

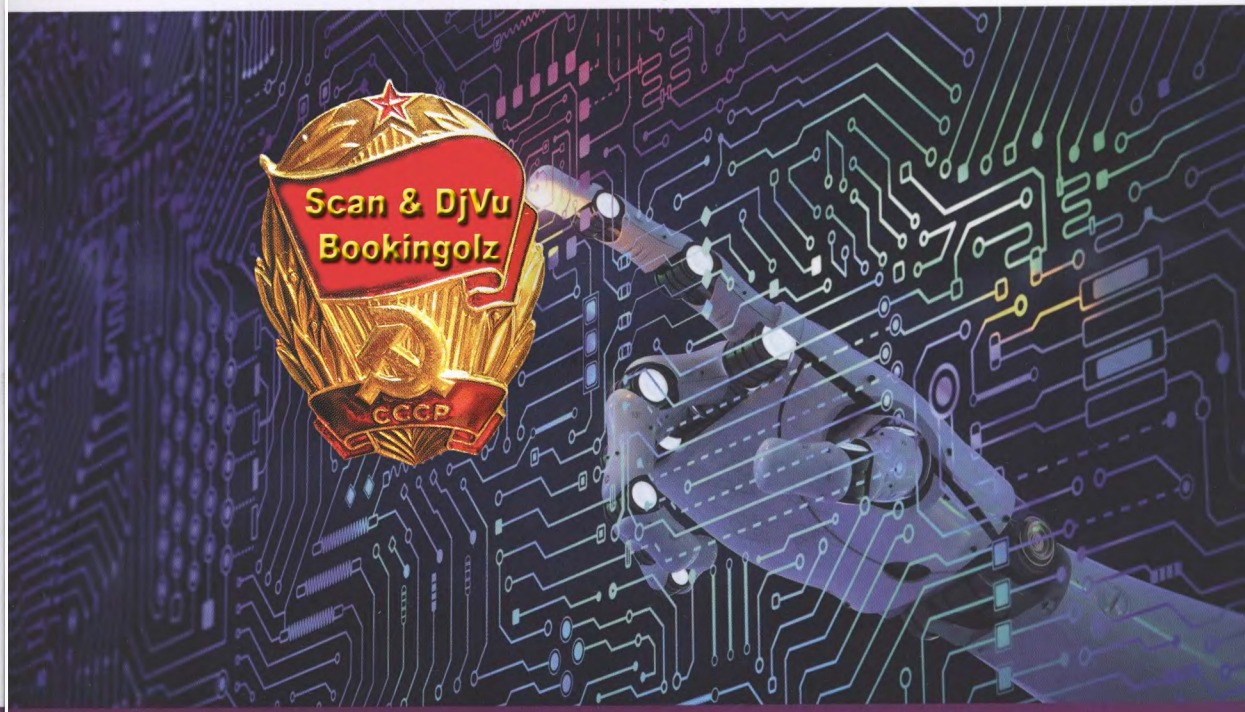
НиТ издательство

СХЕМОТЕХНИКА

С QR-кодами для перехода к необходимым ресурсам

ОТ АЗОВ ДО СОЗДАНИЯ практических устройств

Гаврилов С.А. Бартош А.И.



nit.com.ru

Лучшая книга для начинающего разработчика и не только...

- Секреты построения и анализа электронных схем
- Принцип действия электронных устройств, постороенных на транзисторах, лампах, микросхемах, микроконтроллерах
- От копирования до создания собственных конструкций
- Разбор ошибок и заблуждений из практики разработчиков

СХЕМОТЕХНИКА
ОТ АЗОВ ДО СОЗДАНИЯ практических устройств
НиТ издательство

Гаврилов С.А.
Бартош А.И.

СХЕМОТЕХНИКА

ОТ АЗОВ
ДО СОЗДАНИЯ ПРАКТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

НиТ
ИЗДАТЕЛЬСТВО

Наука и Техника, Санкт-Петербург

УДК 621.314:621.311.6
ББК 32.816

Гаврилов С.А., Бартош А.И.
Схемотехника. От азов до создания практических устройств. — СПб.: Наука и Техника, 2020. — 528 с., илл.

ISBN 978-5-94387-894-7

Книга посвящена искусству схемотехники, приглашая читателя в мир создания электронных схем на различной элементной базе (транзисторах, интегральных микросхемах и даже радиолампах). Авторы-практики применили метод диалога и принцип пошагового рассмотрения азов схемотехники — от простого к сложному. Такой подход удобен как для радиолюбителей, так и начинающих разработчиков. В ходе диалога радиолюбителя с автором читатель перейдет от слепого копирования схем к созданию собственных практических конструкций на различной элементной базе.

Глубина рассмотрения сочетается с предельной доступностью, использованием простых и «прозрачных» методов синтеза схем и их анализа. Те, для кого какие-то разделы поначалу трудны или неинтересны, могут их пропустить. Содержится интересный разбор частых заблуждений и ошибок, раскрывается много секретов из практики разработчика электронных схем.

В необходимых местах по тексту книги стоят QR-коды, предназначенные для мгновенного перехода к необходимым ресурсам (онлайн видео, интерактивному калькулятору, справочной информации). Приложение «Сканер QR и штрих-кодов», запущенное на смартфоне (планшете), позволяет быстро перейти по необходимой ссылке при наведении гаджета на QR-код по ходу чтения книги.

Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей, а также студентов радиотехнических специальностей, начинающих и профессиональных разработчиков.



ISBN 978-5-94387-894-7

Автор и издательство не несут ответственности за возможный ущерб, причиненный в ходе использования материалов данной книги.

Контактный телефон издательства
(812) 412-70-26

Официальный сайт: www.nit.com.ru

12+

© Гаврилов С.А., Бартош А.И.
© Наука и Техника (оригинал-макет)

ООО «Наука и Техника».
Лицензия № 000350 от 23 декабря 1999 года.
198097, г. Санкт-Петербург, ул. Маршала Говорова, д. 29.
Подписано в печать 16.03.2020. Формат 70×100 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Объем 33 п. л.
Тираж 1200 экз. Заказ № 2737.

Отпечатано с готовых файлов заказчика
в АО «Первая Образцовая типография»,
филиал «УЛЬЯНОВСКИЙ ДОМ ПЕЧАТИ»
432980, Россия, г. Ульяновск, ул. Гончарова, 14

СОДЕРЖАНИЕ

Введение **15**

Часть I. Осваиваем азы схемотехники **17**

Шаг 1. Транзисторы биполярные и полевые **19**

1.1. Транзисторы и их модели 20
Характеристики транзисторов 20
Биполярный транзистор 21
Крутизна прямой передачи 23
«Линейный участок» или иллюзия? 24
Коэффициент передачи тока базы 24
Германиевые транзисторы 25
Полевые транзисторы 25
Крутизна полевого транзистора 27
1.2. Стабилизация режима 28
Стабилизация тока коллектора 28
«Паспортный режим» 28
Эмиттерная стабилизация 30
Коллекторная стабилизация 31
Делитель напряжения 32
«Токовое зеркало» 32
1.3. Режимы полевых транзисторов 33
Стабилизация тока стока 33
Принудительная стабилизация 33
Всегда ли стабилизировать ток? 34
1.4. Вопросы из практики 35
1.5. Анализ. Что влияет на стабильность 38
Дрейф входного напряжения 38
Нестабильность потенциала базы 38
Трансформированное сопротивление 39
Ток утечки 39
Особенности коллекторной стабилизации 41
Стабилизация схемы с делением напряжения 41
Вспомогательный ток 42
Компенсация дрейфа 42
«Сверхстабильность» 44

Шаг 2. Линейные каскады для слабых сигналов **45**

2.1. Обратная связь в линейных каскадах 46
Исходные предпосылки 46
Эмиттерный повторитель 47
Выходное сопротивление 48
Преобразователь напряжения в ток 49
Преобразователь тока в напряжение 51
Преобразователь тока в ток 52
Сложение токов 53

Масштабный усилитель ... 54
2.2. Анализ эмиттерного повторителя ... 55
Входное сопротивление ... 55
«Трансформатор сопротивлений» ... 56
2.3. «Обычные» линейные каскады ... 57
Коэффициент передачи ... 57
Входное сопротивление ... 58
Выходное сопротивление ... 58
Ошибка с емкостью ... 59
2.4. Дифференциальные схемы ... 61
Дифференциальный преобразователь напряжения в ток ... 61
Обеспечение режима ... 62
Максимальное усиление ... 62
Балансная схема ... 62
Разбаланс дифференциальной схемы ... 63
Синфазное напряжение ... 64
2.5. Вопросы из практики ... 65
2.6. Дополнение для любознательных ... 67
Динамическая нагрузка ... 67
Динамическая нагрузка в дифференциальном каскаде ... 68
Положительная обратная связь ... 69

Шаг 3. Линейные каскады на высоких частотах ... 71

3.1. Необычные свойства обычных схем ... 72
Неудачный усилитель ... 72
Емкость нагрузки ... 72
Емкость база-эмиттер ... 75
Сюрприз с входной емкостью ... 76
3.2. Схемотехника широкополосных каскадов ... 77
Широкополосные схемы ... 77
Паразитная обратная связь ... 78
Каскодный усилитель ... 78
Дифференциальный усилитель ... 79
Повторитель напряжения ... 79
Преобразователь тока в напряжение ... 80
К подсчетам емкостей каскада ... 80
К подсчетам входного сопротивления ... 81
«Граничные частоты» ... 81
3.3. Схемотехника резонансных каскадов ... 82
Вносимое затухание ... 82
Самовозбуждение резонансного усилителя ... 83
Неполная связь ... 84
Параллельное включение ... 85
Последовательное включение по входу ... 86
Последовательное включение по выходу ... 86
3.4. Вопросы из практики ... 87
3.5. Дополнение для любознательных ... 89
Сопряжение моделей ... 89
Отрицательное сопротивление ... 90

Шаг 4. Линейные каскады при больших сигналах 91
4.1. Уровни напряжений 92
Проблемы выбора режимов 92
Резистивная нагрузка в коллекторе 92
Потенциал коллектора 93
Без ООС 94
Резистивная нагрузка в эмиттере 96
4.2. Схемы с внешней нагрузкой 97
Куда делся динамический диапазон? 97
Не повторяющий повторитель 98
Фундаментальное условие 99
Трансформаторные каскады 100
4.3. Дополнение для любознательных 101
Вольтдобавка 101
Реактивная нагрузка 102
Емкость нагрузки 103
Реактивный ток 103
Параллельная индуктивность 104
Двухтактные структуры 104
4.4. Электронная регулировка уровня 105
Управление крутизной усилителя 105
Диапазон регулирования 106
«Вариант АРУ» 107
Секрет формы характеристики 108
Многокаскадное регулирование 108
«Вариант РРУ» 109
Управление распределением токов 109
Управляемый аттенюатор 111
4.5. Вопросы из практики 113

Шаг 5. Полупроводниковые ключи 117
5.1. Ключ напряжения 118
Схемы автоматики и коммутации 118
Ключи напряжения 118
Управление ключом напряжения 119
Кремниевые и германиевые транзисторы 120
Преобразование уровней 121
Полевые ключи 125
Двухполярный ключ 125
«Сквозной» ток 126
5.2. Ключ тока 127
Коммутация тока 127
Управление ключом тока 127
Диодные ключи 128
Ответвление тока 128
5.3. Дополнение для любознательных 129
Импульсные схемы 129
Причуды разделительной емкости 130
Аналоговые ключи 131

Ключ структуры МОП. 132
Аналоговый мультиплексор 132
5.4. Вопросы из практики 133
5.5. Анализ. Точность и быстродействие 135
Напряжение на открытом ключе 135
Первая составляющая. Остаточное напряжение 135
Вторая составляющая. Падение напряжения 136
Третья составляющая. Сопротивление коллектора 136
Скорость переключения 137
Барьерная емкость 137
Время включения 138
Время рассасывания 140
Перезаряд емкости нагрузки 143
Идеальные фронты 144
Ключ тока 144
Точность передачи аналоговых ключей 144
Скорость переключения 145
Сопротивление в цепи затвора 145

Шаг 6. Нелинейные каскады 147

6.1. Амплитудное детектирование 148
Диодный детектор 148
Хитрости смещенного диода 148
Параллельный детектор 149
Детектор «с удвоением» 150
Эмиттерный детектор 151
«Линейный» и «квадратичный» детекторы 152
6.2. Анализ: мнимо-простой диодный детектор 153
Искажения в детекторе 153
Полоса модулирующих частот 154
Путаница с «входным сопротивлением» 155
«Обратное сопротивление» 156
Чувствительность детектора 157
Истоковый детектор 159
6.3. Перемножение колебаний 160
Перемножители и смесители 160
Крутизна преобразования 160
Амплитуда колебаний гетеродина 161
Закон управления 161
Сложение колебаний 162
Каскад с развязкой 163
Страховка от неточности 165
«Сильный» сигнал 166
Балансный смеситель 166
Ключевые смесители 166
6.4. Анализ. Амплитудное ограничение 169
Дифференциальный ограничитель 169
Апертура ограничения 170
Парадокс входного сопротивления 170

6.5. LC-генераторы ... 171
Баланс амплитуд ... 171
Насыщение транзистора ... 172
Автоматическое смещение ... 173
Ограничение в петле ... 174
Снова дифференциальный ограничитель ... 174
Две цепи обратной связи ... 175
6.6. Кварцевая стабилизация частоты ... 177
Кварцевый резонатор ... 177
Параллельный резонанс ... 177
Последовательный резонанс ... 178
Низкоомный вход и выход ... 178
Универсальная дифференциальная схема ... 179
Мощность, рассеиваемая кварцем ... 180
6.7. Вопросы из практики ... 180
6.8. Дополнение для любознательных ... 182
Обращение схем ... 182
Детектор тока ... 182
Управление по подложке ... 184
Четырехквадрантный перемножитель ... 185
Смеситель с управляемым сопротивлением ... 185

Шаг 7. От многотранзисторных схемных структур к операционным усилителям ... 187

7.1. Самостабилизирующиеся схемы ... 188
Обратная связь по режиму ... 188
Транзисторное кольцо ... 188
Пути для токов ... 190
Главный секрет ... 191
Слабое звено ... 192
7.2. Стабилизация сигнальных параметров ... 193
Общая ООС по сигналам ... 193
Усилитель постоянного тока ... 193
Повторитель напряжения ... 195
Масштабный усилитель ... 195
Преобразователь тока в напряжение ... 195
Смещение нуля ... 196
Усилитель переменного напряжения ... 197
Операционные усилители ... 197
7.3. Измерительные схемы ... 199
Обходимся без операционного усилителя ... 199
Напряжение ошибки ... 200
Компенсирующий транзистор ... 200
Согласование режима пары ... 202
7.4. Диапазон уровней ... 203
Шкалы уровней ... 203
Проблема синфазного напряжения ... 203
Уровни выхода ... 204
Сдвиг уровня ... 205

Балластный ток ... 206
Ток нагрузки ... 206
Двухполярные каскады ... 207
7.5. Вопросы из практики ... 207
7.6. Дополнение для любознательных ... 210
Стабилизированный усилитель ... 210
Разрабатываем интегральную схему ... 211
Физический эталон ... 211

Шаг 8. Анализ многотранзисторных схем с ООС ... 213

8.1. Точность измерительных схем ... 214
Показатели качества ... 214
Анализ напряжения ошибки ... 215
Разброс коллекторных резисторов ... 216
Различие коллекторных напряжений ... 216
Ответвление тока ... 217
Парадокс «выходного сопротивления» ... 217
8.2. Устойчивость схем с ООС ... 219
Комплексный коэффициент передачи тока ... 219
Потенциальная неустойчивость ... 221
Реальная неустойчивость ... 222
Предельная частота усиления по току ... 223
Звено первого порядка ... 223
Виртуальный транзистор ... 224
8.3. Частотные свойства схем ... 225
Типичные ошибки ... 225
Звено с ограничением ... 226
Низкочастотный выходной транзистор ... 227
Температура и предельная частота ... 228
По страницам старых журналов ... 229
Схемы с коррекцией ... 230
Мифы «полосы пропускания» ... 230
8.4. Динамические свойства схем ... 231
Скорость нарастания ... 231
Заряд емкости нагрузки ... 231
Разряд емкости нагрузки ... 233
Быстродействие выходного транзистора ... 234
Бросок тока нагрузки ... 236
8.5. Аналоговая стабилизация напряжения ... 236
Создаем стабилизатор ... 236
Сетевой выпрямитель ... 237
Коэффициент полезного действия ... 239
Опорное напряжение ... 239
Стабильность опоры ... 240
Дрейф напряжения ошибки ... 243
Уровень пульсаций ... 243
Коммутация нагрузки ... 245
8.6. Вопросы из практики ... 246

Шаг 9. Многокаскадные аналоговые схемы 249
9.1. Совместимость по информации 250
Система и подсистемы 250
«Согласование» каскадов 251
Информационные электрические величины 252
Связь напряжение-напряжение 252
Связь ток-ток 254
Связи напряжение-ток и ток-напряжение 255
Разветвления 256
Объединения 257
9.2. Неконтролируемые связи в схемах 258
Самовозбуждение усилителей 258
Паразитные параметры общих шин 259
Конструкции общих шин 261
Защищенные междукаскадные связи 262
Связь напряжение-напряжение 263
Индуктивная междукаскадная связь 264
Чередование структур 265
«Токовое зеркало» 265
Дифференциальный усилитель 266
Путаница с развязкой 266
Связь ток-ток 268
Цепи задания режима 269
9.3. Вопросы из практики 270
9.4. Дополнение для любознательных 272
Согласование по шумам 272
Шум биполярного транзистора 273

Шаг 10. Надежность полупроводниковых схем 275
10.1. Надежность электрического режима 276
Мнимые отказы 276
Ошибка в справочнике? 276
Лавинный пробой 276
Граничное напряжение 278
Напряжение переворота фазы 278
Питание базы фиксированным током 279
Конечное сопротивление в цепи базы 279
Сопротивление в цепи эмиттера 280
Сопротивление в цепях базы и эмиттера 281
Схема Дарлингтона 281
Каскодное включение 282
10.2. Тепловая устойчивость аналоговых схем 283
Тепловые токи 283
Вытеснение тока базы 284
Балластный ток 285
10.3. Разбор ошибок 286

Часть II. От азов до практических устройств на электронных лампах ... **293**

Шаг 11. Интересны ли нам радиолампы? ... **295**

11.1. Музыка из ящика ... 296
Лампы и звук ... 296
Не слишком ли плохи параметры? ... 297
Что такое динамический диапазон ... 297
11.2. О высоком качестве звучания ... 298
Высокая верность ... 298
«Транзисторный звук» — реальность или миф? ... 299
Никаких компромиссов ... 301
Last but not least ... 301

Шаг 12. Приемно-усилительные лампы ... **303**

12.1. Ламповый триод и его свойства ... 304
Рассматриваем вольтамперные характеристики ... 304
Режимы триода и рабочая точка ... 305
Ток сетки и утечка сетки ... 306
Статические параметры лампы ... 306
О номинальных и реальных значениях ... 307
«Левые» и «правые» ... 308
Анодные характеристики ... 309
Анодная нагрузка ... 309
12.2. Сеток становится больше ... 309
Анод и «как бы анод» ... 309
Триодная часть тетрода ... 310
Вторая сеткаи токораспределение ... 311
Появляется третья сетка ... 313
Лампы с двойным управлением ... 314
Лучевые тетроды ... 314
«Варимю» или «вариэс»? ... 315
12.3. Режимы, и как их устанавливать ... 316
А какой режим нужен? ... 316
Фиксированное, и не самое лучшее ... 317
Катодное смещение — это просто ... 318
Минус на сетку? Нет, плюс! ... 319
Новость: анодная стабилизация ... 320
А что с режимом пентода? ... 321
Сюрприз: принудительная стабилизация ... 321
Как выбирать резисторы утечки ... 322
Диод в триоде ... 322
Проблемы с трансформаторной связью ... 323
Низкое анодное напряжение возможно? ... 324

Шаг 13. Работаем с малыми сигналами ... **325**

13.1. Строим усилительные каскады ... 326
Триодный усилитель — это несложно ... 326
Ближе к практике ... 327

Пентодный усилитель — это еще проще ... 327
Пытаемся увеличить усиление ... 328
Вводим отрицательную обратную связь ... 329
Динамическая крутизна и мнимая ООС ... 330
Преобразование напряжения в ток ... 331
Дифференциальный и синфазный сигнал ... 332
Катодный повторитель в реальности и в мифах ... 332
Пентодный повторитель или повторитель на пентоде? ... 334
Преобразование тока в напряжение ... 334
«Заземленная сетка» ... 335
Занимательная схемотехника ... 336
13.2. Выше частота — сложнее проблемы ... 337
Паразитные емкости лампы ... 337
Постоянная времени нагрузки ... 338
Неприятности с входным сопротивлением и емкостью ... 338
Не пентодом единым ... 340
Нейтродины ... 340
Неполное включение ... 341
Каскодная и дифференциальная схемы ... 342
Катодный повторитель подкладывает свинью ... 343
13.3. Помехи, и как с ними бороться ... 344
Снова проблема неконтролируемых связей ... 344
Развязка правильная и неправильная ... 345
Дифференциальный усилитель снова выручает ... 346
Индуктивная (трансформаторная) межкаскадная связь ... 347
Приведение помехи к сетке ... 348
Лучше антенна — хуже прием? ... 348
Планета Земля и просто «земля» ... 349

Шаг 14. Создаем ЛАМПОВЫЙ аудиоусилитель ... 351

14.1. Предварительное аудиоусиление ... 352
Режим класса А ... 352
Резистивный драйвер и проблемы неискаженной передачи ... 352
Строим нагрузочную прямую ... 353
«Клирфактор» ... 354
Знакомимся с динамической характеристикой ... 354
Внешняянагрузка ... 355
... и перегрузка! ... 356
Трансформаторы и дросселив драйвере ... 357
Динамическая нагрузка и мода ... 359
Необычный катодный повторитель ... 360
Положительная обратная связь? ... 361
14.2. Классика тетродных усилителей мощности ... 362
Рассматриваем энергетику для режима А ... 362
Нужно ли «согласование» с нагрузкой? ... 363
Остаточное напряжение оконечной лампы ... 364
Рассчитываем мощность в нагрузке ... 365
Допустимые значения напряжений и токов ... 366
Выходное сопротивление и демпфирование ... 366
Параллельное включение ламп ... 367

Нужен ли «антипаразитный» резистор? ... 368
Катодный повторитель и реактивный ток ... 368
Зачем параллельный конденсатор? ... 369
14.3. Проблемы триодных оконечных каскадов ... 370
Проблема остаточного напряжения ... 370
Работаем с токами сетки ... 372
Высокое анодное напряжение ... 373
Триоды с редкой сеткой ... 373
Проблема реактивного тока ... 374
Триодные характеристики строим сами ... 375
Прямой накал: элита или миф? ... 376
14.4. Двухтактное усиление на перекрестке мнений ... 376
Плюсы или минусы двухтактника ... 376
Режимы A, B и AB ... 377
Фазоинверторы ... 378
Сюрприз: самоинвертирующие каскады ... 379
14.5. Транзисторный звук в ламповых схемах ... 380
Чудеса отменяются ... 380
Сильная и слабая ООС ... 380
Откуда берется мягкое и жесткое ограничение ... 382
Необычная проблема частотных границ ... 383
Легенды и мифы выходного сопротивления ... 384

Шаг 15. Поговорим о радиоприемниках ... 385

15.1. Избирательные системы ... 386
Необходимое объяснение ... 386
Синхронный прием — решение для профи ... 386
Супергетеродинный прием или прямое усиление ... 387
Колебательный контур — знакомый незнакомец ... 388
Полоса пропускания ... 389
Подавление внеполосных сигналов ... 389
Связанные контуры ... 391
Гауссов тракт — что это? ... 392
15.2. Прием нормальный и паразитный ... 393
Какие бывают каналы паразитного приема ... 393
Зеркальный канал и борьба с ним ... 394
Увеличивать ПЧ или добавлять контур? ... 395
Приемники с задиапазонной ПЧ ... 396
Помеха с промежуточной частотой ... 397
Помехи на гармониках гетеродина ... 398
Забитие. Кросс-модуляция ... 398
Двойное преобразование. Пораженные частоты ... 401
«Режекторно-интегральный формирователь» ... 401
15.3. Автоматическая регулировка усиления ... 402
Проблема № 1: регулирующий элемент ... 402
Так для чего нужны пентоды «К»? ... 403
«Гениальные» идеи и их фиаско ... 404
Новость: управление токораспределением ... 405
Проблема № 2: петля регулирования ... 405
Для чего столько ламп? ... 406

15.4. Вспомним о диодах ... 407
Амплитудный детектор на ламповом диоде ... 407
Искажения в ламповом детекторе ... 407
Рассчитываем чувствительность детектора ... 409
Переходим к параллельному детектору ... 409
Сеточный детектор — услада радиолюбителя ... 410
Секрет регенератора ... 411
Катодный детектор, пасынок радиолюбителя ... 412
Анодный детектор, пережиток старины ... 412
Кенотронный выпрямитель ... 413

Часть III. Практика: создаем устройства на цифровых и аналоговых микросхемах ... 415

Шаг 16. Интегральные микросхемы — что это, для чего и как? ... 417

16.1. Что такое микросхема? ... 418
О чем нам говорят даташиты ... 418
Без настройки схем на дискретных элементах — не обойтись ... 419
Пошаговый путь к созданию микросхемы ... 421
Как устроена микросхема ... 422
16.2. Преимущество и недостатки использования ИМС ... 425
Начнем с преимуществ ... 425
Несколько слов о недоставках микросхем ... 426
16.3. Виды сигналов — аналоговый и цифровой ... 427
Аналоговый сигнал ... 427
Дискретный сигнал ... 429
Цифровой сигнал ... 432

Шаг 17. Аналоговые микросхемы: создаем практические устройства ... 437

17.1. Микросхемы для преобразования аналогового сигнала в цифровой: практика ... 438
555 — никакого оккультизма, просто интегральная микросхема-таймер ... 438
Назначение выводов и внутреннее устройство ... 439
Принцип работы ... 442
Моностабильный мультивибратор или одновибратор ... 443
Хлопковый выключатель ... 447
Астабильный мультивибратор ... 447
Генератор с точной настройкой коэффициента заполнения ... 450
ШИМ-регулятор на микросхеме NE555 ... 451
17.2. Линейные стабилизаторы напряжения ... 454
Что такое линейный стабилизатор? ... 454
Как работают чудо-стабилизаторы ... 457
Основные характеристики ... 458
Регулируемые линейные стабилизаторы напряжения ... 459
Стабилизатор тока ... 464
LDO-стабилизаторы ... 465

17.3. Устройства на интегральных операционных усилителях 466
Определение и виды операционных усилителей 466
Основные характеристики ОУ 471
Включение ОУ по схеме неинвертирующего усилителя 472
Включение ОУ по схеме инвертирующего усилителя 473
Включение ОУ по схеме повторителя напряжения 473
Включение ОУ по схеме усилителя тока 475
Примеры устройств, которые можно сделать на операционных усилителях 475
Фотореле или «сумеречный выключатель» на ОУ 476
Предусилитель для «компьютерного» микрофона 478
Лабораторный блок питания 480
Ретранслятор для пульта дистанционного управления 482
Приставка «Овердрайв» для гитары и других музыкальных инструментов 483
Предварительный усилитель с темброблоком 486
17.4. Микросхемы усилителей звука 489
Создаем усилитель для колонок 489
Простой УМЗЧ на TDA1552 491
Усилитель с кнопочным управлением для носимой аппаратуры 495
Трехканальный стереофонический усилитель для ПК 496
УНЧ с псевдоквадрофоническим эффектом и темброблоком 499
Включение интегрального УНЧ по мостовой схеме 502

Шаг 18. Цифровые микросхемы: создаем практические устройства ... 505

18.1. Виды и особенности цифровых микросхем 506
Какие бывают цифровые ИМС и чем они отличаются друг от друга 506
Основные сокращения в описании сигналов 507
Разбираемся в маркировках и сериях микросхем 509
18.2. Практические конструкции на цифровых микросхемах 511
От механических переключателей к электронным 511
Кнопка-выключатель с фиксацией 511
Переключатель с зависимой фиксацией 513
Приоритетный переключатель с зависимой фиксацией 514
Задающий генератор для двухтактного инвертора 516
Игра «Кто быстрее» 518

Приложение. Перечень условных обозначений элементов в схемах ... 521

Литература 527

ВВЕДЕНИЕ

Эта книга посвящена схемотехнике. В ней рассказывается о том, что такое электронные схемы, как они действуют, и как их придумывают.

Книга адресована разным категориям читателей: от радиолюбителей до студентов и профессионалов. Любителям она должна помочь перейти от копирования готовых (и часто непонятно, как работающих) схем к разработке собственных конструкций, к тому же не требующих кропотливого «налаживания». Разработчикам-профи — помочь в решении неизменно волнующих проблем: повторяемость при серийном производстве, взаимозаменяемость элементов, технологичность, надежность.

Авторы будут удовлетворены, если их труд пригодится студентам радиотехнических специальностей, которые испытывают потребность в пособиях по схемотехнике.

По указанной причине книга многослойна, и прежде излагаются базовые сведения. Вопросы количественного анализа схем, а также дополнительные, необязательные материалы вынесены в отдельные «Шаги». Чтобы те, для кого они поначалу трудны или неинтересны, могли их пропустить.

«Шаги» сопровождаются разбором практических вопросов. Сюжеты вопросов ни в коей мере не надуманные: отбирались типичные ошибки (а иногда, наоборот, остроумные решения), взятые из популярных книг, журналов, брошюр, технической документации, наконец, из опыта. Впрочем, и вся книга базируется на разборе характерных ошибок и заблуждений.

Не стоит рассчитывать найти здесь подобие рецептурного справочника с набором «типовых схем». Между прочим, не одно стандартное блюдо бывало безнадежно испорчено из-за опечатки в кулинарной книге... Разработчики-профессионалы никогда не пользуются готовыми методиками расчетов, если не убеждены в адекватности исходной модели. А такое убеждение всегда основывается на глубоком понимании процессов, происходящих в схеме. В этом духе и написана книга.

Шаги от 11 до 15 посвящены схемотехнике на электронных лампах. Интерес к радиолампам и схемам на них за последние годы вырос, но литературы, детально освещающей тему, не хватает. Автор попытался объединить широту охвата тем, конкретность, практическую направленность, и в то же время — предельную простоту и доступность. Здесь не найти привычной по книгам архаики, изложение ведется под современным углом зрения.

Особо разбираются вопросы, не освещавшиеся в прежней, устаревшей литературе. Акцент делается на новые сведения — «секреты разработчиков», и, как всюду, на типичные ошибки и заблуждения. Не забыты интересы нынешних аудиофилов и конструкторов аудиоаппаратуры на лампах, а также коллекционеров ретро-техники: все они найдут в книге немало полезного.

А **ШАГИ, начиная с 16-го**, уже целиком посвящены использованию микросхем при создании полезных практических конструкций. В ряде случаев это аналоговые микросхемы, в ряде случаев — цифровые.

ЧАСТЬ

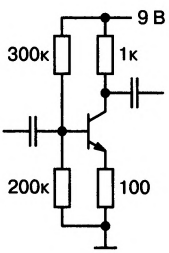
I

ОСВАИВАЕМ АЗЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Scan & DjVu
Bookingolz

Первый раздел книги начинает обучение читателя азам искусства схемотехники. Глубина рассмотрения сочетается с предельной доступностью, использованием наиболее простых и «прозрачных» методов синтеза схем и их анализа. Выдержан принцип пошагового рассмотрения - от простого к сложному, что удобно для радиолюбителей и начинающих разработчиков. При этом изложение ведется на достаточно серьезном уровне.

Излагаются базовые сведения. Вопросы количественного анализа схем, а также дополнительные, необязательные материалы вынесены в отдельные разделы. Те, для кого эти главы поначалу будут трудны или неинтересны, могут их пропустить. Разработчикам-профи главы в конце раздела помогут в решении неизменно волнующих проблем: повторяемость при серийном производстве, взаимозаменяемость элементов, технологичность, надежность.



В ходе диалога радиолюбителя с автором читатель перейдет от слепого копирования схем к созданию собственных конструкций на различной элементной базе.

Главы первого раздела содержат разбор частых заблуждений и ошибок, раскрывается много секретов из практики разработчика электронных схем.

Шаг 1. *Транзисторы биполярные и полевые*

Шаг 2. *Линейные каскады для слабых сигналов*

Шаг 3. *Линейные каскады на высоких частотах*

Шаг 4. *Линейные каскады при больших сигналах*

Шаг 5. *Полупроводниковые ключи*

Шаг 6. *Нелинейные каскады*

Шаг 7. *От многотранзисторных схемных структур к операционным усилителям*

Шаг 8. *Анализ многотранзисторных схем с ООС*

Шаг 9. *Многокаскадные аналоговые схемы*

Шаг 10. *Надежность полупроводниковых схем*

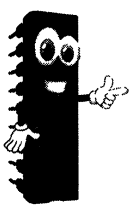
ТРАНЗИСТОРЫ БИПОЛЯРНЫЕ и ПОЛЕВЫЕ

Из типичных характеристик транзисторов (биполярного и полевого) можно сделать полезные выводы — и они делаются. Рассматриваются схемы стабилизации режима одиночного транзистора, с элементарными расчетами. Скептически оцениваются разнообразные «новые» и «лучшие» схемы стабилизации, встречающиеся в описаниях радиолюбительских конструкций. Для углубленного изучения предлагается детальный анализ стабильности режимов, рассматриваются методы снижения температурного дрейфа.

1.1. Транзисторы и их модели

Характеристики транзисторов

Начало промышленного выпуска плоскостных полупроводниковых триодов приходится на середину 50-х годов прошлого века. Тогдашним радиоинженерам, привыкшим работать с электронными лампами, новый усилительный прибор казался как бы «ухудшенной радиолампой».



ПРИМЕЧАНИЕ.

Дело в том, что и принципы построения схемных конфигураций и методы расчетов по инерции оставались пронизанными «ламповым подходом», предполагавшим относительно надежное знание характеристик активного прибора.

Вы и сами наверняка встречали в литературе методики расчетов транзисторных каскадов, связанные с отысканием рабочих точек на кривых, построением к ним касательных, и прочим подобным... В этой книге ничего такого не будет.

Радиолюбитель: *Не понимаю, что в этом плохого, ведь такие методики считаются классикой?*

Плохо то, что кривые оказываются недостоверными, характеристики — нестабильными, в итоге весь расчет — блефом.

Радиолюбитель: *Однако во многих справочниках вольтамперные характеристики для различных типов транзисторов приведены.*

Если вы в них всмотритесь, то убедитесь, что все они похожи как две капли воды. Вполне достаточно иметь представление о типичной характеристике **биполярного транзистора**. Ей-то мы сейчас и займемся. Не забывая, что характеристику нельзя рассматривать как «точную».

Радиолюбитель: *Если она не точная... то как же быть?*

Секрет состоит в непревзойденных свойствах обычного (так называемого **биполярного**) транзистора. А именно: характерные его сопротивления оказываются либо значительно меньше, либо значительно больше типичных величин пассивных сопротивлений схемы.

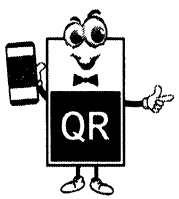
Это дает возможность использовать очень простые, но достаточно адекватные модели активных приборов. Эффективность применения таких моделей связана с особым подходом к расчету, когда анализ схемы проводят не с входа, а с выхода, ориентируясь на «конечный результат».

Радиолюбитель: *Я уже догадываюсь, что речь идет о подходе, похожем на тот, который применяют при построении устройств на операционных усилителях?*

Совершенно верно. Точно так же, как в вашем примере, использование таких моделей предполагает построение схемных конфигураций, основные параметры которых мало зависят от характеристик активных элементов.

Этому же способствует отказ от привычки «экономить» транзисторы (как когда-то лампы).

Радиолюбитель: *Это-то понятно, ведь даже дискретные полупроводниковые приборы дешевле, да и, пожалуй, надежнее многих других элементов схемы.*



Для иллюстрации предлагаю посмотреть видеоролик ***«Как работает ТРАНЗИСТОР. Реально самое понятное объяснение!»*** *Для автоматического перехода к странице запустите Приложение* ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Верно. Ну а количество активных элементов на кристалле интегральной схемы, как вы понимаете, вообще не имеет существенного значения.

Биполярный транзистор

Перед нами важнейшие характеристики типичного маломощного кремниевого транзистора: **характеристика прямой передачи** (**рис. 1.1**) и семейство **выходных характеристик** — при заданном токе эмиттера (**рис. 1.2**) и при заданном напряжении база-эмиттер (**рис. 1.3**). Отметим главное.

При тех значениях тока коллектора I_K, которые являются допустимыми для конкретного прибора, напряжение между базой и эмиттером транзистора (а оно-то и служит управляющим) почти всегда должно находиться в пределах 0,6—0,7 *В*.

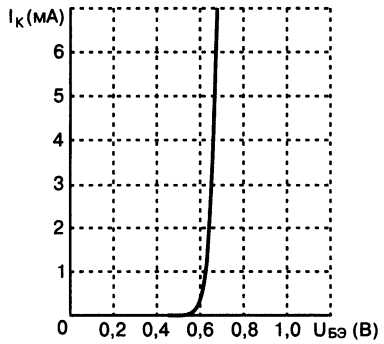


Рис. 1.1. *Типичное напряжение между базой и эмиттером – около 0,7 В*

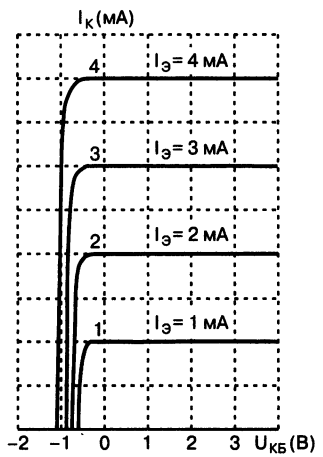


Рис. 1.2. *Ток коллектора практически равен току эмиттера*

Крутизна прямой передачи биполярного транзистора $S = \Delta I_К / \Delta U_{БЭ}$ очень велика (десятки и сотни *мА/В*), это хорошо видно по **рис. 1.1**.

Выходное сопротивление транзистора (см. **рис. 1.2**) при заданном эмиттерном токе — $\Delta U_{КБ} / \Delta I_К$ очень велико — не менее 1 *МОм*.

Усилительные свойства транзистора сохраняются при снижении напряжения между коллектором и базой $I_{КБ}$ до нуля (и даже чуть ниже — см. **рис. 1.2**).

Токи коллектора и эмиттера практически равны между собой. Точнее, они различаются на малую величину тока базы:

$$I_Э = I_К + I_Б \approx I_К, \qquad (1.1)$$

причем отношение $I_К / I_Б$ представляет собой параметр транзистора — **коэффициент передачи тока**, обозначаемый $h_{21Э}$ (можно также встретить и вариант обозначения β).

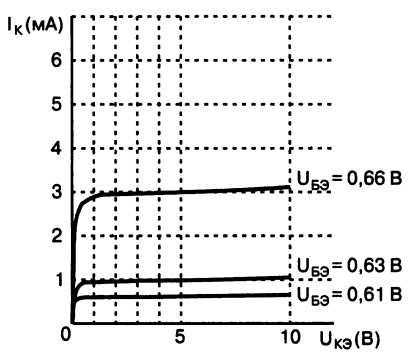
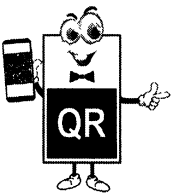


Рис. 1.3. *При $U_{КЭ}$, близком к нулю, усилительные свойства теряются*



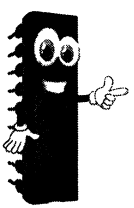
Для иллюстрации предлагаю посмотреть видеоролик ***«Биполярный транзистор. Основные параметры, схемы включения и многое другое»****.*
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Крутизна прямой передачи

С достаточной степенью точности крутизна биполярного транзистора определяется током коллектора:

$$S = \frac{I_K}{\varphi_T} \text{ или } S = 40I_K, \qquad (1.2)$$

где I_K — в миллиамперах, S — в миллиамперах на вольт).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Фигурирующий здесь коэффициент 40 – это величина, обратная так называемому ***термическому потенциалу*** *φ_T, пропорциональному абсолютной температуре. И она потребует поправок, если температура кристалла отличается от «нормальной», при которой φ_T = 25 мВ.*

Вообще-то (1.2) является дифференциальным уравнением, из которого следует, что характеристика прямой передачи (зависимость I_K от $U_{БЭ}$) является экспоненциальной функцией. И это действительно верно для не слишком больших токов.

Радиолюбитель: *А как для «слишком больших»?*

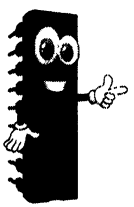
При токах I_K, близких к предельно допустимым для транзисторов данного типа, формула (1.2) дает завышенные значения. Причина — дополнительное падение напряжения от базового тока на омическом сопротивлении базы.

«Линейный участок» или иллюзия?

Не правда ли, кривые, наподобие изображенной на **рис. 1.1**, дают видимость наличия ясно выраженных участков: с большей кривизной (левее) и почти линейного (справа)?

Радиолюбитель: *По-моему, это очевидно.*

Вот отсюда — ошибочные советы по «правильному выбору рабочей точки», при котором надо судить по визуально оцениваемой форме кривых.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Но достаточно изменить масштаб графика по оси токов, и прежняя экспонента просто сдвинется вправо или влево. Это сразу обнаружит иллюзорность выделения в характеристике транзистора специфических участков или каких-либо особых точек (например, «с максимальной кривизной — для лучшего детектирования»).

Радиолюбитель: *А как же тогда выбирать оптимальный режим, ведь в книгах всегда твердят: «на линейном участке»?*

Такие вопросы решаются не столь легкомысленно, а на более серьезной основе, и мы это увидим в последующих **ШАГАХ**.

Коэффициент передачи тока базы

Статическое значение параметра $h_{21Э}$, контролируемое на низких частотах, играет немалую роль при расчете схем. Завод-изготовитель, даже для нормальной температуры, дает на величину $h_{21Э}$ весьма большой допуск (убедитесь в этом, заглянув в справочник).

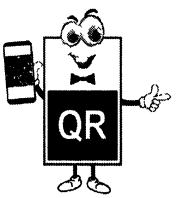
Радиолюбитель: *Да, в справочных данных обычная разница между минимумом и максимумом 2,5—3 раза.*

Чтобы не оказаться в ситуации, когда спроектированная схема неработоспособна с некоторыми экземплярами транзисторов (вполне исправными!), расчет ведут всегда, ориентируясь на наихудшее для данного случая значение коэффициента передачи тока $h_{21Э}$ (для выбранного типа прибора и классификационной группы).

Радиолюбитель: *То есть — на наименьшее?*

Почему же? Смотря по содержанию расчета. Бывает и обратное.

Коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ зависит от величины коллекторного тока, но меньше, чем крутизна. Для маломощных транзисторов этот параметр чаще всего имеет максимум в диапазоне токов 5—20 *мА*, но заметный спад его начинается лишь при $I_К$ менее 0,5—1 *мА*. Поэтому не сделает большой ошибки тот, кто будет ориентироваться на значение $h_{21Э}$, взятое из паспортных данных (приведенных, конечно, для определенного $I_К$, может быть, вовсе не того, на которое производится расчет).



Для иллюстрации предлагаю посмотреть видеоролик ***«Электроника шаг за шагом. Биполярный транзистор»****.*
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Германиевые транзисторы

Все, сказанное выше о кремниевых приборах, по большей части, относится и к германиевым.

Радиолюбитель: *Почему-то в современных схемах их практически и не встретишь...*

Так и есть — по ряду причин (которые станут ясны в свое время). Пока следует лишь указать, что усилительный режим германиевых транзисторов соответствует меньшим напряжениям $U_{БЭ}$ (0,15—0,2 *В*).

Полевые транзисторы

Полевые транзисторы, в отличие от биполярных, во многом напоминают электронные лампы. Не обладая высокой крутизной, они в некоторых случаях являются удачным дополнением биполярных приборов, если надо, например, обеспечить высокое входное сопротивление каскада. Ведь ток затвора полевого транзистора практически равен нулю.

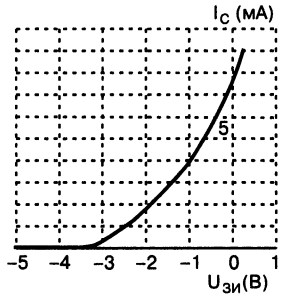
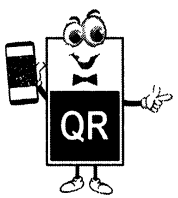


Рис. 1.4. Полевой транзистор «с обеднением» при нулевом напряжении на входе открыт

На **рис. 1.4** представлена типичная характеристика прямой передачи транзистора **с управляющим *p-n*-переходом** и каналом *n*-типа (2П302А). Рабочая область напряжений на затворе в усилительном режиме простирается от напряжения отсечки $U_{ОТС}$, при котором ток стока падает практически до нуля, до примерно + 0,5 *В* (большее напряжение $U_{ЗИ}$ подавать нельзя: открывается переход затвор-канал и работа транзистора нарушается).



*Для иллюстрации предлагаю посмотреть видеоролик **«Типы полевых транзисторов»**. Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Подобную же характеристику имеет и полевой МДП (или **МОП**, в зарубежной литературе — MOSFET) транзистор **со встроенным каналом *n*-типа** (например, 2П305А). Только в этом случае она продолжается также и в область положительных напряжений на затворе — ведь здесь затвор полностью изолирован от канала.

Транзисторы, которые при $U_{ЗИ} = 0$ открыты, относят к приборам «с обеднением». А на **рис. 1.5** изображена **стоко-затворная характеристика** транзистора «с обогащением» — полевого МОП прибора (2П304А). Он имеет **индуцированный канал** *p*-типа, который открыт лишь тогда, когда напряжение затвор-исток превышает по абсолютной величине пороговое $U_{ПОР}$, на графике это примерно 3,7 *В*. Данные о пороговых напряжениях (и напряжениях отсечки) всегда можно найти в паспортах на полевые приборы.

Ранее мы видели, что биполярный транзистор сохраняет усилительные свойства при снижении напряжения между коллектором и эмиттером до десятых долей вольта. В противоположность им, полевые приборы требуют для эффективной работы в усилительных каскадах определенного напряжения на стоке:

$$|U_{СИ}| > |U_{ЗИ} - U_{ПОР}| \text{ или } |U_{СИ}| > |U_{ЗИ} - U_{ОТС}|. \quad (1.3)$$

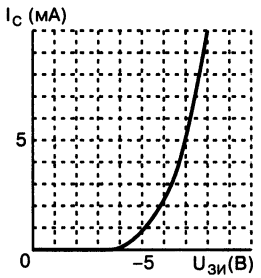


Рис. 1.5. *Транзистор «с обогащением» открывается при напряжении, превышающем пороговое*

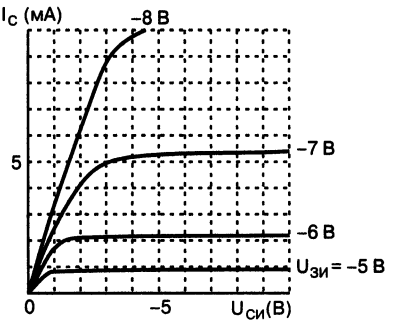


Рис. 1.6. *На крутом участке характеристики усилительные свойства полевого транзистора падают*

Проследите по стоковой вольтамперной характеристике (**рис. 1.6**), что при несоблюдении этого условия рабочая точка оказывается на участке характеристики, где крутизна и выходное сопротивление резко падают.

Крутизна полевого транзистора

В паспорте на полевой транзистор вы найдете значение крутизны прямой передачи

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗИ}},$$

гарантированное заводом-изготовителем для определенного тока стока (например, для I_C = 10 *мА*).

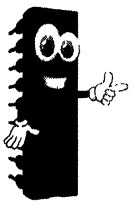
Радиолюбитель: *А если придется использовать прибор при другой величине тока?*

Несложно дать оценку крутизны, зная, что она изменяется пропорционально квадратному корню из тока: ведь характеристика прямой передачи здесь — парабола. Пусть при I_C = 10 *мА* крутизна составляет 5 *мА/В*. Тогда для I_C = 2 *мА* получаем — сколько?

Радиолюбитель: *Думаю, что посчитать можно так:*
$S = 5 \cdot \sqrt{2/10} = 2{,}2$ *мА.*

Верно. Иногда для аналогичных расчетов удобнее бывает учитывать, что от напряжения затвор-исток крутизна зависит линейно, снижаясь до нуля при напряжении отсечки.

Радиолюбитель: *Я вижу, что для полевых транзисторов все как-то сложнее, что ли, чем для биполярных.*



ВЫВОД.

Увы, такова специфика вольтамперных характеристик и параметров полевых приборов. Эту разницу мы почувствуем немедленно: стоит лишь обратиться к задаче стабилизации режима активного прибора.

1.2. Стабилизация режима

Стабилизация тока коллектора

Режим работы транзистора характеризуется всей совокупностью токов его электродов и напряжений на них (при отсутствии сигнала). Однако когда говорят о схемах, рассчитанных на передачу сигналов, обычно подразумевают стабилизацию величины тока коллектора. И вот почему.

Во-первых, величина тока покоя коллектора определяет важнейшие усилительные параметры транзистора: крутизну S, коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ и некоторые другие.

Во-вторых, от величины тока покоя зависит, будет ли каскад обеспечивать неискаженное воспроизведение сигналов большого уровня.

В-третьих, величина тока покоя определяет (при наличии нагрузочного резистора) и напряжение коллектора. А оно влияет, между прочим, и на то, будет ли вообще получен усилительный (активный) режим работы прибора.

В-четвертых, от величины тока покоя зависит мощность, выделяемая на транзисторе, а также коэффициент полезного действия каскада.

«Паспортный режим»

Завод-изготовитель полупроводников гарантирует допуски на их параметры только в определенном режиме — том, при котором при-

боры проходят приемочные испытания. Это обстоятельство нередко оказывается определяющим.

Радиолюбитель: *В каком смысле?*

В том, что если вам необходимо, чтобы значения параметров транзистора в схеме наверняка соответствовали гарантированным, вы позаботитесь поставить транзистор в режим, указанный в паспорте.

Не надо забывать, что (как в любом четырехполюснике) входные и выходные величины транзистора связаны функциональной зависимостью.

Радиолюбитель: *Не понимаю, к чему вы это?*

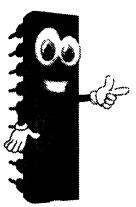
К тому, что, например, при заданных схемой стабилизации значениях тока коллектора и напряжения коллектор-база — соответствующие им ток базы и напряжение база-эмиттер установятся автоматически.

Радиолюбитель: *Ясно.*

В первую очередь разработчик заботится о том, чтобы все транзисторы усилительной схемы находились в активном режиме.

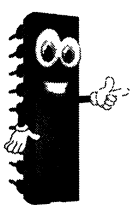
Радиолюбитель: *На что надо смотреть конкретно?*

Вот простые правила.



ПРАВИЛО 1.

Усилительный транзистор не должен оказаться запертым: он должен обладать коллекторным током (током стока) большим, чем ток утечки. В частности, в схеме должны быть предусмотрены пути для постоянных токов всех электродов транзистора.



ПРАВИЛО 2.

Усилительный прибор не должен оказаться в области крутого участка выходных вольтамперных характеристик (для биполярного транзистора — в «режиме насыщения»).

Радиолюбитель: *У меня такое бывало: из-за ошибки — потенциал коллектора транзистора оказывался ниже потенциала базы (как потом выяснялось).*

Нередкий случай у радиолюбителей. У полевого прибора, соответственно, напряжение сток-исток не должно быть ниже определенной минимальной величины.

Принципиально существуют две основные схемы автоматической стабилизация коллекторного тока биполярного транзистора, используемого в однотранзисторном каскаде.

Эмиттерная стабилизация

При включении согласно **рис. 1.7** фиксирован потенциал базы. А нужный ток обеспечивают резистором $R_Э$ в цепи эмиттера.

Если в практической схеме (**рис. 1.8**) замерить потенциал эмиттера (напряжение на эмиттере относительно «земли») $U_Э$, то он окажется примерно на 0,7 *В* ниже потенциала базы $E_Б$. Нетрудно тогда рассчитать эмиттерный ток транзистора:

$$I_Э = \frac{U_Э}{R_Э} = \frac{E_Б - 0{,}7B}{R_Э}. \qquad (1.4)$$

Практически такую же величину имеет и коллекторный ток. Отсюда легко определяют потенциал коллектора:

$$U_K = E_K - I_K R_K. \qquad (1.5)$$

Измерением вы сможете убедиться, что наш расчет верен, хотя и основан на предельно упрощенной модели транзистора:

$$S = \infty,\ U_{БЭ} = 0{,}7\ B = const,\ I_Э = I_K.$$

Не исключено, однако, что формула (1.5) даст величину потенциала коллектора меньшую, чем потенциал базы. Это говорит о неправильном выборе параметров схемных элементов: транзистор будет находиться

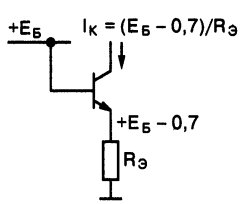


Рис. 1.7. *При фиксированном потенциале базы автоматически устанавливается ток эмиттера*

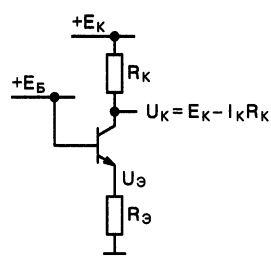
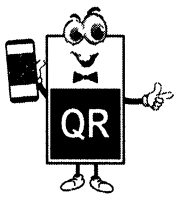


Рис. 1.8. *Эмиттерный ток задает ток (и потенциал) коллектора*

в режиме насыщения, на крутом участке коллекторной вольтамперной характеристики. Напряжение на коллекторе транзистора реально окажется практически равным напряжению на эмиттере, т. е. $U_{КЭ} \approx 0$. Следует уменьшить величину $R_К$ или увеличить $R_Э$!



*Для иллюстрации предлагаю посмотреть видеоролик **«Стабилизация режима работы транзистора. Азы...»**.*
*Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Коллекторная стабилизация

В схеме на **рис. 1.9, *а*** связью базы с коллектором достигается стабилизация коллекторного потенциала (он равен потенциалу базы). Этим и определяется величина тока коллектора:

$$I_К = \frac{E_К - U_К}{R_К}, \qquad (1.6)$$

где $U_К = U_Б$ составляет примерно 0,7 *В*.

Радиолюбитель: *Не представляю себе реальную схему, где можно было бы соединить базу с коллектором!*

Можно: через резистор (**рис. 1.9, *б***). Это увеличивает потенциал коллектора (он возрастает на величину $I_Б R_Б$), что хорошо. Но снижает его стабильность, что плохо.

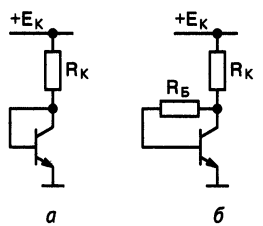


Рис. 1.9. *Потенциал базы и коллектора равен 0,7 В (а); базовый резистор ухудшает стабильность режима (б)*

Делитель напряжения

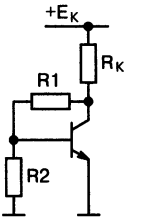


Рис. 1.10. Потенциал коллектора увеличен при помощи делителя напряжения

Коллекторного напряжения, равного $U_K = 0{,}7\ B$, может быть недостаточно. Добиться увеличения поможет схема с базовым делителем (**рис. 1.10**). Если ток через делитель существенно больше тока базы, так что последним можно пренебречь, то, очевидно:

$$U_{БЭ} = U_K \frac{R2}{R1+R2}, \text{ откуда } U_K = 0{,}7B\frac{R1+R2}{R2}.$$

Снова отметим, что схемы коллекторной стабилизации задают всегда потенциал коллектора! Для получения I_K следует теперь вычесть ток делителя:

$$I_K = \frac{E_K - U_K}{R_K} - \frac{U_K}{R1+R2}. \qquad (1.7)$$

«Токовое зеркало»

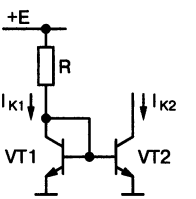


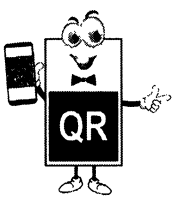
Рис. 1.11. В «токовом зеркале» $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, поэтому режим VT2 стабилизирован

Конфигурация, известная как «токовое зеркало», приведена на **рис. 1.11**. Поскольку $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, при идентичных транзисторах обеспечено и равенство токов:

$$I_{K1} = I_{K2} = (E - 0{,}7B)/R.$$

Строго говоря, полная идентичность в данной схеме не соблюдена: ток коллектора *VT2* будет несколько зависеть от его коллекторного напряжения (вернитесь к **рис. 1.3**).

Тем не менее, с этой простой, но интересной схемой мы не раз встретимся в дальнейшем.

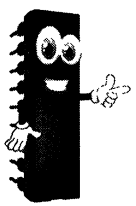


*Для иллюстрации предлагаю посмотреть видеоролик **«Что такое токовое зеркало»**. Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

1.3. Режимы полевых транзисторов

Стабилизация тока стока

Аналог эмиттерной стабилизации существует и для полевого транзистора (**рис. 1.12, *а***, где $U_И = E_З - U_{ЗИ}$).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Трудность в том, что напряжение затвор-исток при данном токе — величина весьма неопределенная и малостабильная.

К примеру, разброс $U_{ЗИ}$ среди экземпляров прибора 2П305А при $I_С = 5$ *мА* может составлять единицы вольт. Поэтому гарантировать с приемлемой точностью заданную величину тока в собранной схеме мы могли бы, пожалуй, при напряжении $E_З$, составляющем десятки вольт! Маловероятно, что это кого-то устроит.

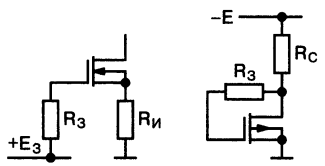


Рис. 1.12. *Схемы «истоковой» и «стоковой» стабилизации требуют повышенных напряжений*

Для приборов с индуцированным каналом возможен также аналог коллекторной стабилизации (**рис. 1.12, *б***). Можно проверить, что при ненулевом пороговом напряжении транзистор здесь обязательно окажется на пологом участке выходных характеристик, что и требуется. Для тока стока, очевидно, справедливо:

$$I_С = \frac{E - U_С}{R_С},$$

а так как $U_С = U_{ЗИ}$ может быть оценено при данном токе, как мы знаем, лишь очень грубо, то сравнительно достоверные результаты расчета и здесь достижимы только при высоком напряжении питания.

Принудительная стабилизация

В разобранных схемах функции стабилизации тока и собственно передачи сигнала соединяются в одном приборе — но, в общем, это совсем не обязательно.

Радиолюбитель: *Как это?*

К примеру, для полевых транзисторов разумным способом разрешения трудностей оказывается задание тока стока вспомогательным стабилизированным биполярным транзистором (**генератором тока**), обеспечивающим требуемый ток в исток полевого прибора. Надо лишь не допустить ошибки, влекущей насыщение вспомогательного транзистора.

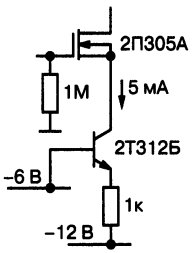


Рис. 1.13. *Фиксированный ток истока задают вспомогательным транзистором*

Радиолюбитель: *Лучше бы рассмотреть на каком-нибудь примере.*

Давайте — на примере **рис. 1.13**. Напряжение затвор-исток для 2П305А при I_C = 5 *мА* нормировано пределами 0,2—1,5 *В*, затвор «привязан» к нулю, значит, на истоке имеем этот же диапазон напряжений со знаком минус. Какой отсюда вывод?

Радиолюбитель: *Исток — он же и коллектор 2Т312Б... Выше этого уровня потенциал базы ЕБ быть не должен?*

Точно. Проверьте, между прочим, что для приборов типа 2П305Г базу вспомогательного транзистора можно просто «заземлить».

Всегда ли стабилизировать ток?

Завод-изготовитель нередко проводит контроль параметров транзисторов с управляющим переходом не при фиксированном токе стока, а при фиксированном напряжении на затворе (точнее, при $U_{ЗИ}$ = 0). Это дает повод разработчику вовсе не вводить элементов стабилизации тока стока (**рис. 1.14**), и даже обязывает к этому.

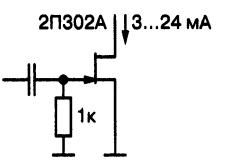
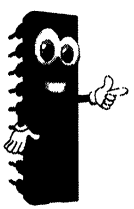


Рис. 1.14. *При $U_{ЗИ}$ = 0 устанавливается паспортный режим*



ПРИМЕЧАНИЕ.

Ознакомьтесь, к примеру, с данными на прибор типа 2П302А: значение крутизны S ⩾ 5 мА/В гарантируется при нулевом напряжении затвор-исток, хотя величина тока в этом режиме, согласно техническим условиям, может колебаться в диапазоне от 3 до 24 мА!

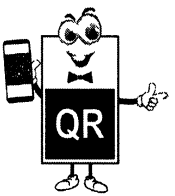
Любопытно, что если здесь все же возникнет надобность в стабилизации I_C, вы не вправе устанавливать его для транзисторов этого типа более 3 *мА*.

Радиолюбитель: *Почему это?*

А иначе не будет уверенности, что прибор не оказался в области, где напряжение приложено к переходу в запрещенной, открывающей полярности.

Радиолюбитель: *А вот еще я читал о каких-то «термостабильных точках» полевых транзисторов...*

Когда вы встречаете публикации подобных выдающихся идей, почаще вспоминайте, что сама по себе стабильность тока активного прибора никак не может являться самоцелью!



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Как найти битый полевой транзистор»**.*
*Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

1.4. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *Мне нужен мощный транзистор, а в хозяйстве имеются несколько менее мощных. Что если я применю параллельное включение, как на* ***рис. 1.15****?*

Прямое соединение дискретных транзисторов в параллель недопустимо. Высокая крутизна характеристики прямой передачи (вспомните **рис. 1.1**) и одновременно разброс характеристик приведут к резко неравномерному распределению общего тока.

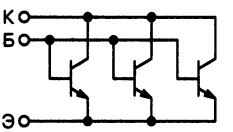


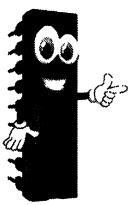
Рис. 1.15. *Получился ли супермощный транзистор?*

Один из приборов будет работать с максимальной нагрузкой, перегреваться (что, в свою очередь, повлечет за собой еще большее увеличение доли общего тока: характеристика прямой передачи при нагревании кристалла смещается влево), и, наконец, он выйдет из строя. Это вызовет перегрузку остав-

шихся. Лавинообразный процесс завершится перегоранием всех транзисторов.

Радиолюбитель: *Значит, ничего не получится...*

Почему же, положение можно исправить включением в эмиттеры одинаковых резисторов, выравнивающих токи.



СОВЕТ.

Но вам придется смириться с некоторой потерей мощности: следует предусматривать падение напряжения на резисторах не меньше 0,2–0,3 В, чтобы скомпенсировать разброс характеристик.

Между прочим, самостоятельно прикиньте: чему равны $h_{21Э}$ и S для вашего «супермощного» транзистора, если известны соответствующие параметры составляющих его приборов?

Радиолюбитель: *Мой друг собрал по схеме* ***рис. 1.16****, взятой из брошюры, усилительный каскад, только он не заработал. В чем может быть дело?*

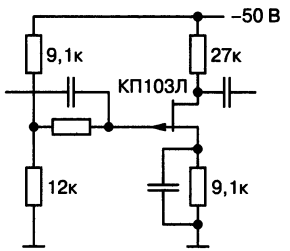


Рис. 1.16. *Почему не работает усилитель?*

Схема работать не может: напряжение на затворе равно 28 *В*; близко к этой величине, по-видимому, и напряжение истока. Судя по величине резистора в ист оке, должен протекать ток 3 *мА*. Но такому току соответствует падение напряжения на нагрузке 80 *В*! Очевидно, в номиналы резисторов вкралась опечатка. Исправить схему самостоятельно несложно.

Радиолюбитель: *Я убедился, что каскад по* ***рис. 1.17*** *работает, но вдруг заметил, что забыл припаять резистор 200 кОм. Впрочем, замер тока коллектора показал мне величину 3 мА (как и требовалось по описанию). Так стоит ли исправлять ошибку?*

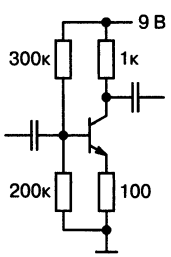


Рис. 1.17. *Есть лишние детали?*

Вы выбрали не лучшую схему. Ток через резистор 200 *кОм* ничтожно мал по сравнению с током базы. Поэтому его отсоединение ни на что не влияет.

Радиолюбитель: *Резистор не влияет на установку режима?*

Не влияет: в схеме по существу фиксирован ток базы. Но тогда и эмиттерный резистор тоже лишний: замена его перемычкой практически не повлияет на стабильность тока коллектора, которая с самого начала крайне низка.

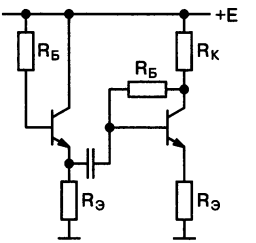


Рис. 1.18. *«Новые» методы стабилизации?*

Радиолюбитель: *Вот две новые стабилизированные конфигурации (**рис. 1.18**), которые я откопал в журналах.*

Ничего нового. В первом каскаде поменяйте местами верхнюю и нижнюю части, и вы узнаете конфигурацию коллекторной стабилизации. Тоже — для второго, где один резистор разбит на две части: $R_К$ и $R_Э$.

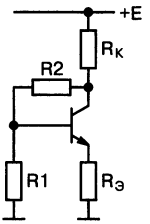


Рис. 1.19. *Схема лучше лучшего?*

Радиолюбитель: *Зато уж вот эта схема (**рис. 1.19**) описана в литературе как обладающая повышенной стабильностью!*

Идея, на первой взгляд, полезная: отрицательная обратная связь с коллектора на базу регулирует потенциал $U_Б$, противодействуя изменениям тока. Впрочем, уровень обратной связи мал. Простейший анализ, который вы сможете проделать самостоятельно, покажет: стабильность тока относительно дрейфа $U_{БЭ}$ в схеме **рис. 1.19** по сравнению с **рис. 1.8** (при равных напряжениях на базе) выше во столько раз, во сколько потенциал коллектора меньше E.

Радиолюбитель: *Значит, выигрыш невелик...*

Мало того: ведь если есть запас по напряжению, можно улучшить и обычную схему, просто увеличив $U_Б$!

Радиолюбитель: *В самом деле...*

Теперь взгляните на **рис. 1.20**, показывающий этапы трансформации «сверхстабильной» схемной структуры. Не правда ли, что, ликвидировав *R1*, мы лишь выиграли в стабильности, усилив отрицательную обратную связь?

Радиолюбитель: *Вроде бы, так.*

И, увы, конфигурация оказалась эквивалентной известной... Не стоит заблуждаться: при отсутствии компенсации потенциальная стабильность по дрейфу определяется лишь величинами располагаемых напряжений.

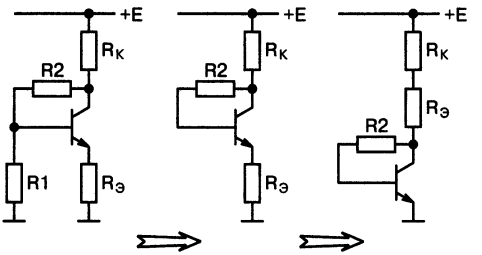


Рис. 1.20. *Удивительное превращение: «сверхвысокая» стабильность оказалась блефом*

1.5. Анализ. Что влияет на стабильность

Дрейф входного напряжения

Радиолюбителю достаточно применить одну из описанных схем стабилизации режима, рассчитать величины резисторов, и на этом успокоиться. Но профессиональному разработчику этого мало. Следует убедиться, что получилось: какая стабильность достигнута. Значит, от синтеза схем переходим к их анализу.

Возможный разброс и температурная нестабильность тока коллектора в схеме эмиттерной стабилизации связаны с рядом факторов. Так **температурный дрейф** напряжения $U_{БЭ}$ транзистора приводит к нестабильности потенциала эмиттера, а значит, и величины тока. И этот дрейф не так уж мал: примерно 2 *мВ* на каждый градус. То есть «расчетные» 0,7 *В* на переходе кремниевого прибора в действительности уменьшатся до 0,6 *В* при +70°С, а при минус 30° превратятся в 0,8 *В*.

Впрочем, если разность потенциалов базы и нижнего (по схеме) вывода эмиттерного резистора составляет хотя бы 1,5—2 *В*, — относительная нестабильность получается весьма малой; дальнейшим увеличением $E_Б$ ее можно снизить в желаемой степени.

Нестабильность потенциала базы

Она, разумеется, отрицательно скажется на стабильности I_K. Подсоединение базы в реальной схеме к источнику $E_Б$ через резистор, создание базового напряжения с помощью резистивного делителя, как

на **рис. 1.21, *а*** (такие варианты встречаются сплошь да рядом), — все это ведет к дрейфу и разбросу тока каскада. Ведь протекание базового тока неопределенной величины через резисторы изменяет величину потенциала на $I_Б R_Б$ ($R_Б$ — сопротивление базовой цепи).

Трансформированное сопротивление

Если разработчик намерен количественно оценить пределы возможных изменений тока коллектора в схеме, подобной **рис. 1.21, *а***, то решение громоздкого уравнения он заменяет анализом простой эквивалентной схемы (**рис. 1.21, *б***).

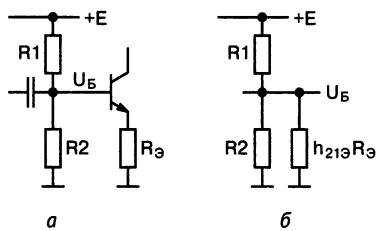


Рис. 1.21. *Влияние базовой цепи на потенциал делителя (а) заменяют включением эквивалентного резистора (б)*

В ней воздействие базовой цепи транзистора изображается сопротивлением $h_{21Э} R_Э$, — **трансформированным в базовую цепь** эмиттерным резистором. Учтя пределы возможного изменения параметра $h_{21Э}$ для транзисторов данного типа, несложными вычислениями мы получим пределы разброса $U_Б$.

При малых величинах $U_Б$ более точная расчетная модель получается включением последовательно с «трансформированным сопротивлением» источника ЭДС (0,7 *В*).

Ток утечки

Стабильность потенциала базы определяется еще одним фактором, который в ряде случаев приходится вводить в модель. Речь идет об **обратном токе коллекторного перехода** $I_{КБ0}$.

Радиолюбитель: *Знакомый параметр: он дан в любом справочнике под номером один.*

Этот нежелательный ток направлен противоположно рабочему току базы, равному $I_К/h_{21Э}$; в схеме на **рис. 1.9** первый будет повышать, а второй — понижать $U_Б$, от чего, впрочем, разработчику не легче.

Радиолюбитель: *Значит, придется усложнять расчеты?*

Вообще-то (при грамотном выборе типа транзистора) в нормальных условиях, а тем более при минусовых температурах, доля тока $I_{КБ0}$ в общем базовом токе кремниевого транзистора пренебрежимо мала; усложнять расчетную модель чаще всего нет смысла. Ситуация меняется при нагреве, когда из-за роста коэффициента передачи тока величина $I_К/h_{21Э}$ уменьшается, зато нарастает ток утечки.

Радиолюбитель: *Я помню из книг, что обратный ток перехода увеличивается примерно вдвое на каждые 10 градусов.*

Теоретически это так. Но давайте разберем конкретную ситуацию. Возьмем прибор типа 2Т368.

Радиолюбитель: *Пожалуйста: вот, из справочника, при +25°С значение IКБ0 может доходить для него до 0,5 мкА.*

Хорошо. А на что должен рассчитывать разработчик при +125°С?

Радиолюбитель: *По расчету выходит... где-то до 0,5 мА?*

Вы верно вычислили.

Радиолюбитель: *Нет, погодите, вот здесь же, в справочнике, написано: для +125°С IКБ0 < 5 мкА, разница в сто раз. Чему же верить?*

Справочнику. Дело все в том, что у кремниевых переходов тепловая составляющая обратного тока при нормальных условиях крайне мала. Приводимые в документации допуски ориентируются на возможные токи утечки по поверхности кристалла, а они слабо зависят от температуры.

Радиолюбитель: *И все же, как подходить к расчету стабильности схемы при максимальной рабочей температуре?*

Это просто: принять в качестве наихудшего случая ток базы равным предельному значению $I_{КБ0}$, взятому из данных на транзистор, вовсе не учитывая рабочего тока базы. Что дает максимальную величину ухода базового потенциала, с которой следует считаться, равную $I_{КБ0}R_Б$, где для **рис. 1.21** $R_Б = R1R2/(R1 + R2)$.

Отметим, между прочим, что и температурный рост $I_{КБ0}$, и дрейф $U_Б$ воздействуют на ток коллектора в одном направлении; соответствующие составляющие нестабильности специалист просто сложит.

Особенности коллекторной стабилизации

Недостаток основной схемы очевиден: она диктует разработчику ограничения, вытекающие из того, что всегда $U_{КБ} = 0$. А повышение напряжения коллектора, связанное с протеканием базового тока (**рис. 1.22, *а***), ухудшает стабильность. Тем не менее, во многих случаях считают возможным поступиться стабильностью режима ради простоты схемы. Более детально проанализировать ее можно знакомым методом трансформированного сопротивления.

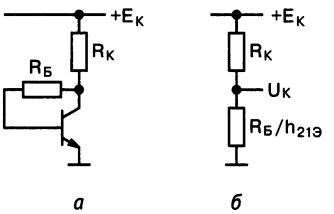


Рис. 1.22. *Схему с базовым резистором (а) заменяем расчетной схемой (б)*

Рис. 1.22, *б* показывает, как сопротивление резистора $R_Б$ трансформируется в коллекторную цепь с коэффициентом $1/h_{21Э}$. Из полученной схемы нетрудно найти U_K и I_K.

Интересно, что здесь всегда соблюдается: $E_K > U_K \geqslant U_{БЭ}$ (это очевидно из **рис. 1.22, *б***), то есть транзистор в любом случае находится в активном режиме. Весомое достоинство!

Стабилизация схемы с делением напряжения

Напомним схему с делением напряжения — **рис. 1.23, *а***. Очевидно, что возможная ошибка в расчете легко приведет к ситуации, когда окажется, что $I_K < 0$, — транзистор закрыт. Весьма вероятно, что это случится при понижении температуры: потенциал коллектора — это масштабно увеличенный потенциал базы, значит, увеличивается и дрейф последнего. Вернитесь к соотношению (1.7), и вам станет понятна опасность возрастания U_K.

Радиолюбитель: *Еще бы: сплошные минусы в формуле.*

С этой точки зрения большие коэффициенты деления нежелательны, стабильного тока при высоких напряжениях на коллекторе не добиться.

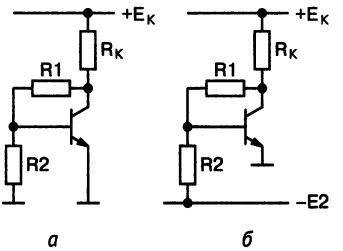


Рис. 1.23. *Транзистор может оказаться запертым (а); поможет пропускание вспомогательного тока (б)*

Радиолюбитель: *Но я уже догадываюсь, что какой-то выход есть.*

Верно.

Вспомогательный ток

Противоречия, ведущие к ухудшению стабильности при попытке повысить $U_{КБ}$, сняты в усложненной схеме коллекторной стабилизации (**рис. 1.23, *б***), где потенциал коллектора определяется специально пропускаемым током. Пренебрегая в простейшей модели током базы, получаем:

$$U_K = 0{,}7\ B + IR1,$$

где I — ток в базовой цепи, задаваемый в данном случае резистором $R2$:

$$I = \frac{E2 - 0{,}7B}{R2}.$$

Таким путем задается потенциал коллектора, а следовательно, и I_K, но при этом нельзя упускать из виду, что:

$$I_K = \frac{E1 - U_K}{R_K} - I. \qquad (1.8)$$

Стабильность, очевидно, улучшается при повышении $E2$.

Компенсация дрейфа

Во всех рассмотренных вариантах, даже при низкоомной базовой цепи, всегда остается составляющая нестабильности тока, связанная с дрейфом входного напряжения транзистора.

Радиолюбитель: *Как же, помню: два милливольта на каждый градус?*

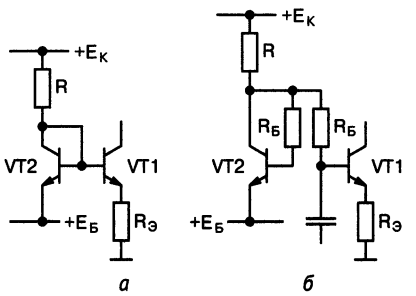


Рис. 1.24. *Дрейф $U_{БЭ}$ компенсируем идентичным переходом (а); но включение резисторов может снизить стабильность (б)*

Правильно. Поэтому при повышенных требованиях переходят к комбинированным схемам с **компенсацией** вторым транзистором (см., например, **рис. 1.24, *а***). А режим *VT2* установлен способом коллекторной стабилизации: $I_{К2} = (E - E_Б - 0{,}7\ В) / R$.

Радиолюбитель: *Короче говоря, здесь дрейфы UБЭ двух транзисторов призваны как бы вычитаться?*

Разумеется. Если оба транзистора выполнены в общем кристалле микросхемы, и вдобавок соблюдено: $I_{К1} = I_{К2}$, компенсация получается практически полной, и $U_{Э1} = E_Б$.

В случае абсолютной идентичности транзисторов — симметрия сохранится и при введении равных резисторов в цепи баз, без чего, бывает не обойтись на практике (**рис. 1.24, *б***). Хотя, к сожалению, определенное различие базовых токов $\Delta I_Б$ все же неизбежно. Поэтому нестабильность величины $U_{Э1}$ будет связана как с разностью входных напряжений $\Delta U_{БЭ}$ и ее дрейфом, так и со смещением, обусловленным базовыми сопротивлениями: $\Delta I_Б R_Б$.

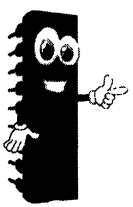
Радиолюбитель: *Все это, я думаю, можно учесть: расчеты-то несложны, имелись бы данные.*

Что же, обратитесь, в качестве примера, к данным интегральной транзисторной пары 129НТ1, и найдите в них сведения, позволяющие оценить обе составляющие. Ознакомьтесь и с тем, как описанный метод стабилизации реализован в старой микросхеме 122УД1. Если отыщете ее схему, конечно...

Кстати, в идеальном случае полной компенсации эмиттерный потенциал стабилизированного транзистора (**рис. 1.24, *а***) точно равен потенциалу одной из шин питания; эмиттерный резистор теряет тогда функциональный смысл и становится излишним. Приходим к знакомому «токовому зеркалу».

«Сверхстабильность»

Проектируя схемные структуры, нацеленные на повышенную стабильность тока, не надо забывать одной «мелочи»: все усилия по нейтрализации влияния параметров активных приборов могут оказаться бессмысленными, когда не учтены возможные изменения величин напряжений, питающих схему! Опытный разработчик не упускает из виду и неизбежные погрешности величин резисторов, в том числе их температурный уход.



ПРИМЕЧАНИЕ.

К счастью, лишь в редких случаях требуется та сверхвысокая стабильность, когда подобное приходится всерьез учитывать.

Итак, мы убедились, что именно биполярные транзисторы, благодаря своим свойствам, позволяют получать весьма стабильные по режиму схемные структуры. Еще в большей мере относится это к **дифференциальным параметрам каскадов**.

ЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ ДЛЯ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Описываются элементарные «кирпичики» линейных схем: эмиттерный повторитель, преобразователи напряжения в ток, тока в напряжение и тока в ток, масштабный усилитель. Оказывается, что их малосигнальные параметры рассчитываются удивительно просто. А так называемые «обычные» усилители, частые в любительской практике, чреваты проблемами. Современная схемотехника не обходится без дифференциальных каскадов, существующих в немалом числе вариантов. Как всегда, практика радиолюбителей выявляет ошибки, которые полезно разобрать!

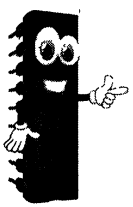
Даются сведения для расширения кругозора: усилители с динамической нагрузкой, с положительной обратной связью.

2.1. Обратная связь в линейных каскадах

Исходные предпосылки

Нынешняя схемотехника, на неискушенный взгляд, тяготеет к усложнению конфигураций. А по существу, она базируется на таких схемах, подход к которым может вытекать из элементарных моделей, до предела упрощающих анализ. Специалист знает секрет: простота расчета — это и значит стабильность параметров схемы, и уже предыдущий ШАГ долже был показать это.

Речь пойдет далее об элементарных линейных каскадах, в которых в более или менее явном виде действует **отрицательная обратная связь** (ООС). Это значит, между прочим: вход каскада не совпадает с входом собственно усилительного элемента (выводами база-эмиттер транзистора). И получается, что сигнал на входе транзистора (важнейшая, как кажется, из электрических величин) превращается во второстепенный «сигнал ошибки».



ПРИМЕЧАНИЕ.

Именно этот факт и позволяет до предела упростить расчет правильно построенного каскада, гарантировав заданные его свойства.

Если ориентироваться на указанный принцип построения однотранзисторных конфигураций, то вполне допустимо использование простейшей модели биполярного транзистора, вытекающей из очевидных допущений.

Во-первых. Крутизна прямой передачи транзистора настолько велика, что можно принять:

$$S = \infty,\ u_Э = u_Б,\ \text{т. е. } u_{БЭ} = 0.$$

Радиолюбитель: *Почему большие буквы в обозначениях сменились вдруг на маленькие?*

Просто здесь и в дальнейшем строчными буквами u и i будут обозначаться величины амплитуд синусоидальных напряжений сигнала

в различных точках схемы и токов в цепях (в отличие от постоянных составляющих этих токов и напряжений).

Во-вторых. Выходное сопротивление транзистора настолько велико, что потенциал коллектора по существу не оказывает влияния на величину коллекторного тока.

В-третьих. Коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ настолько велик, чтобы считать токи эмиттера и коллектора равными между собой:

$$h_{21Э} = \infty,\ i_К = i_Э.$$

На этом базируется расчет основных параметров каскада (параметров прямой передачи).

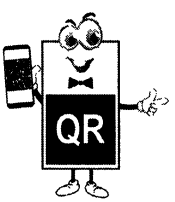
Радиолюбитель: *А какие могут быть «не основные»?*

Ну, скажем, входное и выходное сопротивления. Их оценка потребует от нас усложнения модели.

При рассмотрении усилительных схем не следует забывать, что действующие в них переменные напряжения (так же, как и постоянные) имеют два полюса.

Радиолюбитель: *Странно, да разве ж это не очевидно?*

Знаете, многие привыкли считать все сигнальные напряжения в схеме действующими относительно «земли», а шины питания — само собой разумеется, заземленными для усиливаемых сигналов... Это ошибка, которая может подвести.



Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик ***«Обратная связь в усилителях и в жизни. Почему боятся ООС?»***.
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Эмиттерный повторитель

Основная конфигурация каскада изображена на **рис. 2.1, *а***. Принятое нами выше условие: $u_Э = u_Б$ — сразу дает соотношение:

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ},$$

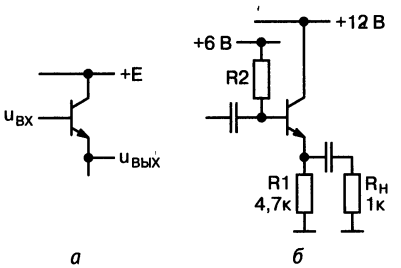


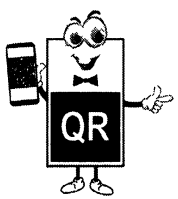
Рис. 2.1. *Повторитель: напряжение эмиттера следует за базовым (а); из-за резистора R2 теряется преимущество высокого входного сопротивления (б)*

если только входное и выходное напряжения отсчитываются от одной и той же точки схемы.

При этом коэффициент передачи напряжения:

$$K_U = \frac{u_{ВЫХ}}{u_{ВХ}} = 1. \qquad (2.1)$$

Разумеется, для функционирования схемы необходимо задание тока коллектора одним из известных методов, например, так, как на **рис. 2.1, *б***.



Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик ***«Схемы включения транзистора. Эмиттерный повторитель»****.*
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Выходное сопротивление

При испытании реального каскада вы обнаружите, что величина напряжения на выходе несколько меньше входного. Это происходит из-за потери на выходном сопротивлении схемы: **дифференциальное сопротивление транзистора со стороны эмиттера** всегда равно *1/S*. С учетом указанного явления запишем:

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ}\frac{R}{R+R_{ВЫХ}} = u_{ВХ}\frac{R}{R+1/S}, \qquad (2.2)$$

где R — результирующее сопротивление нагрузки. Расчет практической схемы на **рис. 2.1, *б*** даст нам возможность судить, стоит ли идти на такое уточнение.

В этом примере сопротивление нагрузки:

$$R = R1R_H /(R1 + R_H) = 4{,}7 \cdot 1/(4{,}7 + 1) = 0{,}83\ кОм.$$

При потенциале эмиттера 5,3 *В* ток эмиттера:

$$I_Э = 5{,}3\ В / 4{,}7\ кОм = 1{,}1\ мА,$$

а значит, крутизна транзистора, по (1.2):

$$S = 40 \cdot 1{,}1 = 44\ мА/В.$$

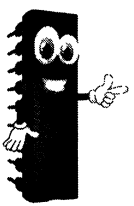
Его выходное сопротивление в рассматриваемой схеме:

$$1/S \approx 20\ Ом.$$

Следовательно, коэффициент передачи повторители равен:

$$K_U = \frac{830}{830 + 20} = 0{,}98.$$

Получили практически единицу, то есть проводить «точный» расчет явно не было смысла.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Иное дело, если бы речь шла об истоковом повторителе с полевым транзистором: при крутизне прямой передачи не более 3–5 мА/В выходное сопротивление каскада с истоковым выходом составит сотни Ом, коэффициент передачи будет заметно меньше единицы.

Преобразователь напряжения в ток

В конфигурации повторителя через эмиттерный резистор $R_Э$ протекает сигнальный ток с амплитудой (см. **рис. 2.2, *а***):

$$i_Э = \frac{u_Э}{R_Э} = \frac{u_{ВХ}}{R_Э} \qquad (2.3)$$

Здесь $u_{ВХ}$ — напряжение, действующее относительно нижнего (по схеме) вывода резистора $R_Э$. Разумеется, практически такой же ток про-

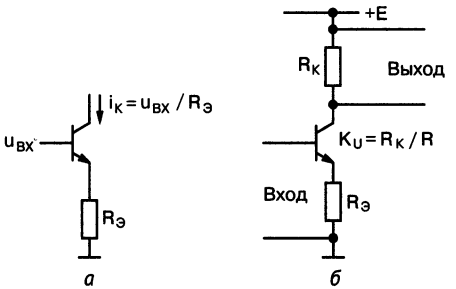


Рис. 2.2. *Преобразователь напряжения в ток: ток коллектора не зависит от нагрузки (а); превращаем схему в масштабный усилитель (б)*

текает и в цепи коллектора, независимо от того, какого рода нагрузка будет там включена.

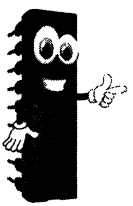
Каскад, изображенный на **рис. 2.2, *а***, называется **преобразователем напряжения в ток** (или генератором тока, или ИТУН — **источником тока, управляемым напряжением**).

Включите в коллектор резистор нагрузки известного сопротивления (**рис. 2.2, *б***), и на нем выделится напряжение, так, что фаза колебаний противоположна входу, а амплитуда может быть и больше амплитуды на входе:

$$u_{ВЫХ} = i_К R_К = u_{ВХ} \frac{R_К}{R_Э}.$$

Выходит, что схема на **рис. 2.2, *б*** соответствует масштабному усилителю, имеющему коэффициент передачи напряжения:

$$K_U = \frac{R_К}{R_Э}, \qquad (2.4)$$



ПРИМЕЧАНИЕ.

Но последнее действительно, разумеется, лишь для «холостого хода». Иначе вместо $R_К$ надо брать результирующее сопротивление с учетом также и внешней нагрузки. Это естественно: выходная цепь находится здесь вне действия обратной связи, которая могла бы обеспечить независимость от нагрузки...

Конечно, вы сможете предложить ряд вариантов практических схем для **каскада преобразования напряжения в ток**, учитывающих требования задания режима. Особенность конфигурации на **рис. 2.3** — в использовании в качестве фиксированного потенциала базы (необходимого для целей эмиттерной стабилизации) постоянной составляю-

щей коллекторного напряжения $U_К$ предыдущего транзистора: это частое схемное решение. В этой связи характерно, что входной сигнал, поступающий от предшествующего каскада, действует здесь относительно нижнего по схеме вывода резистора $R_Э$: только он влияет на передаточные свойства. Резистор $R'_Э$, заблокированный конденсатором большой емкости, определяет лишь постоянную составляющую тока коллектора:

$$I_К = I_Э = \frac{U_Б - 0{,}7В}{R_Э + R'_Э}.$$

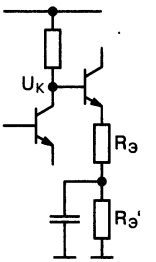
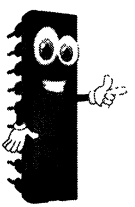


Рис. 2.3. *Блокирование емкостью позволяет независимо установить режим*

Это дало возможность независимого выбора режима каскада и его малосигнальных параметров, не ставя последние в зависимость от располагаемого значения базового потенциала.

Преобразователь тока в напряжение

Находят применение линейные схемы, обладающие настолько низким входным сопротивлением, что оно заведомо намного меньше внутреннего сопротивления источника сигнала.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Коэффициент передачи напряжения не характеризует усилительные свойства такого каскада: ведь источник сигнала, подключенный к его входу, практически работает в режиме короткого замыкания, и для расчетов удобнее задавать величину входного тока.

С ней будет связана величина выходного напряжения схемы, отсюда и ее название (иногда ее обозначают также ИНУТ — **источник напряжения, управляемый током**).

Эту связь легко вывести. В схеме (**рис. 2.4**), пренебрегая малым базовым током, считаем, что ток через резистор R равен входному $i_{ВХ}$. Но для сигнальных составляющих токов и напряжений справедливо:

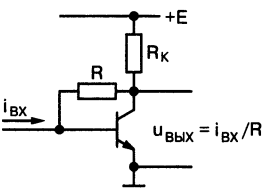
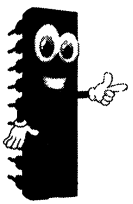


Рис. 2.4. *Преобразователь тока в напряжение: при небольших значениях R входное и выходное сопротивления близки к 1/S*

$i_R = \frac{u_K}{R}$ для модели, в которой $h_{21Э} = \infty$ и $S = \infty$.

Отсюда: $u_K = i_{ВХ}R$. (2.5)



ВНИМАНИЕ.

Такой расчет верен, конечно, при не слишком больших величинах R (соизмеримых с R_K). В ином случае пренебречь влиянием тока базы уже нельзя.

Отрицательная обратная связь обеспечивает низкие входное и выходное сопротивления каскада; при малых R оба они приближаются к $1/S$. Говоря точнее:

$$R_{ВХ} = \frac{1}{S} \cdot \frac{R + R_K}{R_K}, \quad (2.6)$$

$$R_{ВЫХ} = \frac{1}{S} + \frac{R}{h_{21Э}}. \quad (2.7)$$

Однако если не соблюдается:

$$R << h_{21Э} R_K,$$

то обратная связь фактически не действует.

Преобразователь тока в ток

Для схемы на **рис. 2.5, *а*** совершенно очевидно, что:

$$i_{ВЫХ} = i_K = i_Э = i_{ВХ}. \quad (2.8)$$

Радиолюбитель: *Странно, зачем надо преобразовывать ток в ток?*

Здесь важно, что величина выходного тока не зависит от потенциала коллектора, а значит, от нагрузки. А малая величина $R_{ВХ}$, как и у

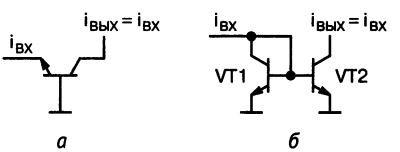


Рис. 2.5. *В схеме с эмиттерным входом (а), как и в «токовом зеркале» (б), выходной ток повторяет входной*

преобразователя тока в напряжение, позволяет включать вход подобных каскадов в качестве «датчика тока» в различные цепи. Такие схемы иногда обозначают ИТУТ (**источник тока, управляемый током**).

Радиолюбитель: *На **рис. 2.5, б** я узнаю известное «токовое зеркало».*

Оно также является своеобразным «повторителем тока». Входное сопротивление обеих конфигураций равно $1/S$. Выходное сопротивление второй из схем **рис. 2.5** по понятным причинам не так велико, как у первой: *VT2* работает при заданном напряжении $U_{БЭ}$, а не при заданном токе. Да и фазы колебаний выходного тока у этих вариантов противоположны.

Включите в выходную цепь «повторителя тока» резистор нагрузки — и вы получите разновидность преобразователя тока в напряжение ($u_{ВЫХ} = i_{ВХ} R_Н$). Правда, выходное напряжение будет здесь, конечно, зависеть от результирующего сопротивления нагрузки.

Сложение токов

Преобразователи тока в ток и тока в напряжение часто используются для сложения нескольких входных токов: ведь выходной сигнал при этом определяется суммой токов.

Радиолюбитель: *Хорошо бы увидеть на примере.*

Пожалуйста: устройство на **рис. 2.6** пригодно для суммирования колебаний от трех различных источников.

Коэффициент передачи напряжения равен для первого входа 10 *кОм*/100 *кОм* = 0,1 (то есть происходит ослабление сигнала), а для двух других входов —10 *кОм*/5,1 *кОм* ≈ 2 (усиление в 2 раза).

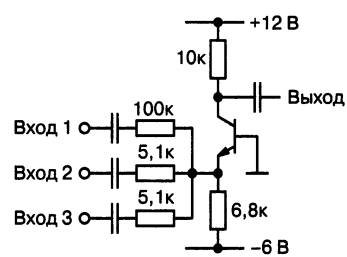


Рис. 2.6. *Сопротивления входов сумматора определяются только резисторами*

Радиолюбитель: *Тоже масштабный усилитель?*

Да, еще один принцип реализации масштабного усиления, к тому же дающий возможность получить нормированное значение $R_{ВХ}$. Сопротивления трех входов, как ясно из схемы, соответственно равны 100; 5,1; 5,1 *кОм*.

Радиолюбитель: *Это понятно, ведь входное сопротивление с эмиттера очень мало.*

И, главное, отсутствует взаимовлияние источников сигналов — по той же причине.

Масштабный усилитель

Впрочем, известна конфигурация «преобразователя напряжения в напряжение» или ИНУН, полностью охваченная отрицательной обратной связью, делающей ее независимой от нагрузки (**рис. 2.7**).

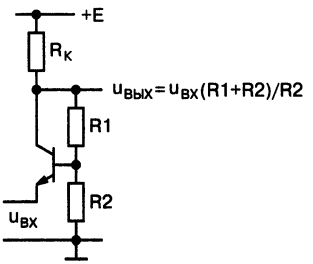


Рис. 2.7. *Масштабный усилитель: делитель в цепи базы определяет коэффициент усиления*

Пользуясь прежней моделью транзистора, без труда получаем:

$$u_{ВХ} = u_Э = u_Б = u_{ВЫХ}R2/(R1+R2),$$ а отсюда:

$$K_U = \frac{R1+R2}{R2}. \qquad (2.9)$$

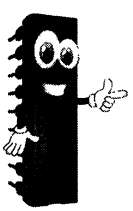
В отношении режима транзистора легко заметить: достаточно положительного постоянного потенциала на эмиттере, чтобы действовала коллекторная стабилизация.

Радиолюбитель: *Что-то никогда не встречал я подобной странной усилительной схемы.*

Неудивительно! На практике она мало применима из-за существенного недостатка — входной ток равен выходному, а значит, даже без нагрузки входное сопротивление будет невелико:

$$R_{ВХ} \approx R_K / K_U.$$

При подключении внешней нагрузки оно еще снизится.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Вспомним также, что в ряде случаев разработчик бывает готов пренебречь стабильностью дифференциальных параметров ради достижения других выгод.

2.2. Анализ эмиттерного повторителя

Входное сопротивление

Каков смысл применения «усилительного» каскада, не обладающего, собственно, усилением по напряжению? Конечно, это «отвязка» источника сигнала от низкоомной нагрузки. Ведь входной (базовый) ток схемы в $h_{21э}$ раз меньше выходного (эмиттерного), а значит, источник входного сигнала работает фактически на сопротивление, во столько же раз большее:

$$R_{ВХ} = h_{21э} R. \qquad (2.10)$$

Это — знакомая уже нам величина сопротивления эмиттерной цепи, трансформированного к входу. Точнее было бы записать:

$$R_{ВХ} = h_{21э}(R + 1/S),$$

но вторым слагаемым обычно можно пренебречь.

Радиолюбитель: *Но, простите, я встречал несколько иные формулы. Для выходного сопротивления эмиттерного повторителя дается: $R_{ВЫХ} = 1/S + R_И / h_{21э}$, где РИ — внутреннее сопротивление источника сигнала. По более сложным формулам требуют определять и коэффициент передачи...*

В самом деле, если под коэффициентом передачи повторителя понимать величину $K_U = u_{ВЫХ} / e_{ВХ}$, где $e_{ВХ}$ — это ЭДС источника сигнала, имеющего внутреннее сопротивление $R_И$, придется учесть влияние и этого сопротивления:

$$K_U = \frac{u_{ВЫХ}}{e_{ВХ}} = \frac{u_{ВХ}}{e_{ВХ}} \frac{u_{ВЫХ}}{u_{ВХ}} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_И} \frac{R}{R + 1/S}.$$

Учитывая, что $R_{ВХ} = h_{21э}(R + 1/S)$, получаем:

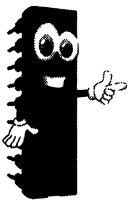
$$K_U = \frac{R}{R + 1/S + R_И / h_{21э}}.$$

Сравнивая (2.2), мы выводим значение выходного сопротивления, учитывающее действие $R_И$:

$$R_{ВЫХ} = 1/S + R_И / h_{21э}.$$

Радиолюбитель: *Ну, вот видите!*

А вы не догадываетесь, что это за второе слагаемое? Это трансформированная в эмиттерную цепь величина $R_И$. Данное сопротивление, действительно, будет замерено на выходе повторителя.



ВНИМАНИЕ.

Но не забудьте: влияние и входного сопротивления тем самым уже учтено! Попытка повторного учета подгрузки источника сигнала входным сопротивлением повторителя была бы теперь ошибкой.

«Трансформатор сопротивлений»

Часто можно прочесть: эмиттерный повторитель используется «для согласования низкоомной нагрузки с высокоомным выходным сопротивлением источника сигнала».

Радиолюбитель: *А разве это не так?*

Не совсем так. Ведь когда трансформированное на вход сопротивление нагрузки, равное $R/h_{21Э}$, имеет тот же порядок величины, что и $R_И$ (а это зачастую и подразумевают, говоря о «согласовании»), тогда:

$$u_{ВЫХ} \approx e_{ВХ} \frac{R/h_{21Э}}{R/h_{21Э} + R_И},$$

т. е. коэффициент передачи получается весьма далеким от единицы, а при «точном согласовании» $u_{ВЫХ} \approx 0{,}5e_{ВХ}$: повторитель перестает быть таковым!

Радиолюбитель: *И в самом деле!*

Куда чаще мы имеем дело с использованием повторителя для «согласования» сопротивлений одного порядка, если требуется, чтобы подключение нагрузки не влияло на величину напряжения. Но подробное рассмотрение вопросов такого типа мы отложим до **ШАГА 9**.

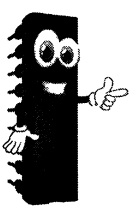
2.3. «Обычные» линейные каскады

Коэффициент передачи

Речь здесь пойдет о схемах, реализующих потенциальные значения усиления по напряжению, току и мощности в ущерб другим показателям качества, к примеру, точности и стабильности параметров. В самом деле, разработчик может отдать предпочтение схемам, в которых устранены элементы внутрикаскадной обратной связи.

Радиолюбитель: *Как я понимаю, вы ведете речь наконец-то о нормальных каскадах, с которых во всех книжках и начинается изложение.*

Вы угадали. Каскады **максимального усиления** естественны на входе высокочувствительных трактов, в генераторах, смесителях — там, где требования линейности воспроизведения неуместны. Это будет и в случаях, когда общей обратной связью намереваются охватить многокаскадную схемную структуру целиком (**ШАГ 7**).



ПРИМЕЧАНИЕ.

А если приходится использовать полевые транзисторы с их относительно низкой крутизной, то реализовать однотранзисторную схему с эффективной обратной связью фактически никогда и не удается.

В конфигурации максимального усиления (**рис. 2.8**) напряжение база-эмиттер — это и есть входное напряжение каскада. Коэффициент передачи напряжения в этом случае будет определяться только малым сопротивлением самого транзистора со стороны эмиттера, равным $1/S$:

$$K_U = SR_K. \qquad (2.11)$$

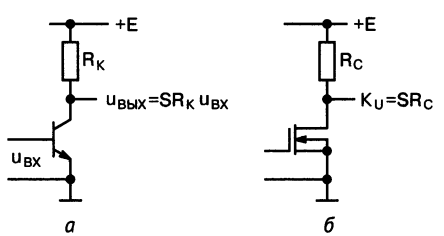


Рис. 2.8. *Вход каскада без обратной связи совпадает с входом транзистора*

Это действительно, конечно, и для полевого транзистора (на **рис. 2.8, б**). Выходное напряжение (на коллекторе, на стоке) изменяется противофазно входному.

Входное сопротивление

Входное сопротивление — это сопротивление транзистора со стороны базы, равное:

$$R_{ВХ} = h_{21Э} / S. \qquad (2.12)$$

Оцените его величину, например, при токе коллектора 2 *мА* (S=80 *мА/В*) и $h_{21Э}$ = 100, и вы получите 1,25 *кОм*. С такой сравнительно небольшой величиной нельзя не считаться при соединении каскадов: возможно, она повлияет на коэффициент передачи предыдущего.

В отдельных случаях входное сопротивление каскада может оказаться даже намного меньше внутреннего сопротивления источника сигнала. Тогда схема выполняет по существу функцию преобразователя тока в ток (усилителя тока с $K_I = h_{21Э}$), а при наличии известной нагрузки — преобразователя тока в напряжение ($u_{ВЫХ} = i_{ВХ} h_{21Э} R_K$).

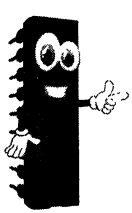
Все это, разумеется, не относится к каскаду на полевом транзисторе.

Выходное сопротивление

Известная неопределенность параметров прямой передачи конфигураций максимального усиления связана не только с малостабильными величинами S и $h_{21Э}$, но и с влиянием **выходного сопротивления** транзистора. При указанном включении этот параметр будет различным:

для случаев $R_И << R_{ВХ}$ (питание напряжением, см. **рис. 1.3**);

$R_И >> R_{ВХ}$ (питание током).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Однако и в том, и в другом варианте он будет сильно зависеть от тока покоя каскада.

При малых I_K (доли *мА*) выходное сопротивление составляет сотни килоом, а значит, в большинстве случаев может по-прежнему не учитываться. Но при больших токах фактическое усиление окажется, возможно, меньше расчетного: выходное сопротивление транзистора включено, по сути, параллельно R_K.

Для полевых транзисторов максимум выходной проводимости иногда нормируется, что позволяет дать оценку величины достижимого усиления в паспортном режиме. Для прибора 2П307Г при $U_{ЗИ} = 0$ $S \geqslant 6$ *мА/В*, выходная проводимость y_{22} не более 200 *мкСм*.

Это значит, что в однотранзисторном каскаде гарантированная величина «потенциального» усиления (т. е. при нагрузке на бесконечно большое сопротивление):

$$K_{Umin} = S_{min} / y_{22\,max} = 6/0{,}2 = 30.$$

В реальной схеме к y_{22} следует прибавить проводимость нагрузки.

Ошибка с емкостью

В практической схеме (**рис. 2.9** заимствован из радиолюбительской литературы) соединение «земляного» полюса входного напряжения с эмиттером происходит через блокировочный конденсатор.

Как вы считаете, емкость $C_Э$ = 100 *мкФ*, параллельная эмиттерному резистору $R_Э$ каскада низкочастотной усилительной установки — достаточна?

Радиолюбитель: *Вполне. В любой книжке дается очевидная формула:* $1/2\pi f_H C_Э << R_Э$. *При нижней границе воспроизводимых частот* f_H *=10 Гц левая часть неравенства равна 150 Ом, что значительно меньше RЭ = 1 кОм.*

Но такой подход абсолютно неверен!

Реактивное сопротивление конденсатора 100 *мкФ* уже при снижении частоты до 100 *Гц* ($1/2\pi f C_Э$ = 15 *Ом*) становится равным сопротивлению эмиттерной цепи транзистора ($1/S$ = 15 *Ом* при I_K = 1,6 *мА*). Что дает спад коэффициента передачи на этой частоте на 30% — кстати, а почему не вдвое?

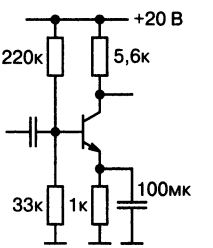


Рис. 2.9. *Ошибка: большая эмиттерная емкость — все же недостаточна*

Радиолюбитель: *Догадываюсь, почему. Ведь напряжения на активном*

сопротивлении и емкости отличаются по фазе на 90 градусов, суммирование идет векторное — по теореме Пифагора, и будет не 0,5, а 0,7 от номинального усиления.

Верно. Но в любом случае — такой спад на частоте 100 *Гц* недопустим при высококачественном звуковоспроизведении.

Выбор величины емкости должен был вестись по другой формуле:

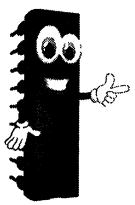
$$1/2\pi f_H C_Э << 1/S. \qquad (2.13)$$

Радиолюбитель: *Тогда результат (емкость) окажется на порядок больше!*

Это и будет верным.

Радиолюбитель: *Как же автор усилителя при его испытании не выявил такой грубой ошибки?*

Последствия подобных ошибок порой смягчаются тем, что из-за большого сопротивления источника сигнала конфигурации максимального усиления оказываются в режиме усилителя тока.

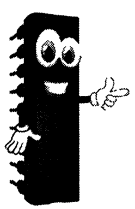


ПРИМЕЧАНИЕ.

Интересно, что в таком случае эмиттерный конденсатор в принципе вообще ни к чему, и ни на что не влияет!

Радиолюбитель: *Занятно.*

В каскаде с полевым транзистором сопротивление резистора в цепи стока, и величина $1/S$ соизмеримы. Тут при выборе емкости приходится принимать во внимание параллельное соединение сопротивлений R_C и $1/S$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Заметьте, во всех описанных до сих пор схемах подразумевалось соединение второго полюса источника входного напряжения с общим проводом. Но нередки случаи, когда необходимо иметь более универсальный вход.

2.4. Дифференциальные схемы

Дифференциальный преобразователь напряжения в ток

Если изолировать эмиттерную цепь какой-либо из описанных выше линейных схем от «земли», можно использовать этот вывод схемы, как второй вход, так что:

$$u_{ВХ} = u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}.$$

Обозначение разности здесь, разумеется, условно. Применительно к амплитудам — только при одинаковой частоте и фазе будет иметь место действительно вычитание.

Двухвходовая линейная система, реагирующая на разность мгновенных напряжений, называется **дифференциальной**. Часто требуется иметь одинаково высокие входные сопротивления по обоим входам каскада, и тогда переходят к использованию специальных конфигураций.

На **рис. 2.10, *а*** на верхнем и нижнем выводах эмиттерного резистора амплитуды напряжений соответственно $u_{ВХ.1}$ и $u_{ВХ.2}$. Отсюда амплитуда тока эмиттеров обоих транзисторов, имеющих противоположные («комплементарные») структуры полупроводника, рассчитывается как:

$$i_Э = \frac{u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}}{R_Э}, \qquad (2.14)$$

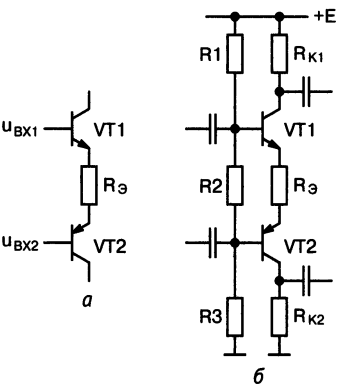


Рис. 2.10. *Входное напряжение дифференциальной схемы действует между ее входами (а); возможно гибкое использование любых входов и выходов (б)*

такой же ток протекает в каждом из коллекторов. Дифференциальный преобразователь напряжения в ток имеет две выходные цепи, так что можно использовать любую из них или обе.

Входное сопротивление каскада, согласно (2.10):

$$R_{ВХ} = R_Э h_{21Э}.$$

Очевидно, что для разных входов эти величины вовсе не обязаны совпадать.

Обеспечение режима

Обратите внимание на элементы, определяющие режим покоя каскада на **рис. 2.10, *б***: ток коллектора задается разностью потенциалов баз $U_{Б1Б2}$. Понятно, что напряжение между эмиттерами будет меньше этой величины на ($U_{БЭ1}$ + $U_{БЭ2}$), т. е. на 1,4 *В*, а ток каскада:

$$I_{К1} \approx I_{К2} \approx I_{Э} = \frac{U_{Б1Б2} - 1{,}4\,В}{R_{Э}}.$$

При выборе базовых потенциалов транзисторов следует учитывать, что и *VT1*, и *VT2* должны находиться в активном режиме. Если для *VT1* условие отсутствия насыщения означает: $U_{К1} \geq U_{Б1}$, то для *VT2*, наоборот, $U_{К2} \leq U_{Б2}$.

Каскад, имеющий два входа и два выхода, универсален по своему применению. Он позволяет смешивать колебания от двух независимых источников. Для одного входного сигнала можно иметь усилитель, не переворачивающий фазу напряжения, или дающий на выходах равные, но противофазные напряжения.

Максимальное усиление

Дифференциальную конфигурацию максимального усиления получают, конечно, исключением $R_Э$ (например, заблокировав конденсатором большой емкости). Но здесь коэффициент передачи получается вдвое меньше:

$$K_U = SR_К / 2.$$

Это понятно: ведь в общей эмиттерной цепи действует теперь удвоенное сопротивление транзистора со стороны эмиттера, величиной 2/*S*. Правда, за счет этого входное сопротивление каскада (по каждому входу) оказывается вдвое выше:

$$R_{ВХ} = 2h_{21Э} / S. \qquad (2.15)$$

Балансная схема

Преобразователь напряжения в ток на **рис. 2.11, *а*** выполнен из транзисторов одинаковой структуры. Для него легко получить:

$$i_{ВЫХ} = i_{К1} = i_{К2} = (u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}) / 2R_{Э}, \qquad (2.16)$$

причем фазы токов коллекторов *VT1* и *VT2* противоположны.

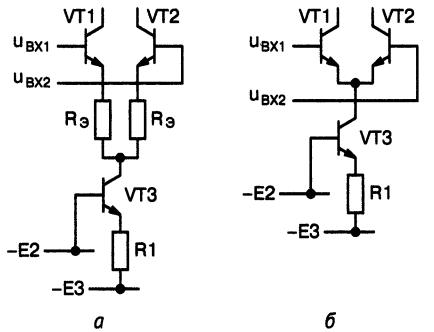
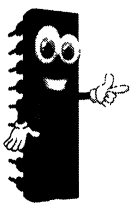


Рис. 2.11. *Генератор тока на VT3 задает режим пары (а); требуется идентичность транзисторов (б)*



ПРИМЕЧАНИЕ.

Однако принцип установки режима здесь иной. Условие баланса схемы требует равенства базовых потенциалов обоих транзисторов при отсутствии сигнала. В этом случае коллекторный ток каждого транзистора — это половина общего тока, задаваемого генератором тока на VT3:

$$I_{K3} = (E3 - E2 - 0{,}7\,B)/R1.$$

Рассмотрите схему на **рис. 2.11, *б***. Исключение резисторов позволило достичь максимального усиления:

$$i_{вых} = i_{K1} = i_{K2} = S(u_{вх.1} - u_{вх.2})/2. \qquad (2.17)$$

Здесь S — это крутизна каждого из транзисторов дифференциальной пары, считая, что постоянный ток коллектора *VT3* распределяется между плечами поровну (тогда $S = S_1 = S_2 = 20I_{K3}$).

Хотя данное предположение в общем случае неверно!

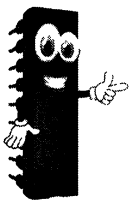
Разбаланс дифференциальной схемы

На практике вы можете убедиться, что при одинаковых постоянных напряжениях на базах токи транзисторов не равны: транзисторы не идентичны! Следовательно, и крутизна их разная. При различаю-

щихся S_1 и S_2 общее сопротивление эмиттерной цепи выражается как $1/S_1 + 1/S_2$, а отсюда получаем:

$$i_{ВЫХ} = \frac{S_1 S_2}{S_1 + S_2}(u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}). \qquad (2.18)$$

За счет стабилизации общего тока сумма $S_1 + S_2$ всегда постоянна. Тогда несложно подсчитать, что при 10-процентном разбалансе по токам усиление снизится на 1%, при 30-процентном — на 10%.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Впрочем, когда транзисторы дифференциальной пары выполнены в общем кристалле интегральной схемы, разбаланс оказывается несущественным.

Если схема предназначена для передачи колебаний, то симметрия может обеспечиваться эмиттерными резисторами, как на **рис. 2.11, *а***, а конфигурация максимального усиления (когда она необходима) создается просто соединением эмиттеров с помощью блокировочной емкости.

Синфазное напряжение

Нельзя не указать на важное свойство дифференциальных схем, в которых общий ток стабилизирован принудительно (**рис. 2.11**). Токи усилительных транзисторов практически не зависят от потенциала, действующего на их базы одновременно (он называется **синфазным**, или общим).

Радиолюбитель: *Я слышал о «подавлении синфазных сигналов». То есть, от общего сигнала в идеале ничего не зависит?*

Ну не совсем, конечно. Диапазон возможного изменения базовых потенциалов ограничивается условием активного режима всех транзисторов схемы:

$$U_{СИНФ} \le U_{К1,2}; \quad U_{К3} = U_{СИНФ} - 0{,}7\,В \ge U_{Б3}.$$

Пора отметить, что приведенные выше выражения, такие, как (2.15), относились к входному сопротивлению для дифференциального сигнала (для $u_{ВХ} = u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}$). Сопротивление объединенных вместе входов для синфазного сигнала значительно выше: оно складывается из включенных параллельно сопротивлений коллекторов всех трех транзисторов при заданных токах эмиттера.

Радиолюбитель: *Но мне встречались схемы каскадов, в которых токозадающий транзистор VT3 заменен просто резистором...*

Да, и это вполне допустимо при фиксированном синфазном напряжении. Ток пары как раз и будет определяться величиной этого синфазного напряжения — обычная эмиттерная стабилизация. Но при меняющемся синфазном сигнале, например, в измерительных схемах, потребуется тогда учитывать изменение тока (об этом будет идти речь в последующих **ШАГАХ**).

2.5. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *Мне встретилась схема микрофонного усилителя как на* ***рис. 2.12****. Какая-то она странная; может, ошибка?*

Вовсе нет. Модель, соответствующая $u_{БЭ} = 0$, позволяет считать потенциал нижнего по схеме вывода источника сигнала (микрофона) нулевым. Это дает:

$$u_K = u_{ВЫХ} \approx u_{ВХ}.$$

Значит схема является повторителем напряжения. Получается, что повторители существуют не только эмиттерные!

Радиолюбитель: *В радиолюбительской книжке я увидел схему* ***рис. 2.13****. Вот вам и пример использования резистора R3 для линеаризации характеристик путем создания обратной связи!*

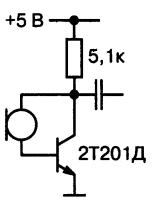


Рис. 2.12. *Во сколько раз усиливается сигнал микрофона?*

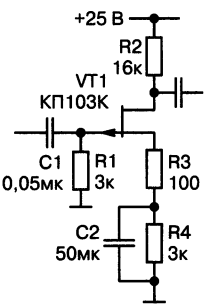


Рис. 2.13. *Нет ли тут «лишнего» элемента?*

Пример никуда не годится. Коэффициент передачи напряжения в вашей схеме:

$$K_U = \frac{R2}{R3 + 1/S}.$$

В использованном режиме (при $I_C \approx 1 мА$) крутизна транзистора вряд ли будет больше 1 *мА/В*, а значит, $1/S \approx 1$ *кОм*.

Выходит, что резистор *R3* величиной всего 100 *Ом*, включенный для «линеаризации», можно без ущерба выбросить.

Радиолюбитель: *В книге схема* ***рис. 2.14*** *названа двухкаскадным усилителем. А как просто! Нельзя ли по этому принципу строить усилители с еще большим числом каскадов?*

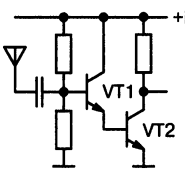


Рис. 2.14. *«Двухкаскадный усилитель» — так просто?*

Не лукавьте — вы, конечно, узнали схему с составным транзистором (или **схему Дарлингтона**). Несложный анализ, который я оставляю вам, покажет: коэффициент передачи напряжения для каскада максимального усиления с составным транзистором вдвое меньше, чем у каскада с одиночным...

Радиолюбитель: *Странно.*

Странно, если кого-то это удивляет. Впрочем, в некоторых случаях применение схемы Дарлингтона может действительно обернуться выигрышем в итоговом усилении: ведь входное сопротивление здесь повышено в $2h_{21э}$ раз.

Радиолюбитель: *Ого, это немало!*

Не следует и переоценивать это возрастание, так как коэффициент передачи тока для транзистора *VT1* при малом эмиттерном токе, соответствующем току базы *VT2*, скорее всего, невелик.

Радиолюбитель: *В книгах пишут, что «схема с общей базой» имеет меньшие искажения и более высокое выходное сопротивление. Решив убедиться, я испытал линейный каскад подачей сигнала на вход 1 (****рис. 2.15****), затем подключил генератор к входу 2 — в режим с общей базой. Только результат почему-то оказался обратным...*

Показатели, нас интересующие, определяются отнюдь не формальным признаком: «что общее», — а величиной сопротивления в эмит-

терной цепи, реализующего внутреннюю обратную связь. Подключение низкоомного источника тестового сигнала к эмиттеру (когда $R_Г < 1/S$) превращает схему в каскад максимального усиления с эмиттерным входом.

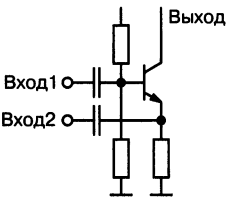


Рис. 2.15. *В каком случае получится «общая база»?*

Радиолюбитель: *А как же «общая база»?*

Классическая общая база — это питание эмиттера током, а не напряжением, что вышло у вас.

Если уж, как принято в теории транзисторов, считать включением с общей базой то, при котором входной электрической величиной является ток эмиттера, тогда это, как ни странно, соответствует первому варианту включения (подумайте, почему).

Радиолюбитель: *Но ведь повсюду в ходу эти термины: «с общим эмиттером», «с общим коллектором», а вы как-то их избегаете...*

Я бы все же от них предостерег. Здесь мы увидели, как они могут дезориентировать неопытного любителя; опытному они вообще не требуются. А когда мы доберемся до сложных многотранзисторных структур, то поймем, что эти устаревшие понятия там просто не к чему приспособить.

2.6. Дополнение для любознательных

Динамическая нагрузка

В традиционных усилительных каскадах сопротивление нагрузки для сигнала не может быть сделано слишком большим — иначе на нем будет падать недопустимо большое напряжение от постоянной составляющей тока. Конечно, «развязать» нагрузки по постоянному току и по сигналу можно трансформаторной связью, но для микроэлектронной техники это неприемлемо.

В схеме на **рис. 2.16** «нагрузкой» каскада служит генератор тока. Результирующая нагрузка для сигнала будет образована параллельным включением больших выходных сопротивлений *VT1*, *VT2* и внешней нагрузки.

Увы, конфигурация для самостоятельного использования непригодна: в ней потенциал коллектора неустойчив. Скорее всего, один из

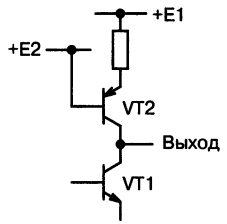


Рис. 2.16. *Здесь динамическая нагрузка действует и для постоянного тока, и для сигнала*

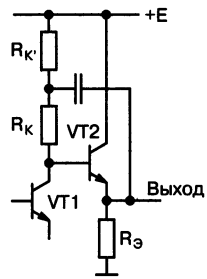


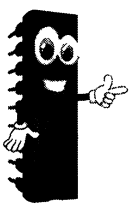
Рис. 2.17. *Динамическая нагрузка увеличивает сопротивление только для сигнала*

транзисторов — *VT1* или *VT2* — окажется насыщенным. Такое включение допустимо только в схемах, стабилизированных общей обратной связью, которые будут рассматриваться в **ШАГАХ 7** и **8**.

Зато вариант **рис. 2.17** можно встретить нередко. За счет передачи колебаний с выхода повторителя к верхнему выводу резистора R_K, сопротивление нагрузки для сигнала увеличивается:

$$R_{K.дин} = \frac{R_K}{1 - K_U},$$

под K_U подразумевается коэффициент передачи повторителя.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Конечно, параллельно этому динамическому сопротивлению включено еще и входное сопротивление повторителя.

Главное достоинство этой схемы даже не в увеличенном сопротивлении нагрузки. А в том, что, за счет своеобразного управления напряжением питания, верхний пик потенциала коллектора может быть больше, чем *E*. Это важно в свете проблем, которые будут рассматриваться в **ШАГЕ 4**.

Динамическая нагрузка в дифференциальном каскаде

Если дифференциальная схема должна иметь только один выход, удобно применение динамической нагрузки на основе **«токового зеркала»** (**рис. 2.18**). Поскольку здесь происходит «отражение» тока *VT1* в

коллекторную цепь *VT2*, передаточные свойства каскада удваиваются, так что:

$$i_{ВЫХ} = i_{K1} - i_{K2} = S(u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}),$$

$$K_U = SR_H.$$

Удвоение произошло из-за того, что i_{K1} и i_{K2} находятся в противофазе: «токовое зеркало» обращает направление тока.

В технике интегральных схем подобные решения дают преимущество избавления от резисторов. В части устойчивости потенциала коллектора *VT2* справедливо то, что уже сказано выше.

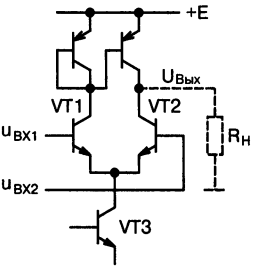


Рис. 2.18. *Токи обоих плеч объединяются на выходе синфазно*

Положительная обратная связь

Нечасто, но встречаются схемы линейного усиления, в которые введены элементы **положительной обратной связи** (регенерация).

Радиолюбитель: *Прямо экзотика какая-то.*

Тем не менее, **рис. 2.19** упрощенно показывает оконечный каскад операционного усилителя 140УД1 — это, по существу, составной эмиттерный повторитель. Однако на базе *VT9*, а значит — и на выходе усилителя, оказывается сумма

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ} + u_2.$$

Это сумма входного напряжения $u_{ВХ}$ и падения напряжения на *R*9 от тока *VT8*: $u_2 = -i_{K8}R9$.

Генератор тока на *VT8*, в свою очередь, управляется частью выходного напряжения:

$$i_{K8} \approx -\frac{u_{ВЫХ}}{R11} \cdot \frac{R12}{R10 + R12}.$$

Легко получить теперь выражение для коэффициента передачи «повторителя»:

$$K_U = \frac{1}{1-k}, \text{ где } k = \frac{R9 \cdot R12}{R11 \cdot (R10 + R12)}.$$

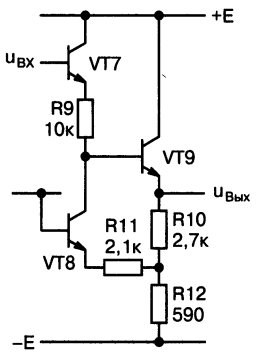


Рис. 2.19. *Регенерация обеспечивает в схеме с повторителями усиление, большее 1*

При указанных на схеме параметрах получается:

$$k = 0{,}85 \text{ и } K_U = 6{,}6.$$

Радиолюбитель: *То есть больше единицы!*

Да. В усилителе 140УД1 такое решение использовано для расширения диапазона уровней на выходе.

Радиолюбитель: *Но ведь всегда говорят, что положительная ОС — это неустойчивость.*

Так и есть: достаточно увеличить сопротивление резистора *R12* до 700 *Ом*, как K_U устремится в бесконечность, схема перестанет быть усилительной, превратившись в **триггер Шмидта** с двумя устойчивыми состояниями.

ЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Увы, ШАГ 3 начинается со скучных расчетов простой радиолюбительской конструкции. Которые, впрочем, нужны единственно, дабы показать, что «обычные» усилительные каскады для высоких рабочих частот не годятся.

Даются схемные конфигурации, пригодные для широкополосных каскадов. А для резонансных усилителей приходится заботиться об устойчивости схем — эти задачи также решаются несложно, хотя иногда несколько необычно. ШАГ 3 не обходится без разбора практических вопросов.

Для любознательных даны дополнительные сведения. Например, разъясняется, по какой причине самовозбуждается повторитель с колебательным контуром на входе.

3.1. Необычные свойства обычных схем

Неудачный усилитель

Незаконное расширение сферы действия упрощенных моделей всегда ведет к разочаровывающему результату. Мы подошли к такому рубежу, когда приходится учитывать **частотные свойства** линейных схем. А это подводит к особым структурам каскадов.

Не хотелось начинать ШАГ с громоздких расчетов... Но приходится: просто для иллюстрации возникающих проблем. Проведем анализ двухкаскадного широкополосного усилителя радиоприемника, работающего в диапазоне средних волн (схема **рис. 3.1** взята из популярного журнала).

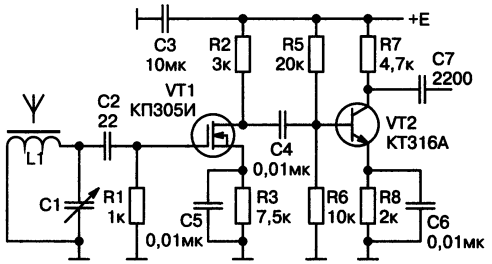


Рис. 3.1. *Пример высокочастотного усилителя, построенного по «низкочастотному» шаблону*

Начнем с конца, со второго каскада, усиление которого, по-видимому:

$$K_U = SR7.$$

Радиолюбитель: *Вероятно, крутизна транзистора на очень высоких частотах уменьшается?*

Если транзистор выбран правильно, этот эффект можно не учитывать. Тем более это справедливо в данном случае: ведь приборы типа КТ316 рассчитаны на использование при частотах до сотен мегагерц.

Емкость нагрузки

О ней, разумеется, в первую очередь, вспомнит тот, кто знаком с основами радиотехники. Влияние этой емкости, параллельной *R7*, приводит к снижению усиления на высоких частотах.

В схеме на **рис. 3.1** эта паразитная емкость будет состоять из емкости коллекторного перехода транзистора (справочник дает значение — $C_{КБ} \le 3 пФ$ для КТ316), неопределенной емкости монтажа и входной емкости следующего каскада. Приняв сумму этих составляющих равной 10 *пФ*, получаем значение полного сопротивления нагрузки на частоте 1,6 *МГц* (это наивысшая частота диапазона средних волн):

$$|Z_H| = \frac{R7}{\sqrt{1+4\pi^2(R7)^2 C_H^2 f^2}} =$$

$$= \frac{4{,}7}{\sqrt{1+4\cdot(3{,}14)^2\cdot(4700)^2\cdot(10\cdot10^{-12})^2\cdot(1{,}6\cdot10^6)^2}} = 4{,}3\ кОм.$$

Радиолюбитель: *Уменьшение сопротивления невелико, спад усиления будет небольшим...*

Это типично: высокая крутизна прямой передачи биполярных транзисторов позволяет применить низкоомную нагрузку для расширения полосы пропускания, сохранив достаточное усиление.

Итак, вычислим уточненное значение K_U для второго каскада. При токе коллектора транзистора около 1 *мА* его крутизна примерно 40 *мА/В*, и тогда:

$$|K_U| = S|Z_H| = 40\cdot4{,}3 = 170 \text{ на частоте } 1{,}6\ МГц.$$

Переходим к **анализу первого каскада**. Необходимо вычислить сначала входное сопротивление второго: ведь он является нагрузкой для первого. Такой расчет, вроде бы, нас не затруднит:

$$R_{ВХ} = \frac{h_{21Э}}{S} = \frac{40}{40} = 1\ кОм \qquad (3.1)$$

(приняв для транзистора КТ316А: $h_{21Э} \approx 40$).

Однако на высоких частотах такой результат будет неверным. Эффект, о котором идет речь, связан с **мнимой составляющей комплексного коэффициента передачи** напряжения каскада, которая для апериодического усилителя (т. е. нагруженного на активное сопротивление) рассчитывается так:

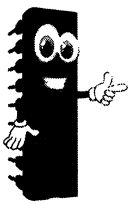
$$K_{МН} = \frac{2\pi f S R_H^2 C_H}{1+4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}, \qquad (3.2)$$

где C_H — паразитная емкость нагрузки. Подставляя известные нам величины, получаем:

$$K_{МН} = \frac{6{,}28\cdot1{,}6\cdot10^6\cdot40\cdot10^{-3}(4{,}7\cdot10^3)^2\cdot10\cdot10^{-12}}{1+4\cdot(3{,}14)^2\cdot(1{,}6\cdot10^6)^2\cdot(4{,}7\cdot10^3)^2\cdot(10\cdot10^{-12})^2} = 72.$$

Тогда активная составляющая входного сопротивления, обусловленная обратной связью:

$$R_{ВХ.1} = \frac{1}{2\pi f C_{ПР} K_{МН}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}6 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-12} \cdot 72} = 460\ Ом. \quad (3.3)$$



ПРИМЕЧАНИЕ.

Не следует забывать, что мы здесь получили не точное значение искомого параметра, а только его нижнюю границу: ведь истинная величина $C_{ПР} = C_{КБ}$ для имеющегося экземпляра транзистора неизвестна, а даваемое в паспорте значение 3 пФ лишь ее верхний предел! Однако именно наихудший случай нас и интересует.

Таким образом, результирующее входное сопротивление каскада на наивысшей частоте диапазона может составить:

$$\frac{1 \cdot 0{,}46}{1 + 0{,}46} = 0{,}32\ кОм.$$

Радиолюбитель: *По-моему, должно быть меньше: в (3.1) вы взяли статическое значение коэффициента передачи тока. Но я знаю, что h21Э падает с частотой.*

Вы правы. Тем не менее, мы правильно учли активную составляющую входной проводимости. А то, о чем вы говорите, эквивалентно появлению входной емкости. Ее мы рассмотрим отдельно.

Теперь можно рассчитать и **коэффициент передачи первого каскада**. Он работает на нагрузку, образованную параллельным соединением *R2, R5, R6* и $R_{ВХ}$ второго каскада. Относительно большие величины *R5* и *R6* позволяют их не учитывать, и, значит, нагрузка для *VT1* составляет:

$$R_Н = \frac{3 \cdot 0{,}32}{3 + 0{,}32} = 0{,}3\ кОм.$$

Крутизна транзистора КП305И в выбранной рабочей точке (при очень большом смещении на затворе) вряд ли превысит 1 *мА/В*, поэтому коэффициент передачи первого каскада:

$$K_U = SR_Н = 1 \cdot 0{,}3 = 0{,}3.$$

Оказывается, первый каскад дает не усиление, а ослабление сигнала! Общий коэффициент усиления двухкаскадного высокочастотного усилителя составит тогда 0,3 × 170 = 50.

Осталось оценить входное сопротивление первого каскада.

Радиолюбитель: *Разве оно не бесконечно — полевой транзистор, все-таки?*

Вы забыли, что имеется составлявшая проводимости входа, обусловленная проходной емкостью.

Для расчета нам требуется знать емкость, параллельную нагрузке первого каскада. А она складывается:

- из выходной емкости транзистора КП305И;
- из емкости монтажа;
- из входной емкости 2-го каскада.

А вот последняя требует дополнительного расчета.

Радиолюбитель: *К чему тут расчет? Берем из справочника для КТ316А:* $C_{БЭ} = 2{,}5$ *пФ.*

Неправильно. Это число характеризует емкость запертого эмиттерного перехода и не имеет отношения к усилительному режиму транзистора *VT2*, где требуется иной подход.

Емкость база-эмиттер

Так называемая **диффузионная входная емкость транзистора** — это довольно хорошая модель влияния процессов, происходящих в базе, на частотную зависимость коэффициента передачи тока. В технической документации эта зависимость нормируется параметром, именуемым: **модуль коэффициента передачи тока на высокой частоте.**

Так, для КТ316А: $|h_{21Э}| \geq 6$ при $f = 100$ *МГц*.

Расчеты упрощаются тем обстоятельством, что на частотах, для которых приводится указанный параметр, ток базы почти исключительно является током через диффузионную емкость.

Действительно, при известном токе коллектора $i_К$ ток базы:

$$i_Б = \frac{i_К}{|h_{21Э}|} = \frac{Su_{ВХ}}{|h_{21Э}|}.$$

С другой стороны $i_Б$ может быть выражен как емкостный ток:

$$i_Б = u_{ВХ} \cdot 2\pi f C_Д,$$

где $C_Д$ — величина диффузионной емкости. Приравнивая, получаем:

$$\frac{S}{|h_{21Э}|} = 2\pi f C_Д,\ C_Д = \frac{S}{2\pi f |h_{21Э}|}. \qquad (3.4)$$

Радиолюбитель: *Странно: емкость зависит от частоты?*

Нет, не зависит. Здесь f — это не рабочая частота, а та, для которой в справочнике дано значение $|h_{21Э}|$.

У нас получается:

$$C_Д = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 6} = 10\ пФ \text{ (максимальное значение).}$$

Кроме емкости перехода, присутствует входная емкость каскада, созданная его паразитной обратной связью. Величина этой составляющей связана уже с **действительной частью коэффициента усиления** каскада:

$$K_Д = \frac{SR_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2} = 154,$$

$$C_{ВХ.2} = K_Д C_{ПР} = 154 \cdot 3 = 460\ пФ...$$

Радиолюбитель: *Так много? Вот так сюрприз!*

Разумеется, прочие составляющие емкости нагрузки учитывать на этом фоне уже нет смысла...

Радиолюбитель: *Это не то, что иногда называют эффектом Миллера?*

Оно самое.

Сюрприз с входной емкостью

В самом деле, параллельно сопротивлению нагрузки 1-го каскада, равному 0,3 *кОм*, действует, как оказалось, огромная емкость. Очевидно, она повлияет на коэффициент передачи на высших частотах диапазона. Выходит, что он был рассчитан неверно: ведь ранее, учитывая малую величину R_H, мы не принимали во внимание емкость нагрузки, не ожидая подвоха...

Итак, вычисляем по всем правилам модуль коэффициента передачи первого каскада на частоте 1,6 *МГц*:

$$|K_U| = S|Z_H| = \frac{SR_H}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}} =$$

$$= \frac{1 \cdot 0{,}3}{\sqrt{1 + 4 \cdot 3{,}14^2 \cdot (1{,}6 \cdot 10^6) \cdot 300^2 \cdot (460 \cdot 10^{-12})^2}} = 0{,}25.$$

Оказалось, что коэффициент усиления двухкаскадного усилителя составляет на этой частоте 0,25·170 = 42. Вы, надеюсь, не забыли, что для ряда параметров транзисторов мы принимаем в расчет «наихудшие» значения, так что результат мог получиться заниженным.

Ясно, что емкостная нагрузка первого каскада вызовет снижение его входного сопротивления. Как и ранее, рассчитываем мнимую составляющую коэффициента передачи каскада:

$$K_{MH} = \frac{6{,}28 \cdot 1{,}6 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 300^2 \cdot 460 \cdot 10^{-12}}{1 + 4 \cdot 3{,}14^2 \cdot (1{,}6 \cdot 10^6)^2 \cdot 300^2 \cdot (460 \cdot 10^{-12})^2} = 0{,}14.$$

Тогда входное сопротивление:

$$R_{BX.1} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 1{,}6 \cdot 10^6 \cdot 0{,}8 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}14} = 0{,}88\ МОм$$

(проходная емкость транзистора КП305И составляет 0,8 *пФ*).

С учетом параллельного входу резистора *R1* входное сопротивление усилителя:

$$R_{BX} = \frac{R_{BX.1} R1}{R_{BX.1} + R1} = \frac{880 \cdot 1000}{880 + 1000} = 470\ кОм.$$

Каковы же выводы? К ним мы теперь и перейдем.

3.2. Схемотехника широкополосных каскадов

Широкополосные схемы

Радиолюбитель: *Знаете, я вздохнул с облегчением, увидев, что скучные выкладки окончились.*

Я вас понимаю. Однако не помешает владеть техникой такого рода расчетов. Но все же цель была иная. Анализ примитивного усилителя позволил нам выявить его «слабые места». А это — прямой путь к созданию таких схемных конфигураций, когда мы были бы избавлены от подобного детального подсчета паразитных эффектов.

Усилительную схему можно назвать грамотно построенной, если ее частотный диапазон определяется в основном **постоянными времени** апериодических цепей:

$$f_B = 1/2\pi RC. \qquad (3.5)$$

В нашей схемке параметры данных цепей (сопротивления — 3—4,7 *кОм* и емкости около 10 *пФ*) соответствуют достижимой предельной частоте f_B не менее 3 *МГц*. На деле же общий коэффициент передачи, составляющий на низких частотах примерно 140, уже при $f = 1{,}6$ *МГц* снижается, как мы убедились, более чем втрое. Надо разобраться, из-за чего схема с СВЧ транзисторами оказалась имеющей настолько плохие частотные свойства.

Паразитная обратная связь

Эта связь через **проходную емкость** каскада и есть основная причина непредусмотренного поведения усилительных схем на высоких частотах. Выше мы проследили, что она проявляется в виде двух нежелательных эффектов: возрастания входной емкости каскада и снижения его входного сопротивления.

Радиолюбитель: *Частотный диапазон можно расширить — взять транзисторы с меньшей проходной емкостью.*

А еще можно снижать установленное усиление, уменьшать выходное сопротивление источника сигнала... Все это будут полумеры. Борьба с вредным влиянием проходной емкости — это схемотехническая задача.

Радиолюбитель: *Как можно повлиять на проходную емкость?*

Очень просто. Секрет каскадов, практически не имеющих проходной емкости, в том, что их вход и выход — это электроды не одного и того же, а разных транзисторов.

Каскодный усилитель

Эта схема (**рис. 3.2**), представляющая собой сочетание преобразователей напряжения в ток и тока в напряжение, ничем не отличается от известного нам масштабного усилителя по своим свойствам, кроме одного: в ней практически устранена проходная емкость. Коэффициент передачи здесь, как и прежде, равен:

$$K_U = R_K / R_Э,$$

но диапазон частот связан лишь с емкостью, параллельной нагрузке:

$$f_B = 1/2\pi R_K C_H.$$

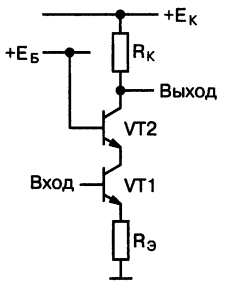


Рис. 3.2. *Каскодная схема: параметры VT2 мало влияют на ее свойства*

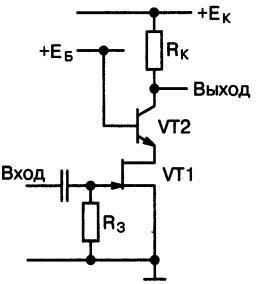


Рис. 3.3. *Высокое входное сопротивление обеспечивается отсутствием ВЧ напряжения на стоке*

От величины постоянного потенциала на базе *VT2* зависит только потенциал коллектора *VT1*: $U_{К1} = U_{Э2} = E_Б - 0{,}7\,В$.

Конечно, в нижней части схемы могут быть взяты и каскады максимального усиления на биполярном, а также полевом транзисторе (пример на **рис. 3.3**). Как изменится при этом коэффициент передачи, понятно.

Дифференциальный усилитель

Каскадом апериодического широкополосного усилителя может служить любая из ранее приведенных схем дифференциальных усилителей. Такой каскад будет избавлен от проходной емкости в том только случае, когда входом является база одного из транзисторов, а выходом — коллектор другого. Второй вход обязательно заземляется для усиливаемой частоты. Заметьте, что такой усилитель, в отличие от предыдущего, не изменяет фазу усиливаемого сигнала!

Повторитель напряжения

Схемы эмиттерного и истокового повторителей не усиливают напряжения. Однако они широко используются в апериодических усилителях по прямому назначению: согласование сопротивлений. Частотные свойства этих схем достаточно высоки: ведь проходная емкость $C_{БЭ}$ действует в эмиттерном повторителе между точками с практически равными потенциалами.

Преобразователь тока в напряжение

Известную нам уже по **рис. 2.4** схему охотно используют в высокочастотных устройствах.

Радиолюбитель: *Но ведь тут будет сказываться проходная емкость СКБ между входом и выходом!*

Это не так: низкое входное сопротивление изменяет действие обратной связи. По сходной причине хорошей конфигурацией является преобразователь тока в ток.

Частотный диапазон преобразователя тока в напряжение определяется как (3.5), где надо подставлять сопротивление обратной связи и емкость $C_{КБ}$.

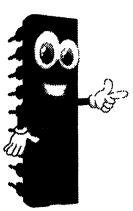
К подсчетам емкостей каскада

В правильно построенных схемных структурах именно емкости, параллельные нагрузке, определяют спад усиления с частотой. Значит, надо будет принимать во внимание входную и выходную емкости каскада. Коллектор (сток) первого транзистора имеет в каскодных схемах практически нулевой сигнальный потенциал, поэтому входная емкость всегда будет содержать $C_{КБ}$ (или $C_{ЗС}$), В каскодной схеме максимального усиления с двумя одинаковыми транзисторам и эту величину надо удвоить: коэффициент передачи на коллектор *VT1* равен здесь единице.

Разумеется, следует приплюсовать входную емкость собственно транзистора, Если передаточные свойства стабилизированы эмиттерным резистором, как на **рис. 3.3**, практическое равенство высокочастотных потенциалов базы и эмиттера намного уменьшает действие $C_{Д}$. Точнее:

$$C_{ВХ} = C_{Д} /(1+SR_{Э}).$$

Выходная емкость тех каскадов, которые мы здесь рассматриваем, — это $C_{КБ}$, но только того транзистора, коллектор которого служит выходом (ведь база его заземлена).



ПРИМЕЧАНИЕ.

По сути дела, только один этот параметр и важен для «верхнего» транзистора каскодной схемы.

К подсчетам входного сопротивления

По существу, модуль полного сопротивления со стороны базы связан с величиной модуля коэффициента передачи базового тока, в определенном диапазоне обратно пропорционального частоте. Имеются в виду те частоты, где искомое значение модуля остается существенно меньше статического значения $h_{21Э}$. Например, для 2Т325В, согласно паспорту, при $f = 100$ *МГц* $|h_{21Э}| \geqslant 10$. Поэтому, к примеру, для частоты 20 *МГц*, разработчик уверенно примет $|h_{21Э}| \geqslant 50$ (статическое значение $h_{21Эmin} = 160$).

Это значит, что в схеме с резистором 1 *кОм* в эмиттерной цепи сопротивление со стороны базы будет не меньше, чем $h_{21Эmin} R_Э = 160 \cdot 1 = 160$ *кОм* на низких частотах. На частоте же 20 *МГц* модуль полного сопротивления может снизиться, очевидно, до 50 *кОм*.

«Граничные частоты»

Радиолюбитель: *Мне кажется, вы забыли указать самое главное, — как выбрать подходящий тип транзистора для высокочастотной схемы.*

Это не главное. От этого выбора зависят только величины паразитных емкостей: $C_{КБ}$ (напрямую гарантируется техническими условиями) и $C_Д$ (косвенно, через параметр $|h_{21Э}|$). А степень влияния этих емкостей, как мы видели, определяется в основном реальной схемой.

Радиолюбитель: *Но я читал о каких-то «граничных частотах»...*

Так называемые граничные частоты транзисторов, будучи даже известными, непосредственно не определяют пригодность транзистора для данного диапазона. Разве не убедил пример с СВЧ приборами, неудовлетворительно работающими на средних волнах?

Правда, на частоте, где коэффициент $|h_{21Э}|$ снижается до нескольких единиц, используемые нами модели транзистора начинают давать большие погрешности.

Радиолюбитель: *Какие?*

Заметно проявляется спад крутизны прямой передачи. Виной этому — омические сопротивления электродов и, в частности, базы. С последним параметром (точнее, с постоянной времени коллекторной цепи) связана так называемая **предельная частота генерации** транзистора.

Радиолюбитель: *Да, я слышал о такой.*

Вот она-то и является в полном смысле слова граничной частотой усиления.

Создавая широкополосный усилитель, разработчик интересуется верхней границей диапазона передаваемых частот (при заданном коэффициенте усиления). Но для схемных структур, сопряженных с резонансными цепями, показатели качества оказываются иными.

3.3. Схемотехника резонансных каскадов

Вносимое затухание

В каскадах резонансных усилителей, имеющих, как правило, колебательные системы на входе и выходе, проходная емкость еще более опасна: она может вызвать самовозбуждение. От величины этой емкости зависит предельное значение коэффициента усиления, при котором еще сохраняется устойчивость.

И еще: требуется максимально ослабить влияние схемы на добротность избирательных контуров. Тут требуются некоторые пояснения.

При подключении входа (выхода) каскада к резонансной системе — в последнюю вносятся добавочные потери, изменяющие ее избирательные свойства.

Вспомним, что эти свойства характеризуются величиной **добротности колебательной системы** и, обратной ей — **затухания**:

$$\delta = 1/Q.$$

При подключении к контуру внешних цепей — помимо собственного затухания, в контур вносится дополнительное:

$$\delta' = \delta + \delta_{ВН}.$$

Величина вносимого затухания зависит от того, как именно подключается внешняя цепь с активным сопротивлением R к контуру, образованному элементами L, C.

При параллельном включении — чем больше R, тем меньше влияние внешней цепи:

$$\delta_{ВН} = \frac{2\pi fL}{R} = \frac{1}{2\pi fCR}. \qquad (3.6)$$

При последовательном включении — чем меньше R, тем меньше влияние внешней цепи:

$$\delta_{ВН} = \frac{R}{2\pi fL} = 2\pi fRC. \qquad (3.7)$$

На практике может потребоваться одно из двух:

- или чтобы дополнительные потери были незначительными (тогда должно быть: $\delta_{ВН} << \delta$);
- или чтобы они соответствовали наилучшей передаче мощности (тогда $\delta_{ВН} = \delta$).

Из приведенных соотношений понятно, что подключение внешних цепей к простому колебательному контуру можно произвести двумя путями:

- участок схемы с высоким сопротивлением подключать к контуру параллельно;
- участок схемы с низким сопротивлением включать в контур последовательно.

Практикуется и неполное включение: параллельное или последовательное.

Самовозбуждение резонансного усилителя

Рассмотрим упрощенную схему такого усилителя (**рис. 3.4, *а***). Общеизвестно, что обратная связь через $C_{ПР}$ с выхода каскада на его вход при определенном уровне усиления K_U может вызвать паразитную генерацию.

Радиолюбитель: *Но ведь, кажется, обратная связь со стока на затвор (или с коллектора на базу) отрицательна, откуда же берется самовозбуждение?*

Сейчас разберемся.

На **рис. 3.4, *б*** приведена та же схема, преобразованная по теореме об эквивалентном генераторе. ЭДС, вносимая внутрь контура с выхода каскада емкостным делителем, примерно равна $u_{ВЫХ}\frac{C_{ПР}}{C}$ (считая, что $C_{ПР} << C$). Напряжение на контуре (по схеме — на индуктивности) окажется при резонансе в Q раз больше:

$$u_{ВХ} = u_{ВЫХ} Q \frac{C_{ПР}}{C}.$$

И вдобавок сдвинутым по фазе на 90°.

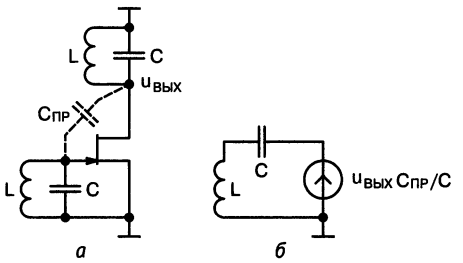


Рис. 3.4. *Обратная связь кажется отрицательной (а), однако напряжение на индуктивности сдвинуто по фазе на 90° (б)*

Радиолюбитель: *Все равно до самовозбуждения недостает 90 градусов...*

Они добираются за счет фазовых характеристик контуров. Примем для простоты контуры на входе и выходе одинаковыми; тогда на верхней границе полосы пропускания каждый из них добавит фазовый сдвиг по 45°. Обратная связь стала положительной.

Радиолюбитель: *И возникает генерация?*

Да, если K_U будет не меньше, чем коэффициент обратной передачи с выхода на вход $Q\frac{C_{ПР}}{C}$.

Впрочем, надо еще учесть, что частота потенциальной неустойчивости отклоняется от резонансной, каждый из контуров дает на ней спад, равный $\sqrt{2}$.

Итак, максимальное устойчивое усиление:

$$K_{U\,max} = \frac{2C}{QC_{ПР}}. \qquad (3.8)$$

Если контуры не одинаковы, то условие (3.8) выполняется с запасом.

Легко теперь прикинуть, что если проходная емкость составляет единицы *пФ*, то устойчивое усиление, скорее всего, окажется неприемлемо низким.

Неполная связь

Будет она индуктивной (**рис. 3.5, *а***) или емкостной (**рис. 3.5, *б***), по выходу (**рис. 3.5, *а***) или по входу (**рис. 3.5, *б***), во всех случаях повышается устойчивость каскада. Если вход транзистора подключен, например, к половине катушки индуктивности (**коэффициент связи** $n = 0{,}5$),

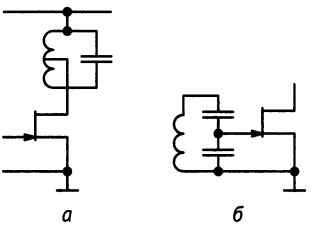


Рис. 3.5. *Неполная связь с контуром — индуктивная (а) или емкостная (б) — повышает устойчивость*

то обратная передача снижается вчетверо. Во столько же раз возрастает $K_{U\max}$. Правда, неполное включение ослабило вдвое полезный сигнал... Но зато усиление, которого можно достичь, увеличивается в $1/n$ раз.

Впрочем, ситуация меняется, если входное (выходное) сопротивление каскада явно низко. Здесь неполная связь призвана, в первую очередь, обеспечить сохранение добротности контура, и в этом качестве повышает, а не снижает общее усиление!

Все это в полной мере относится и к неполному включению по выходу. Указанные меры очень часто применяются в усилителях, каскады которых построены на одиночных транзисторах. Эти меры не является неизбежностью: известные схемотехнические приемы позволяют устранить проходную емкость, а с ней и проблемы неустойчивости.

Параллельное включение

На **рис. 3.6** каскодная конфигурация обеспечивает практическое отсутствие проходной емкости. Из схемы хорошо видно, что полевой транзистор *VT1* работает на очень низкое сопротивление преобразователя тока в напряжение. По этой причине входное и выходное сопротивления велики и не оказывают влияния на избирательные свойства контуров.

Расчет коэффициента передачи напряжения не представит затруднений. Для каскада, соответствующего **рис. 3.6**, эта величина равна:

$$K_U = S_1 R_P,$$

считая входом затвор транзистора *VT1*; S_1 — его крутизна, а $R_P = Q\sqrt{L/C}$ — это резонансное сопротивление колебательной системы, являющейся здесь нагрузкой.

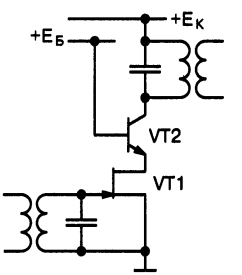


Рис. 3.6. *Высокое выходное сопротивление обеспечивается работой VT2 с задаваемым током эмиттера*

Последовательное включение по входу

В конфигурации, соответствующей **рис. 3.7**, низкоомный вход преобразователя тока в ток включен во входной колебательный контур последовательно. Малое сопротивление этого входа, равное $1/S$, скорее всего, внесет незначительное затухание в контур — согласно (3.7). При идентичных контурах на входе и выходе схема дает усиление по напряжению, равное Q. Попробуйте проверить это расчетом.

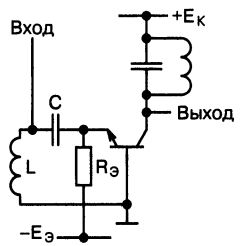


Рис. 3.7. *Амплитуда тока эмиттера в Q раз превышает амплитуду входного тока схемы*

Сигнальная составляющая тока эмиттера в каскаде на **рис. 3.7** задается колебательным контуром (его последовательным сопротивлением r_p), поэтому обеспечено высокое выходное сопротивление транзистора, благоприятное для работы на выходной параллельный контур. Таким образом, условие сохранения начальной добротности входного контура отражается и на выходном!

Последовательное включение по выходу

Такая схема удобна при малом выходном сопротивлении каскада (пример — эмиттерный повторитель на выходе). На **рис. 3.8** — выход усилителя сигналов с разделением разных частот. Низкое выходное сопротивление повторителя позволило очень просто запитать от одного каскада два (можно было бы и больше!) избирательных контура на разные частоты, практически исключив паразитную связь между ними, которая могла бы повлечь взаимозависимость настроек.

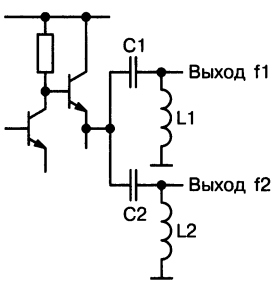
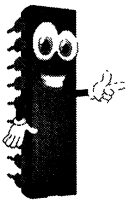


Рис. 3.8. *Выходное напряжение повторителя повышается в Q раз*

Последовательное включение позволяет легко добиться выходного напряжения значительно большей амплитуды, чем напряжение питания схемы. При расчете исходят из того, что колебательный контур в Q раз увеличивает введенную в него последовательно ЭДС.

Если вы вспомните к тому же, что при резонансе сдвиг фаз между током в контуре и напряжением на емкости (индуктивности) составляет 90 градусов, вы поймете еще одно свойство избирательных схем с последовательным включением.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Отметим: в этом ШАГЕ, как и в предыдущем, мы нигде не принимали во внимание те особенности схем, которые как-то связаны с величинами амплитуд сигнальных составляющих напряжений и токов. Однако нередки случаи, когда правомерность применения малосигнальных моделей оказывается под вопросом, а значит, усложняется и сам подход к разработке. В этом предстоит убедиться далее.

3.4. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *В усилителе по **рис. 3.3**, для устранения проходной емкости через монтаж, я бы предпочел установить еще и экранирующую перегородку. В каком сечении схемы лучше поместить экран?*

Через отверстие должен проходить провод, соединяющий сток *VT1* и эмиттер *VT2*. Это — цепь с наименьшим в данной схеме сигнальным потенциалом (ведь коэффициент передачи транзистора *VT1* с затвора на сток равен: $S_1 / S_2 << 1$), и к тому же низкоомная (входное сопротивление $1/S_2$). Паразитная связь через эту цепь исключена, а из-за низкоомности для нее не опасна некоторая емкость на «землю».

Радиолюбитель: *В книге я вычитал способ уменьшения входной емкости эмиттерного повторителя.*

Это интересно: ведь в обычном повторителе она практически равна $C_{КБ}$.

Радиолюбитель: *Идея — на **рис. 3.9**: выходной сигнал с эмиттера заводится через конденсатор большой емкости в цепь коллектора этого же транзистора. Потенциалы на всех электродах транзистора изменяются теперь почти одинаково, поэтому эквивалентная входная емкость снизится до $C_{КБ}(1-K_U)$.*

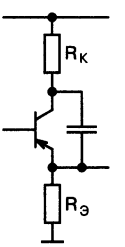


***Рис. 3.9.** Удалось ли таким способом снизить входную емкость?*

И что вы об этом думаете?

Радиолюбитель: *Начертание схемы как-то настораживает: получа-*

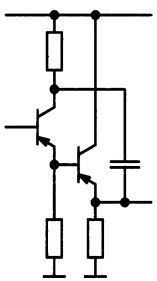


Рис. 3.10. *Вот так уменьшают входную емкость повторителя*

ется, что активный элемент заблокирован конденсатором, как же он сможет функционировать? С другой стороны, отчего бы повторитель с низким выходным сопротивлением не мог управлять потенциалом сравнительно высокоомной точки...

Интуиция вас не подвела: работать каскад не будет. В самом деле, допустив, что повторитель все же действует, получаем для сигнальных токов через резисторы:

$$i_{RЭ} = u_{ВЫХ} / R_Э,$$
$$i_{RK} = u_{ВЫХ} / R_K.$$

Причем они вдобавок будут в противофазе (проследите по схеме).

А в действительности эти токи не могут заметно различаться: кроме базы, других ответвлений в цепи нет...

На **рис. 3.10** — работоспособная схема малоемкостного повторителя.

Радиолюбитель: *Вы вот раскритиковали схему ВЧ усилителя по* ***рис. 3.1****. Может быть, приведете лучший вариант?*

На **рис. 3.11** — вариант грамотно построенной схемы ВЧ тракта приемника: сравните с **рис. 3.1**. Перед нами каскодная конфигурация, поскольку *VT2* включен как преобразователь тока в напряжение. Общее усиление: $K_U = S_1 R$ — составляет около 100. Верхняя граничная частота: $f_B = 1/2\pi RC_{КБ2}$ — не менее 1,7 *МГц*. Входное сопротивление полевого транзистора, работающего на малое входное сопротивление второго каскада, предельно высоко, выходное сопротивление схемы, наоборот, довольно низко.

Радиолюбитель: *Схема стала намного проще...*

Вот это и есть правильная схемотехника.

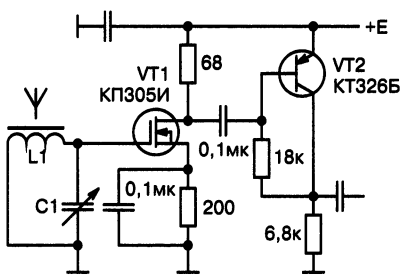


Рис. 3.11. *Здесь широкополосный усилитель выполнен правильно*

3.5. Дополнение для любознательных

Сопряжение моделей

Снова рассмотрим модель биполярного транзистора, учитывающую проходную емкость $C_{КБ}$. От кругозора специалиста зависит разнообразие математических моделей, привлекаемых им для анализа. Прав будет тот, кто увидит в условной схеме усилительного каскада (**рис. 3.12, *а***) знакомую конфигурацию **интегратора** (**рис. 3.12, *б***), для которой (при допущении бесконечного усиления активного элемента — $u_{ВХ} = 0$) справедливо:

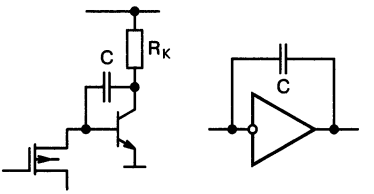


Рис. 3.12. *Усилитель с проходной емкостью (а) представлен в виде интегратора (б)*

$$u_{ВЫХ} = i_{ВХ} / (2\pi f C_{ПР}). \qquad (3.10)$$

Частота, где данная модель даст тот же результат, что и противоположная ей по свойствам, — безынерционная с ограниченным усилением, — и будет границей применимости последней, то есть началом спада амплитудно-частотной характеристики:

$$1/(2\pi f_B C_{ПР} R) = K_{U0},$$

K_{U0} — это коэффициент усиления на низких частотах.

Запомните этот подход, связанный с нахождением точки сопряжения двух моделей: он не раз еще сослужит добрую службу.

Например, переходя к схеме **рис. 3.1**, при $K_{U0} = 140$:

$$f_B = S_1 / (2\pi K_{U0} C_{ПР}).$$

Легко получить: $f_B = 380$ *кГц*. Считаем, что спад усиления происходит обратно пропорционально частоте, так что для $f = 1{,}6$ *МГц* имеем:

$$K_U = 140 \cdot \frac{380}{1600} = 33.$$

Радиолюбитель: *Ранее у нас получилось значение 42.*

Некоторое ухудшение вызвано тем, что здесь не учтено влияние низкого входного сопротивления 2-го каскада, слегка расширяющее частотную характеристику. Но это не меняет ситуацию в принципе.

Отрицательное сопротивление

Пусть схемная конфигурация построена таким образом, чтобы полностью исключить нежелательную проходную емкость. Но радиолюбителя где только не подстерегает беда! И невдомек, что странная неустойчивость каскада вызвана безобидной, вроде бы, входной емкостью транзистора (**рис. 3.13**): остаток высокочастотного напряжения на истоке ведет к тому, что входная проводимость каскада, кроме емкостной, приобретает еще и активную составляющую, отрицательную по знаку.

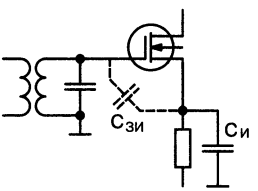


Рис. 3.13. *Осторожно: емкость затвор-исток создает отрицательное входное сопротивление!*

Проведя несложный электротехнический расчет, вы легко получите соотношение для входного сопротивления каскада:

$$-R_{ВХ} = \frac{C_И}{SC_{ЗИ}} + \frac{S}{4\pi^2 f^2 C_И C_{ЗИ}}. \qquad (3.11)$$

Ясно, что для биполярного транзистора роль $C_{ЗИ}$ играет диффузионная емкость.

Радиолюбитель: *Отрицательное входное сопротивление — это означает самовозбуждение?*

Только его возможность. Она превратится в действительность, если, во-первых, будет скомпенсирована емкостная проводимость входа, и, во-вторых, сопротивление входной цепи окажется больше, чем $|R_{ВХ}|$ (результирующее сопротивление будет отрицательным). Это как раз и соответствует случаю, когда имеется колебательный контур: условие устойчивости $|R_{ВХ}| \geq R_P$ легко нарушается при неудачном выборе $C_И$ (блокировочная емкость мала).

Еще хуже положение разработчика, применившего эмиттерный (истоковый) повторитель с колебательным контуром на входе.

Радиолюбитель: *Почему?*

Потому что по «закону Мэрфи» паразитная емкость нагрузки окажется как раз такой величины, чтобы вызвать самовозбуждение. Наученные горьким опытом разработчики избегают подобного сочетания вообще.

ЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ ПРИ БОЛЬШИХ СИГНАЛАХ

Выясняются сложности, возникающие в линейных каскадах при передаче сильных сигналов. Детально показывается: как возникают искажения при неучете уровней напряжений; необычное поведение усилителей, когда неправильно заданы токовые режимы. Для любознательных разъясняется, что такое вольтдобавка, и какие странности возникают при работе схем на емкостную и индуктивную нагрузку. Рассмотрены проблемы электронной регулировки усиления, лишь кажущиеся простыми.

Разбираются практические вопросы: существует ли «сопротивление транзистора», откуда берутся искажения в схеме Дарлингтона и другие.

4.1. Уровни напряжений

Проблемы выбора режимов

Говоря о малосигнальных каскадах, мы почти не касались вопросов выбора режимов активных элементов. Ничего удивительного в этом нет.

В большинстве практических случаев выбор режима определяется компромиссом между соображениями экономичности и минимальной потери усилительных свойств активных приборов; для каскадов, работающих при слабых сигналах, это приводит к значениям тока коллектора около 1 *мА* (у полевых транзисторов ток стока от 1 до 5—10 *мА*).

Напряжение коллектор-база таких каскадов несущественно, и может быть снижено даже до нуля без потери усилительных свойств биполярного транзистора. Правда, при низких напряжениях возрастает величина емкости коллекторного перехода, а это может быть нежелательно для высокочастотной схемы.

Радиолюбитель: *Где же граница между малосигнальными каскадами и режимом сильного сигнала?*

Мы будем интересоваться такими схемами, в которых амплитуды переменных напряжений и токов электродов соизмеримы с постоянными составляющими этих напряжений (токов) — вот это и есть признак. Для них выбор режима транзисторов по постоянному току приобретает совершенно другое значение. И ошибки разработчиков бывают связаны с игнорированием соответствующего расчета.

Радиолюбитель: *Как-то думается, что такой расчет будет сложным.*

Совсем нет! На самом деле и здесь остаются действительными прежние модели транзисторов. Мы увидим, что они теперь должны быть лишь дополнены ограничениями, связанными с однополярностью $U_{КБ}$ и однонаправленностью $I_К$.

Резистивная нагрузка в коллекторе

Вначале мы обсудим выбор режима работы для схем, где которых резистивная нагрузка включена в цепь коллектора (эмиттера) непосредственно. Наши выводы будут справедливы и для каскада, связанного разделительной емкостью с внешней нагрузкой, если только сопротивление

внешних цепей во много раз больше сопротивления резистора, через который непосредственно протекает ток коллектора (эмиттера).

В схеме с резистивной нагрузкой в коллекторе (**рис. 4.1**) с помощью осциллографа проконтролируем форму выходного напряжения $U_K(t)$. В зависимости от установленного значения постоянной составляющей коллекторного тока, осциллограмма будет иметь вид, как на **рис. 4.2, *а*, *б*** или ***в***.

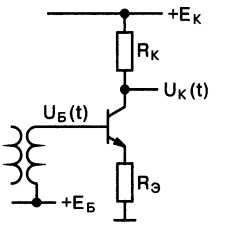


Рис. 4.1. *Наибольшая амплитуда колебаний на коллекторе ограничена*

Потенциал коллектора

Рис. 4.2, *а* соответствует правильному выбору режима транзистора: обеспечено неискаженное воспроизведение. Это достигнуто установлением потенциала коллектора U_K определенной величины. А именно, должны выполняться условия:

$$|E_K - U_K| > u_K = u_{ВЫХ} \qquad (4.1)$$

(это условие отсутствия моментов запирания транзистора);

$$|U_K - E_Б| > u_K + u_Б = u_{ВЫХ} + u_{ВХ} \qquad (4.2)$$

(условие отсутствия моментов открывания коллекторного перехода).

При заданном сопротивлении нагрузки R_K установление нужной величины постоянной составляющей потенциала на коллекторе обеспечивается, конечно, заданием соответствующего тока: $I_K = (E_K - U_K)/R_K$.

Очень часто бывает так, что амплитуду напряжения сигнала на базе можно не учитывать при расчете: например, в каскаде с высоким коэффициентом усиления, или если управление транзистором производится по эмиттеру, как в каскодной схеме.

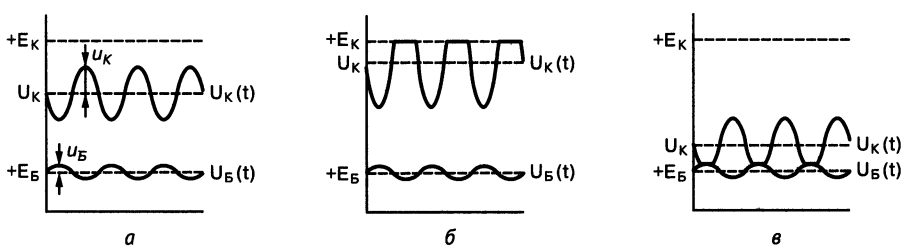


Рис. 4.2. *Правильный выбор потенциала покоя коллектора (а); при слишком высоком (б) и слишком низком (в) потенциале возникают искажения*

Радиолюбитель: *Мне кажется, что величину коллекторного потенциала лучше всего выбрать просто посередине между потенциалами базы и источника коллекторного питания...*

Вы правы, ведь тогда будет получена максимальная амплитуда сигнала на коллекторе, равная:

$$u_{K\,max} = 0{,}5 \cdot (E_K - E_Б). \qquad (4.3)$$

Осциллограмма на **рис. 4.2, *б*** иллюстрирует неправильный выбор режима каскада: амплитуда сигнала на выходе превышает $|E_K - U_K|$, а значит, неизбежно ограничение формы выходного напряжения из-за захода в область запирания транзистора (отсечки тока коллектора). Если нецелесообразно или невозможно увеличение R_K, значит, придется увеличить постоянный коллекторный ток. **рис. 4.2, *в*** показывает противоположный случай: из-за слишком большого тока потенциал покоя на коллекторе U_K снижен настолько, что происходит заход в область насыщения.

Вам не придет, конечно, в голову попытаться получить с выхода каскада сигнал, размах которого (удвоенная амплитуда) превышает $|E_K - E_Б|$?

Радиолюбитель: *Ну что вы, я же понимаю: колебание будет обрезано, быть может, даже с двух сторон.*

Разумеется, для получения сигнала большой амплитуды необходим и источник питания с соответствующим напряжением.

Без ООС

В соответствии с приведенными здесь рекомендациями, установив наивыгоднейший режим, вы попытались получить на выходе предельно достижимый размах колебаний (**рис. 4.3**). Но вы разочарованы... Правильная синусоида, поданная на базу усилительного транзистора, на коллекторе превратилась в хотя и не обрезанную, но явно несимметричную кривую.

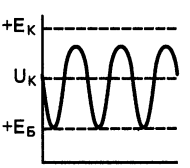
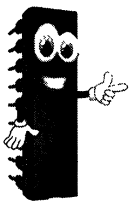


Рис. 4.3. *Нелинейность характеристики прямой передачи не дает использовать весь динамический диапазон*



ВНИМАНИЕ.

Такая нелинейность неизбежна, если вы применили каскад максимального усиления, коэффициент передачи которого связан с крутизной транзистора. В условиях сильного сигнала, когда мгновенное значение тока коллектора изменяется в большом диапазоне, нелинейность характеристики прямой передачи не может не привести к искажениям.

Радиолюбитель: *Можно ли их как-то оценить количественно?*

Используя полиномиальное разложение характеристики биполярного транзистора, нетрудно получить соотношение для предельной амплитуды тока коллектора при заданном ограничении на относительный уровень второй гармоники k (справедливое, конечно, только при малых k):

$$i_K \le 4kI_K.$$

Радиолюбитель: *А если пример?*

Скажем, если допускается коэффициент нелинейных искажений до 5%, то амплитуда тока коллектора должна быть менее 20% от постоянной составляющей.

Для полевого транзистора (с квадратичной характеристикой):

$$i_C \le 8kI_C.$$

Здесь будет уместно указать, что в дифференциальном каскаде искажения относительно меньше: вторая гармоника, и вообще четные, компенсируются.

Итак, мы видим, что искажения не позволяют использовать весь динамический диапазон каскада без ООС. Возможно, придется смириться с уменьшением амплитуды выходного сигнала. Либо потребуется увеличить напряжение питания коллекторной цепи E_K и одновременно ток покоя. Главное — исключить заход в область малых токов транзистора.

А это значит, что нельзя допускать, чтобы мгновенная величина коллекторного потенциала слишком приближалась к E_K. Между прочим, заход в область малой крутизны по характеристике прямой передачи нежелателен и для каскадов с обратной связью: в эти моменты и в них могут появляться искажения из-за ослабления ООС.

Мы знаем, что для полевых приборов в однотранзисторном каскаде эффективная обратная связь, как правило, не реализуема. Поэтому

использование их в каскадах с большими сигналами наталкивается на трудности: неизбежна заметная нелинейность.

Во всяком случае, ясно, что требование независимости дифференциальных параметров для малых сигналов от характеристик транзистора совпадает с требованием отсутствия искажений больших сигналов. И именно для таких случаев справедливо то, что вы прочтете в данном **ШАГЕ**.

Резистивная нагрузка в эмиттере

Для такого каскада (**рис. 4.4**) — на **рис. 4.5, *а—в*** изображены возможные осциллограммы входного и выходного колебаний. Вы без труда разберетесь в них сами и заключите, что для неискаженной передачи сигнала с амплитудой u потенциалы базы и коллектора должны быть подобраны так, чтобы выполнялось:

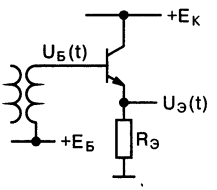


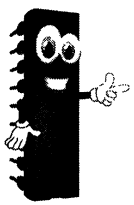
Рис. 4.4. *Эмиттерный повторитель еще не гарантирует неискаженной передачи*

$$u < |E_K - U_Э| \qquad (4.4)$$

(условие отсутствия моментов открывания коллекторного перехода), и

$$u < U_Э \qquad (4.5)$$

(условие отсутствия моментов запирания транзистора).



СОВЕТ.

Второе условие, как и прежде, следует выполнить с некоторым запасом, если мы хотим исключить захождение транзистора в область малых токов, и, следовательно, искажения, связанные с падением крутизны.

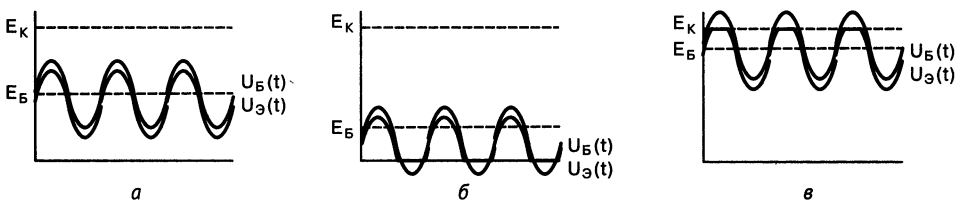


Рис. 4.5. *Правильный выбор потенциала базы повторителя (а); при ошибках искажения неизбежны — (б) и (в)*

Радиолюбитель: *Глядя на* ***рис. 4.5****, я вижу, что максимальную амплитуду неискаженного выходного напряжения с эмиттера можно получить, если установить UЭ на уровне половины от EK.*

Разумно. Для чего потребуется задать потенциал покоя на базе:

$$E_Б = 0{,}5E_K + 0{,}7\ В.$$

И, разумеется, в любом случае размах выходного напряжения не превысит E_K.

Не стоит забывать, что все полученные нами пока условия неискаженного воспроизведения сигналов относятся к режиму «холостого хода». А для более общего случая оказывается, что проверка уровней напряжений является хотя и необходимым требованием обеспечения линейного режима, но не достаточным.

4.2. Схемы с внешней нагрузкой

Куда делся динамический диапазон?

Чаще встречаются ситуации, когда к выходу каскада с резистивной нагрузкой подключена еще и заметная внешняя нагрузка через разделительную емкость (это может быть вход следующего каскада), как показано на **рис. 4.6**. Что каскад требует в данном случае особого подхода, убедит вас простой опыт.

Если у вас собран усилительный каскад, рассчитанный на получение максимально возможной амплитуды коллекторного напряжения по (4.3), попробуйте подключить, как на **рис. 4.6**, через конденсатор достаточной емкости резистор внешней нагрузки небольшого (сравнительно с R_K) сопротивления. То, что выходной сигнал уменьшился (**рис. 4.7, *а***), вас не удивит: общая нагрузка для сигнальной составляющей тока стала теперь равна $R_K R_H / (R_K + R_H)$ вместо R_K, пропорционально упал и коэффициент передачи.

Радиолюбитель: *Можно увеличить входное напряжение, ведь динамический диапазон по напряжению еще не исчерпан!*

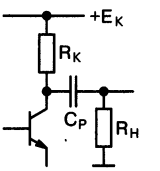


Рис. 4.6. *Неискаженная передача зависит от величины тока покоя*

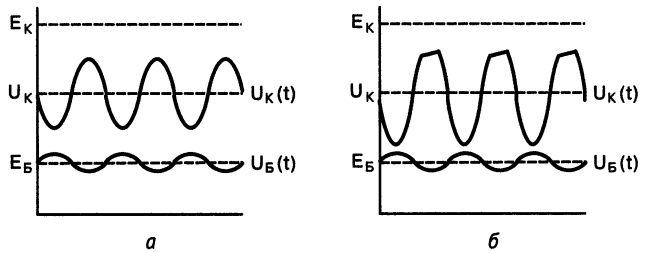


Рис. 4.7. *Ток покоя недостаточен: при слабом сигнале искажений нет (а), однако увеличить амплитуду не удается (б)*

Попробуйте: ничего у вас не выйдет. Новая, уменьшенная амплитуда колебаний оказалась по-прежнему предельной (**рис. 4.7, *б***): при попытке ее увеличить вы наблюдаете на осциллографе характерное ограничение, свойственное заходу в режим отсечки коллекторного тока.

Радиолюбитель: *Почему так?*

Изменение вида нагрузки не могло ведь повлиять на закон изменения тока коллектора? А диапазон токов ранее уже был использован полностью.

Радиолюбитель: *А что за наклонные срезы верхушек синусоиды?*

Это заряд разделительной емкости при запертом транзисторе.

Не повторяющий повторитель

И в самом деле, повторитель ведет себя в тех же условиях (**рис. 4.8**) не менее странно: при уменьшении сопротивления внешней нагрузки вы будете наблюдать, как он перестает «повторять» колебание, ограничивая его снизу (**рис. 4.9**). Явление озадачит радиолюбителя, наивно полагавшего, что можно свободно нагружать повторитель внешними цепями, не утруждая себя расчетом режима. Ведь дифференциальное выходное сопротивление, равное $1/S$, так мало...

Радиолюбитель: *Разве выходное сопротивление на самом деле не мало?*

Не забывайте, что дифференциальными параметрами можно пользоваться лишь при малых сигналах. Если сигналы таковы, что происходит заход в нежелательные области характеристик транзистора, — в эти моменты схема теряет ожидаемые свойства.

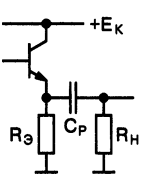


Рис. 4.8. *Неискаженная работа требует правильного выбора эмиттерного тока*

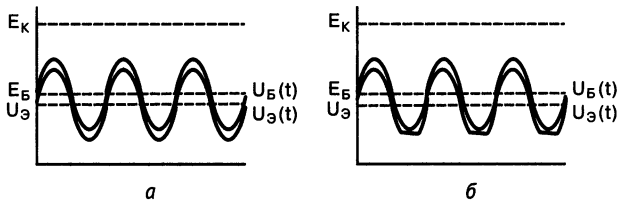


Рис. 4.9. *При больших $R_н$ искажений нет (а); но при меньших – ток покоя должен быть увеличен (б)*

Фундаментальное условие

Чтобы при заданной амплитуде выходного сигнала $u_{ВЫХ}$ на заданной нагрузке $R_Н$ исключить отсечку коллекторного (эмиттерного) тока, надо выполнить очевидное условие. Амплитуда сигнальной составляющей этого тока, соответствующая данной величине выходного сигнала, должна быть меньше постоянной составляющей тока (или «тока покоя»):

$$i_К < I_К, \text{ или } i_э < I_э. \qquad (4.6)$$

Радиолюбитель: *Это для которой из схем?*

Абсолютно для любой.

Радиолюбитель: *Так просто?*

Да. На это простое, но **фундаментальное условие** нам много раз придется ссылаться в последующих **ШАГАХ**.

Например, для каскада на **рис. 4.6** при амплитуде напряжения на нагрузке $u_{ВЫХ}$ ток через нагрузку $R_Н$ составит:

$$i_Н = \frac{u_{ВЫХ}}{R_Н}.$$

Определенная составляющая сигнального тока проходит и через резистор $R_К$:

$$i_К' = \frac{u_{ВЫХ}}{R_К}.$$

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора:

$$i_К = i_Н + i_К'. \qquad (4.7)$$

Установим величину тока в режиме покоя больше, чем значение (4.7):

$$I_К > \frac{u_{ВЫХ}}{R_Н} + \frac{u_{ВЫХ}}{R_К} = u_{ВЫХ}\frac{R_Н R_К}{R_Н + R_К}. \qquad (4.8)$$

Теперь у нас есть твердая уверенность, что даже на отрицательной полуволне колебаний сигнального тока суммарный коллекторный ток не будет падать до нуля. Подобный же расчет справедлив и для каскада с эмиттерной нагрузкой.

Однако из условия (4.8) с очевидностью следует, что в каскаде с внешней нагрузкой по **рис. 4.6** всегда $u_{вых} < U_K = I_K R_K$: не достигается полного использования динамического диапазона по напряжению. И чем меньше R_H по сравнению с R_K, тем меньше допустимое неискаженное напряжение на выходе. С точки зрения наилучшего КПД предпочтительна трансформаторная связь с нагрузкой.

Трансформаторные каскады

Специфика каскадов, имеющих трансформаторную связь с нагрузкой (**рис. 4.10, *а***), в том, что потенциал покоя коллектора практически равен E_K: если трансформатор достаточно хорошего качества, то можно не учитывать небольшое падение напряжения на первичной обмотке от постоянной составляющей тока. Из **рис. 4.10, *б*** ясно видно, что во время положительных полупериодов мгновенное напряжение на коллекторе превышает E_K!

При подсчете амплитуды коллекторного напряжения и тока разработчик учтет простые соотношения:

$$u_K = \frac{u_{вых}}{n};\ i_K = n i_H. \qquad (4.9)$$

Здесь $u_{вых}$ и $i_H = \frac{u_{вых}}{R_H}$ — это амплитуды тока и напряжения для нагрузки, а n — коэффициент трансформации, то есть отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток.

Бывает полезно эти соотношения объединить в одно:

$$u_K = i_K R_H'.$$

Здесь под R_H' понимается сопротивление нагрузки, трансформированное в цепь коллектора: $R_H' = R_H / n^2$.

Имея значения u_K и i_K, как и прежде, следует выбрать ток покоя коллектора согласно (4.6), а напряжение питания из условия неоткрывания коллекторного перехода (см. **рис. 4.10, *б***):

$$|E_K - E_Б| > u_K + u_Б. \qquad (4.10)$$

Впрочем, чаще приходится, наоборот, подбирать коэффициент трансформации применительно к уже имеющемуся источнику пита-

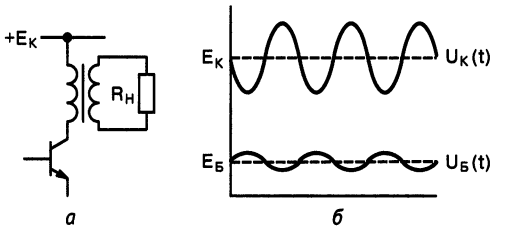
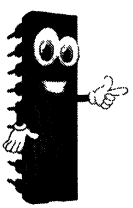


Рис. 4.10. *В цепи коллектора действует нагрузка только для переменной составляющей тока (а); средний потенциал коллектора – напряжение питания (б)*

ния; вы легко проведете соответствующий расчет: условия (4.6) и (4.10) не должны быть нарушены.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Опытный разработчик предусмотрит еще и 10-процентный запас по выходному напряжению, предвидя наличие потерь в трансформаторе.

Совершенно аналогично мы рассчитаем режим резонансного усилителя, работающего на частотно-избирательную цепь любого рода, связанную с коллектором транзистора с помощью катушки индуктивности.

Основой для расчета будет опять соотношение:

$$u_K = i_K R_H,$$

где R_H — это входное сопротивление колебательной системы при резонансе.

А для усилителя с дроссельной нагрузкой в качестве R_H мы учтем внешнее активное сопротивление, подключенное к выходу каскада.

4.3. Дополнение для любознательных

Вольтдобавка

Вспомним: мы уже говорили о каскадах с динамической нагрузкой как о неких эквивалентах трансформаторных каскадов (с точки зрения уровней напряжений). Действительно, в точке, где действует напряжение **вольтдобавки** $U_1(t)$ (см. **рис. 4.11, *а***), мгновенное напряжение может даже превышать напряжение питания E (**рис. 4.11, *б***).

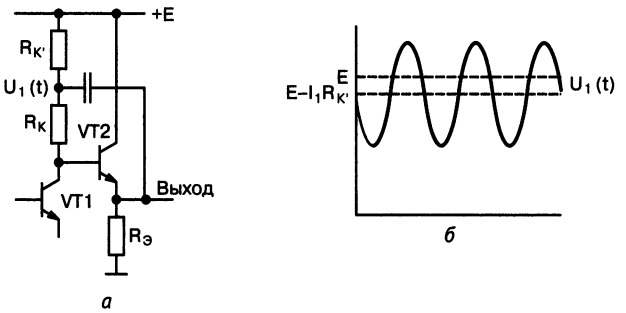


Рис. 4.11. *С выхода берется переменное напряжение вольтодобавки (а); мгновенное напряжение выше напряжения питания (б)*

Эквивалентное сопротивление резистора R_K становится здесь (для сигнала) настолько большим, что током через него i_{RK} вполне можно пренебречь. Это способствует максимально полному использованию динамического диапазона *VT1* как по уровням напряжений, так и по току.

Реактивная нагрузка

Нередко приходится считаться с тем, что нагрузка, подключенная к коллектору каскада, не является чисто активной. Это может иметь место и помимо воли разработчика: так, на высоких частотах будет заметно влияние паразитной емкости. В каскаде с трансформаторной связью конечную величину индуктивности первичной обмотки приходится учитывать на нижней границе рабочего диапазона частот.

Факт снижения модуля полного сопротивления в коллекторной цепи будет обнаружен...

Радиолюбитель: *...знаю: по снижению усиления на каких-то частотах.*

Да, если только выход не замкнут цепью отрицательной обратной связи (ООС)!

Радиолюбитель: *А что там такое с ООС?*

В каскадах с низким выходным сопротивлением, которые «не умеют» уменьшать свой коэффициент передачи, будут наблюдаться странности. Ошибка в расчетах приведет к неожиданному явлению: то, что в «обычном» каскаде дало бы сравнительно безобидные частотные искажения, оборачивается нелинейными искажениями в «сверхлинейном» (как думалось) тракте.

Разберемся в этом на примере классического повторителя.

Емкость нагрузки

Случай, когда параллельно нагрузке повторителя действует емкость значительной величины, является частым: имея в виду низкое дифференциальное выходное сопротивление, этот каскад охотно применяют как оконечный для работы на несогласованный кабель или другого рода цепь, имеющую значительную емкость C_H (**рис. 4.12**). При этом полагают, что достаточно выполнить условие:

$$R_{ВЫХ} \approx 1/S << 1/2\pi f C_H,$$

и влияние C_H на работу схемы практически устранено.

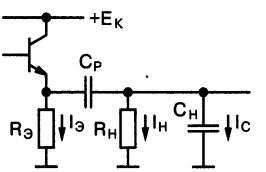


***Рис. 4.12.** Реактивный ток через $C_н$ – причина нелинейных искажений*

Радиолюбитель: *А разве же это не так?*

На практике вы убедитесь, что схема нормально работает только с малыми сигналами. При попытке подать на вход повторителя колебания большой амплитуды начинается характерное «срезание» их нижней части. И еще: чем выше частота колебаний, тем при меньших уровнях входного сигнала начинаются искажения.

Радиолюбитель: *Так в чем тут дело?*

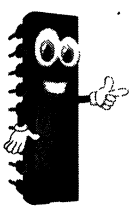
Сейчас поймем.

Реактивный ток

Этот ток, протекающий через C_H, нельзя не учитывать при выборе режима покоя. Ведь большая величина амплитуды, равная:

$$i_C = 2\pi f C_H u_H,$$

вызывает вынужденное захождение в область отсечки по характеристике транзистора.



ВНИМАНИЕ.

Здесь-то и проявляется неспособность повторителя снизить усиление при уменьшении модуля полного сопротивления нагрузки!

Разумеется, если вы выбрали ток покоя эмиттера согласно условию:

$$I_э > i_э' + i_н + i_C = u_н\left(\frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_н} + 2\pi f C_н\right), \qquad (4.11)$$

то, безусловно, обеспечили отсутствие искажений в повторителе на данной частоте. Более того, линейный режим работы при этом гарантирован даже с запасом: ведь реактивный ток через $C_н$ отличается по фазе от токов через активные сопротивления на 90 градусов. Поэтому амплитуда переменной составляющей тока эмиттера в действительности равна:

$$i_э = \sqrt{(i_э' + i_н)^2 + i_C^2}, \qquad (4.12)$$

что несколько меньше простой суммы амплитуд составляющих (4.11).

Параллельная индуктивность

Типичная проблема повторителя с трансформатором (дросселем) на выходе — появление нелинейных искажений в нижней части диапазона усиливаемых частот. Это — результат ошибки в конструировании трансформатора: мала индуктивность первичной обмотки. Ведь если не соблюдается условие $2\pi fL >> R_н'$, то при расчете режима нельзя пренебрегать и индуктивной составляющей тока.

Двухтактные структуры

Отметим, что приведенные в этом **ШАГЕ** соображения касаются построения схем, воспроизводящих неискаженный сигнал и работающих без отсечки тока активных элементов (по общепринятой терминологии, пришедшей из зарубежной технической литературы 30-х годов — **в режиме *A***).

В выходных каскадах используют и **двухтактные схемы**, каждое плечо которых работает с отсечкой тока (режимы *AB* или *B*). Такое построение может обеспечить почти неискаженное усиление при значительно меньших, чем в режиме *A*, токах покоя. Это бывает выгодно в случаях, когда потребление энергии выходным каскадом составляет значительную долю общего потребления устройства от источника питания. Рассмотрению таких схем посвящена обширная литература, поэтому окончание **ШАГА** лучше отдать вопросам регулирования усиления.

4.4. Электронная регулировка уровня

Управление крутизной усилителя

Без цепей **автоматической регулировки усиления** (АРУ) трудно себе представить радиоприемник; но электрическое регулирование уровня сигнала требуется и в ряде других устройств. Создание каскадов с изменяющимся коэффициентом передачи — не такой простой вопрос, как кажется: ограничения накладываются возможностью появления искажений при максимальных уровнях сигнала на входе. А результатом построения регулируемых цепей «по догадке», без предварительного анализа — являются обычно последующие переделки.

При изменении напряжения $U_{ЗИ}$ меняется ток стока транзистора в каскаде максимального усиления, а также связанная с этим током крутизна характеристики. Конечно, можно регулировать не только потенциал затвора, как на **рис. 4.13, *а***, но и потенциал истока (**рис. 4.13, *б***), в последнем варианте легко обойтись напряжениями одной полярности.

Любопытно, что в усилительном каскаде на МОП-транзисторе напряжение, уменьшающее крутизну, можно подавать и на подложку (**рис. 4.14**).

Радиолюбитель: *Я полагал, что ее всегда надо соединять с истоком? По крайней мере, в литературе показано так.*

На самом деле это — второй управляющий электрод.

Найдите в учебнике по теории транзисторов чертеж структуры МОП прибора. Отвлекаясь на время от изолированного затвора, вы

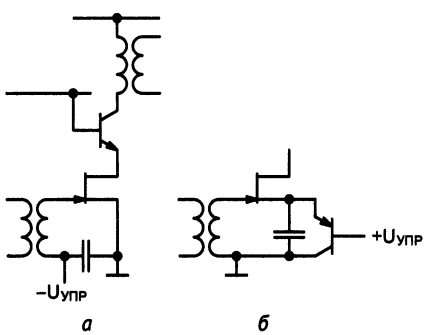


Рис. 4.13. *Отрицательное смещение на затворе (а) или положительное на истоке (б) уменьшает крутизну усилителя*

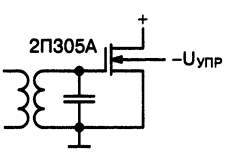


Рис. 4.14. *Подложка тоже управляет МОП-транзистором!*

легко заметите, что перед вами фактически — транзистор с управляющим переходом. Когда между истоком и стоком имеется проводящий канал, роль своеобразного затвора играет подложка.

Радиолюбитель: *И насколько эффективен такой «затвор»?*

Вы можете выяснить экспериментально, какой величины потенциал подложки достаточен для полного закрывания транзистора... Обычно это несколько вольт. Но вернемся к существу дела.

Диапазон регулирования

Схемы с управлением крутизной хотя и распространены, но обладают крупным недостатком. Именно тогда, когда условие неискаженной передачи (4.6) особенно актуально — при максимальном сигнале на входе — ток транзистора наименьший! А это ограничивает диапазон регулирования, что подтверждается несложным расчетом.

Отправным пунктом следует принимать начальное состояние каскада (когда крутизна наибольшая): считаем заданным ток каскада I_0 и крутизну S_0. Пусть $u_{\min}$ — уровень сигнала на входе, при котором начинается регулирование. Разумеется, согласно (4.6), заведомо выполнено:

$$I_0 > i = S_0 u_{min}.$$

Система АРУ должна стабилизировать выходной сигнал, а, значит, поддерживать амплитуду тока i постоянной. Но и при максимальном сигнале на входе u_{max}, когда ток уменьшается до I_{min}, фундаментальное условие (4.6) должно соблюдаться:

$$I_{min} > i = S_0 u_{min}.$$

Получается, что диапазон изменения тока усилителя ограничен величиной:

$$k_I = \frac{I_0}{S_0 u_{min}}. \qquad (4.13)$$

Радиолюбитель: *Пока что неясно: много это или мало?*

Давайте рассмотрим практический пример.

«Вариант АРУ»

Допустим, что начальный ток стока для 2П303А (**рис. 4.13, *а*** при $U_{УПР} = 0$) равен 1,5 *мА*, крутизна составляет 3 *мА/В*. Примем также, что эквивалентное сопротивление нагрузки каскада — 20 *кОм*, значит, усиление (в максимуме) будет: $K_{U\max} = 60$.

Пусть система АРУ должна поддерживать амплитуду сигнала на уровне 0,6 *В* (значение, пересчитанное к выходу исследуемого нами каскада). Каков минимальный сигнал на затворе, при котором начинает работать система АРУ?

Радиолюбитель: *Вероятно, он составит* $u_{min} = 600\ мВ / 60 = 10\ мВ$.

Верно. При дальнейшем увеличении входного напряжения должно в нужной мере увеличиваться (по абсолютной величине) и $U_{УПР}$, а ток каскада, и следом за ним крутизна — снижаться. Но амплитуда переменной составляющей выходного тока всегда будет составлять:

$$i = 600\ мВ / 20\ кОм = 30\ мкА.$$

Радиолюбитель: *Почему?*

Так ведь выходной сигнал поддерживается неизменным.

Теперь уже ясно: как только контур АРУ снизит постоянный ток каскада до величины, близкой к 30 *мкА*, начнутся искажения передаваемых колебаний. Диапазон изменения тока не должен превышать $k_I < 50$.

Радиолюбитель: *Значит, диапазон регулирования исчерпался. Так каков же он?*

Естественно, что диапазон регулирования — это $k_{РЕГ} = u_{max} / u_{min}$ (или S_0 / S_{min}). Вы не забыли, что для полевого транзистора квадрат крутизны пропорционален току?

Радиолюбитель: *Помню.*

Значит, для разбираемого примера диапазон регулирования $k_{РЕГ} = \sqrt{k_I} = 7$, минимальное усиление равно: $K_{U\min} = 8{,}5$. Сигналы, превышающие 85 *мВ*, будут уже заметно искажаться.

Радиолюбитель: *А если каскад с биполярным транзистором? Ведь тогда крутизна пропорциональна току...*

Можем проделать аналогичные вычисления для каскада максимального усиления с биполярным транзистором (**рис. 4.15**). Регулирование

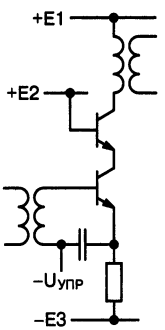


Рис. 4.15. *Экспоненциальная характеристика допускает регулировку усиления в более широких пределах*

тока в тех же пределах (в 50 раз) вызовет изменение крутизны от 60 до 1,2 *мА/В*. Коэффициент передачи может изменяться значительно больше, чем в предыдущем случае (за счет возрастания его максимального значения).

Радиолюбитель: *По-моему, именно в 50 раз он и сможет изменяться?*

Вы правы.

Секрет формы характеристики

Радиолюбитель: *Так что же выходит: пределы регулирования зависят от формы характеристики активного элемента?*

Как видите.

Радиолюбитель: *Кажется парадоксом, что полевой транзистор с его как бы «пологой» характеристикой — пригоден для регулирования хуже.*

А виной этому — параболическая кривая $I_C(U_{ЗИ})$, слишком круто изгибающаяся при малых токах. Экспоненциальная зависимость $I_K(U_{БЭ})$ биполярного транзистора в этом смысле благоприятнее. Не зря похожую форму старались в свое время придать вольтамперным характеристикам ламповых пентодов, предназначенных для работы в режиме с переменной крутизной.

Радиолюбитель: *Знаю: их еще почему-то называли пентодами с «удлиненной характеристикой».*

Многокаскадное регулирование

Напрашивается идея регулировать несколько последовательных каскадов, если диапазон неискаженного регулирования для одного недостаточен: общий коэффициент регулирования, как ожидается,

получится перемножением частных. Собственно, для трактов радиоприемников это — традиционное решение: вместо одного регулируемого каскада использовать несколько с меньшим усилением.

Радиолюбитель: *Насколько эффективен такой путь, ведь максимальные уровни сигналов не сделаются же меньше?*

Секрет выигрыша в том, что для первого каскада мы теперь не требуем неизменности сигнального тока i (на помощь придут последующие каскады), а значит, его постоянный ток при максимальном входном сигнале больше, чем был бы в однокаскадном регуляторе, налицо запас. Динамический диапазон усилителя действительно может быть расширен, но...

Радиолюбитель: *Что «но»?*

Во-первых, регулируемые каскады должны быть идентичны, чтобы «справедливо» распределять между собой функции регулировки.

Во-вторых, для последнего каскада в цепочке должно выполняться (4.13), где u_{min} будет значительно больше, чем для однокаскадного усилителя: ведь сигнал усилен предшествующими каскадами. Значит, допустимые значения k_I и, соответственно, $k_{РЕГ}$ тоже уменьшатся.

Радиолюбитель: *Иными словами, за счет усиления в первых каскадах может перегрузиться последний?*

Вот именно. Требуется тщательная проверка!

«Вариант РРУ»

Примем теперь, что уровень входного сигнала не меняется, а электрическое регулирование призвано устанавливать требуемый уровень выходного сигнала. Ситуация стала явно легче: например, если в начальном состоянии условие (4.6) выполнено, то оно никогда не нарушится по мере «запирания» усилителя, если только в нем применен биполярный транзистор.

Управление распределением токов

Рис. 4.16 изображает схему широкополосного усилителя с регулированием усиления путем перераспределения суммарного тока между двумя плечами каскада. Степень перераспределения может меняться:

от состояния «весь ток через правый транзистор» (максимальный коэффициент передачи) до противоположного состояния (нулевое усиление); для этого достаточно регулировать потенциал одной из баз в небольших пределах относительно другой (на схеме $U_{УПР}$ примерно от +5,5 до + 6,5 *В*).

Обнаруживается полезная особенность такой конфигурации: сигнальная составляющая тока усилительного транзистора распределяется между двумя плечами в таком же отношении, как и его постоянная составляющая.

Радиолюбитель: *Почему?*

Причина в следующем: сопротивление каждого из транзисторов пары для тока сигнала $1/S = 1/(40I_K)$ — обратно пропорционально его доле суммарного постоянного тока!

Это значит: само токораспределение никогда не внесет добавочных искажений к тем, которые, возможно, создает усилительный элемент.

А в то же время сам усилительный элемент работает при фиксированном режиме. Выполнение условия (4.6) для всего рабочего диапазона уровней обеспечивает неискаженную работу.

Радиолюбитель: *А каков, собственно, будет этот диапазон?*

Смотрите: пусть ток стока 2П903Б составляет в рабочей точке ($U_{ЗИ} = 0$) 200 *мА*. При амплитуде сигнальной составляющей тока, равной, например, 20 *мА*, возможными искажениями наверняка можно пренебречь, не так ли?

Радиолюбитель: *Согласен.*

А это соответствует (при крутизне 100 *мА/В*) предельному входному сигналу $u_{ВХ.max} = 20/100 = 0{,}2\ В$.

Радиолюбитель: *А если элементами токораспределения взять не биполярные, а тоже полевые приборы (**рис. 4.17**)?*

Здесь уже возможны дополнительные искажения, возникающие при определенной степени асимметрии плеч. Ведь у полевых транзисторов крутизна меняется значительно медленнее тока...

Радиолюбитель: *А кстати: усилительный каскад (**рис. 4.16**), это ведь заодно и каскодная схема!*

Верно, но не совсем — в части выходного сопротивления. Причиной является влияние эмиттера соседнего биполярного транзистора, создающего здесь как бы низкоомный источник сигнала. Если требуется максимально высокое выходное сопротивление, не обойтись без добавления еще одного транзистора в коллекторную цепь.

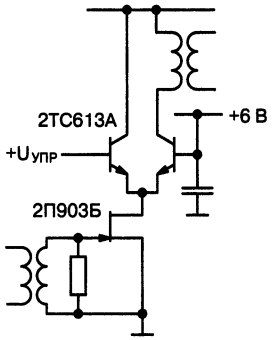


Рис. 4.16. *Отсутствие искажений при максимальном сигнале обеспечивается только выбором тока усилительного транзистора*

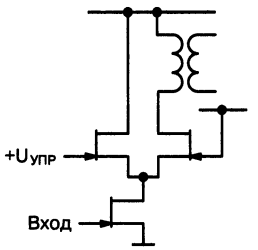


Рис. 4.17. *Неправильно: искажения в цепи токораспределения*

Управляемый аттенюатор

Может оказаться удобным ослаблять сильные сигналы с помощью пассивного делителя. Если мы вспомним, что полевой транзистор (при малых напряжениях $U_{СИ}$) является управляемым активным сопротивлением, то теперь ясна возможность простого изменения коэффициента передачи.

Сопротивление канала максимально открытого полевого транзистора приводится в его документации; например, для МОП прибора 2П304А (при $U_{ЗИ} = -20$ *В*), также, как и для прибора с управляющим переходом 2П302Б (при $U_{ЗИ} = 0$), дано: $R_{СИотк} \leqslant 100$ *Ом*. В закрытом состоянии сопротивление будем считать бесконечным.

Радиолюбитель: *Тогда выходит, что коэффициент передачи делителя на* ***рис. 4.18, а*** *можно изменять от максимального значения (достаточно близкого к единице) до нуля?*

Нет, это не так.

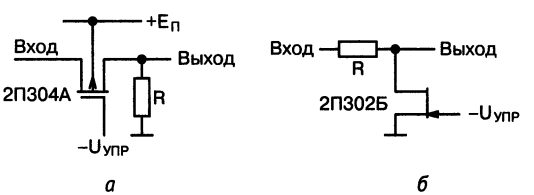


Рис. 4.18. *Последовательный аттенюатор с полевым транзистором может ослаблять сигнал почти до нуля (а); но только параллельный вариант не искажает большие сигналы (б)*

Радиолюбитель: *Почему же? А кстати, я что-то не нахожу на этих схемах источника питания...*

В аттенюаторе полевой транзистор работает, конечно, без всякого «питания»: не в усилительном режиме, а на крутом участке выходных характеристик, при переменном напряжении $U_{СИ}$.

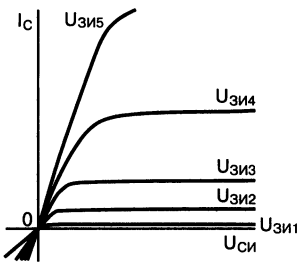


Рис. 4.19. *По мере запирания полевого транзистора в аттенюаторе – нелинейность вблизи нуля усиливается*

Но условие такой работы (1.3): $|U_{СИ}|>|U_{ЗИ}-U_{ПОР}|$ — обязательно нарушится при увеличении уровня сигнала на входе (когда возрастает левая часть неравенства, а правая приближается к нулю). И по мере запирания транзистора управляющим напряжением — точка перегиба кривой $I_С(U_{СИ})$ неуклонно движется к началу координат, превращая «управляемое сопротивление» в нелинейный элемент (**рис. 4.19**).

Радиолюбитель: *Значит, все дело в возможности возникновения искажений?*

Не только. Разнополярное напряжение сток-исток опасно еще и возможностью открывания переходов полевого прибора, когда амплитуда превышает 0,4—0,5 *В*. Для МОП-транзистора это явление можно, впрочем, предотвратить подачей на подложку постоянного потенциала, надежно запирающего переходы. Величина $E_П$ (**рис. 4.18, *а***) должна быть не меньше предельной амплитуды $u_{ВХ}$.

Радиолюбитель: *Схема **рис. 4.18, б** мне кажется хуже: коэффициента передачи, меньшего, чем $R_{СИотк}/(R+R_{СИотк})$, в однозвенном аттенюаторе не получить...*

Да, но регулирующий элемент находится в значительно более благоприятном режиме. Для поддержания постоянства уровня выходного сигнала при увеличении $u_{ВХ}$ полевой транзистор должен, разумеется, открываться. Зато транзистор, включенный параллельно выходу, работает здесь при постоянном (и малом) значении напряжения между стоком и истоком.

Радиолюбитель: *А как же нелинейность характеристики вблизи запирания (при минимальных входных сигналах)?*

Она не опасна: транзистор почти не влияет на передаточные свойства делителя, когда $u_{ВЫХ}/u_{ВХ}\approx 1$. Но, конечно, должно быть обеспечено: $u_{ВЫХ}\le 0{,}4...0{,}5\,В$, если только не приняты меры, описанные выше.

При анализе резистивного делителя следует учесть паразитные емкости схемы, и, главное, междуэлектродные емкости полевого при-

бора. Не считать же сюрпризом утечку через «полностью закрытый» транзистор (на высоких частотах); соответствующие простейшие электротехнические расчеты проводятся с самого начала.

В заключение отметим, что регулирование усиления в какой-то мере сходно с задачей перемножения сигналов (полезного и управляющего). В одном из последующих **ШАГОВ**, при рассмотрении перемножителей, вы встретите, по существу, уже знакомые конфигурации. Тем легче будет рассматривать эти решения под новым углом зрения.

В этом **ШАГЕ** вопросы схемотехники мы подчиняли критерию минимума искажений воспроизводимого сигнала, стараясь предотвратить захождение транзисторов в режимы отсечки и насыщения. Будет весьма поучительным перейти к анализу схем, для которых названные режимы, напротив, являются основными.

4.5. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *В книжке я нашел схему лампового-полупроводникового усилителя низкой частоты. При работе на наушники сопротивлением 15 Ом коэффициент нелинейных искажений менее 0,2% при выходной мощности РВЫХ = 0,025 Вт (схема выходного каскада на* ***рис. 4.20****). Весьма заманчиво...*

Заявленные параметры сомнительны. При $P_{ВЫХ} = 0{,}025\ Вт$ амплитуда тока в нагрузке составит:

$$i_H = \sqrt{\frac{2P_{ВЫХ}}{R_H}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}025}{15}} = 57\ мА.$$

Небольшая доля тока сигнала будет ответвляться и в эмиттерный резистор сопротивлением 300 *Ом*. А значит, для неискаженной отдачи указанной мощности ток покоя эмиттера должен составлять, по крайней мере, 60 *мА*.

Фактический же ток повторителя: $I_Э = U_Э / R_Э = 7{,}3\ В / 300\ Ом = 24\ мА$. Для обеспечения объявленных параметров каскада сопротивление эмиттерного резистора надо бы уменьшить более чем вдвое!

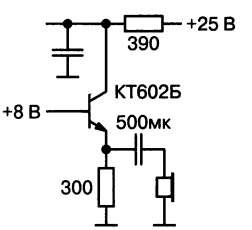


Рис. 4.20. *Как обеспечить 25 мВт мощности?*

Радиолюбитель: *В литературе мне встретилось регулирование коэффициента передачи с помощью аттенюатора по* ***рис. 4.21****. Только я что-то не могу понять принципа его работы...*

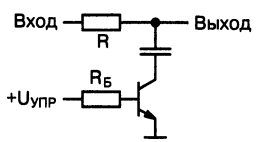


Рис. 4.21. *Аттенюатор — или недоразумение?*

Если я скажу, что здесь изменяется сопротивление транзистора — вы поверите?

Радиолюбитель: *Честно сказать, мне это кажется нелепостью.*

Тем не менее, доля смысла тут все же есть. Во-первых, вам ясно, что активный режим здесь исключен?

Радиолюбитель: *Разумеется, постоянный ток не может же течь через емкость.*

Значит, если только транзистор не закрыт, то он работает с изменяющимся направлением тока коллектора, обеспечивающим перезаряд разделительной емкости.

Итак, положительная полуволна напряжения: на коллекторе «плюс», ток втекает в коллектор. Режим транзистора — насыщенный; сопротивление — $r_{НАС}$.

Радиолюбитель: *Что это еще такое?*

Пока проедем: об этом будет речь в следующем **ШАГЕ**.

Отрицательная полуволна напряжения: на коллекторе «минус», ток вытекает из коллектора. Режим транзистора — **инверсный**: перезаряд емкости происходит через «эмиттерный повторитель», где роль эмиттера выполняет коллектор (и наоборот).

Сопротивление — $R_Б / h_{21И}$ (имеется в виду величина коэффициента передачи тока в инверсном включении, для планарных транзисторов весьма малая).

Радиолюбитель: *Ничего не понял. И что же в результате?*

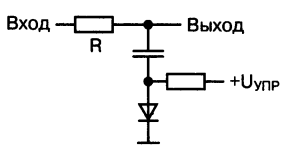


Рис. 4.22. *В диодном аттенюаторе ток управляет дифференциальным сопротивлением диода*

Короче, характеристика регулирующего биполярного прибора здесь никак не может быть линейной; разве что при очень малых $U_{ВЫХ}$, когда свойства подобной схемы не отличаются от свойств довольно распространенного диодного аттенюатора (**рис. 4.22**).

Изображенный здесь делитель напряжения не будет вносить искажений, когда постоянный ток, управляющий дифференциальным сопротивлением диода $r_Д$, в несколько раз больше

амплитуды тока сигнала, равной $u_{ВЫХ}/r_Д$. Удобно, что эти два тока практически пропорциональны (если напряжение на выходе поддерживается постоянным).

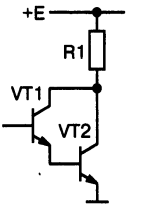


Рис. 4.23. Где тут источник искажений?

Радиолюбитель: *Почему они пропорциональны, и чем это удобно?*

Подумайте сами. При рассуждениях принимайте модель диода в виде транзистора с соединенными вместе коллектором и базой.

Радиолюбитель: *Мой друг-радиолюбитель жалуется, что схема Дарлингтона (**рис. 4.23**), которую он применил в ВЧ тракте, дает большие искажения. В чем дело?*

Ваш приятель не учел, что *VT1* работает при значительном реактивном токе эмиттера. Для амплитуды высокочастотного тока в этой цепи справедливо:

$$i_{Э1} = i_{Б2} = i_{К2} / |h_{21Э}|_2,$$

где $|h_{21Э}|_2$ — модуль коэффициента передачи тока базы на рабочей частоте.

Слабое место конфигурации — режим *VT1*. Его ток покоя равен:

$$I_{Э1} = I_{Б2} = I_{К2} / h_{21Э2}.$$

Теперь ясно: выполнение условия неискаженной передачи $I_{Э1} > i_{Э1}$ гарантировано лишь в случае, если: $i_{К2} < I_{К2} \dfrac{|h_{21Э}|_{2\,min}}{(h_{21Э2})_{max}}$.

Наихудшим вариантом для VT2 будет прибор с высоким статическим значением коэффициента передачи, но быстро снижающимся с ростом частоты. Большой амплитуды сигнала с выхода снять не удается.

Радиолюбитель: *Как же быть?*

Предусмотреть в схеме составного транзистора резистор $R_Б$, задающий в эмиттер *VT1* добавочный ток (**рис. 4.24**). Выбрав величину последнего не менее чем $I_{К2} / |h_{21Э}|_{2\,min}$, можно обеспечить работу схемы в нужном диапазоне частот, не худшую, чем на низких частотах.

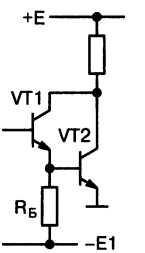


***Рис. 4.24.** Балластный ток расширил частотный диапазон схемы*

Радиолюбитель: *У меня возникла идея для электронного регулятора: с целью линеаризации зависимости усиления от величины напряжения —*

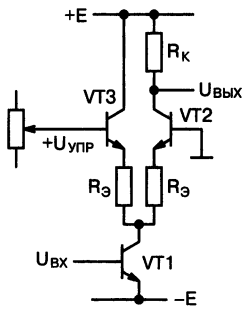


Рис. 4.25. *Линейный закон управления токораспределением?*

> *включить одинаковые резисторы в цепи эмиттеров (**рис. 4.25**). Теперь связь между УУПР и долей общего тока, ответвляющейся в VT2, станет прямо пропорциональной.*

Увы, ваша схема будет перераспределять только постоянную составляющую тока *VT1*, но не переменную.

Радиолюбитель: *Почему это?*

Дифференциальные сопротивления двух эмиттерных цепей вы сделали практически одинаковыми и равными $R_Э$. Значит, сигнальный ток в точке разветвления, независимо от $U_{УПР}$, делится теперь поровну. Никакой регулировки не будет, пока один из транзисторов не приблизится настолько к запиранию, что $1/S$ станет соизмеримо с $R_Э$.

Радиолюбитель: *Значит, ничего не выйдет...*

Ну, почему же? Подумайте, как доработать идею, применив конденсаторы.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ

От аналоговых схем переходим к ключевым. Читатель узнает, что такое ключ напряжения и ключ тока. Важным вопросом является формирование управляющих сигналов, и оно детально рассмотрено. Не обходится вниманием тема так называемых аналоговых ключей. Разъясняется, что такое импульсные схемы. Традиционно разобраны ошибки, встречающиеся в практической работе.

Для профессионалов дана подробная методика расчетов точности и быстродействия ключевых элементов (с многочисленными примерами), опирающаяся только на данные, приведенные в технических условиях.

5.1. Ключ напряжения

Схемы автоматики и коммутации

От схем, которыми мы занимались до сих пор, и которые принято называть **аналоговыми**, кардинально отличаются схемы автоматики и коммутации, вентили логических элементов и т. п. Транзисторы **ключевых** схем могут находиться только в одном из двух возможных состояний.

Ими не обязательно являются режимы отсечки и насыщения, хотя это — нередкий случай. Открытый ключевой транзистор может находиться и в активном режиме; встречаются даже более экзотические варианты. Мы начнем с элементарных элементов коммутации.

Ключи напряжения

Биполярный транзистор (**рис. 5.1, *а***) в «открытом» состоянии должен замыкать коммутируемую цепь (подключаемую к его коллектору) на нулевую шину. **рис. 5.1, *б*** изображает ключ с коммутацией на шину питания $+E$.

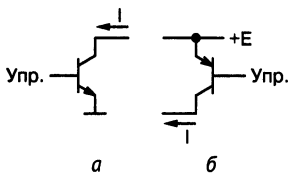


Рис. 5.1. *Ключ напряжения замыкает коммутируемую цепь на «землю» (а); на шину питания (б)*

В любом случае ключ должен иметь возможно низкое сопротивление в состоянии «ключ замкнут» для коммутируемого тока — этот ток определяется тогда лишь свойствами включаемой цепи. Так, для **рис. 5.2** ток через открытый ключ равен:

$$I \approx E / R_H,$$

а потенциалы коллектора и эмиттера практически равны между собой (режим насыщения).

Закрывающийся ключевой транзистор прервет коммутируемую цепь. Ток утечки через закрытый ключ должен быть, конечно, по возможности малым.

Радиолюбитель: *А все же транзисторный ключ — совсем не то, что обычный механический контакт.*

«Сухой контакт», как говорят профи. Конечно! Ключ на биполярном транзисторе, будучи открытым, допускает ток лишь одного определенного направления, а в закрытом состоянии — напряжение

в коммутируемой цепи только определенной полярности.

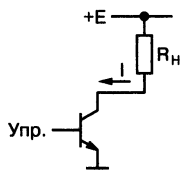


Рис. 5.2. *Ток через открытый ключ определяется только внешней нагрузкой*

Радиолюбитель: *Это точно?*

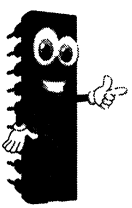
Мысленно приложите к коллектору закрытого транзистора (**рис. 5.2**) вместо положительного — отрицательный потенциал: немедленно потечет ток через открывшийся переход коллектор-база. Требуемым направлением тока через открытый ключ определяется как раз выбор типа полупроводниковой структуры транзистора (вернитесь к **рис. 5.1**).

Управление ключом напряжения

Насыщение ключевого транзистора достигается подачей в базу открывающего тока:

$$I_Б > I / h_{21Э}, \qquad (5.1)$$

где I — ток в коммутируемой цепи, то есть ток коллектора открытого ключа. Условие (5.1) называют **условием насыщения**. Чтобы заведомо обеспечить насыщение транзистора, мы возьмем здесь, конечно, минимально гарантированное значение статического параметра $h_{21Э}$ (учтя, к тому же, диапазон рабочих температур). Да еще и дадим некоторый запас.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Закрывание ключа *— это подача на базу транзистора запирающего потенциала; напряжение $U_{БЭ}$ должно быть в полярности, противоположной обычной.*

Достаточно хотя бы нескольких десятых долей вольта, чтобы транзистор был надежно закрыт. Ток коллектора имеет при этом минимально возможное значение, равное току утечки перехода $I_{КБ0}$.

Если верхний (положительный) уровень управляющего напряжения (**рис. 5.3**) таков, что выполняется неравенство:

$$I_Б = (U_У^+ - U_{БЭнас}) / R_Б > I / (h_{21Э})_{min}, \qquad (5.2)$$

то обеспечено насыщение ключа.

Радиолюбитель: *Что такое UБЭнас?*

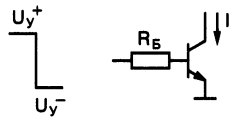


Рис. 5.3. *Положительное управляющее напряжение создает открывающий ток, отрицательное – запирает транзистор*

Это величина входного напряжения в режиме насыщения. Конечно, можно принять, что это 0,7 *В*, как и ранее. Но, в принципе, величина $U_{БЭнас}$ дискретных транзисторов, предназначенных для использования в ключевых схемах, отдельно гарантируется техническими условиями.

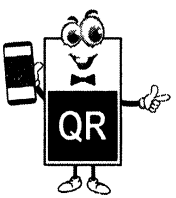
Радиолюбитель: *Я раскрыл справочник наугад и увидел, к примеру: UБЭнас не более 1,2 В при IK = 500 мА, IБ = 50 мА.*

Да, этот параметр контролируется при заданном токе базы. Но для меньших $I_Б$ указанная граница тем более справедлива.

Если нижний (отрицательный) уровень управляющего напряжения таков, что выполняется:

$$U_{БЭ} = U_У^- - (I_{КБ0} + I_{ЭБ0}) R_Б < 0, \qquad (5.3)$$

то обеспечено закрывание ключа. Предельные величины токов утечки коллекторного и эмиттерного переходов ($I_{КБ0}$ и $I_{ЭБ0}$) берут с учетом диапазона рабочих температур.



Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик ***«Как рассчитать транзисторный ключ»****.*
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Кремниевые и германиевые транзисторы

Снижение входного напряжения транзистора всего на 0,1 *В* вызывает более чем пятидесятикратное уменьшение коллекторного тока. Допустим, для кремниевого транзистора при $U_{БЭ} = 0{,}7$ *В* ток коллектора $I_К = 10$ *мА*. Нетрудно прикинуть: напряжение база-эмиттер, равное уже 0,4 *В*, соответствует току коллектора меньше 0,1 *мкА*.

Радиолюбитель: *Это значит, ключ практически закрыт, запирающее напряжение не нужно?*

Больше того: даже при температуре кристалла +125 °С, когда входное напряжение, соответствующее данному току, снижается до 0,5 *В*, все же условие $U_{БЭ} \le 0{,}2\,В$ несомненно гарантирует запирание. Итак, напряжение обратной полярности оказалось для этого вовсе не обязательным (**рис. 5.4**).

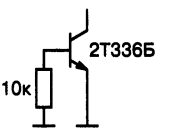


Рис. 5.4. *Кремниевый транзистор надежно закрыт при соединении базы с эмиттером*

Радиолюбитель: *Вообще-то странно. Величина обратного тока коллекторного перехода, если верить справочникам, равна обычно 1—10 мкА. В соответствии с экспоненциальной характеристикой, уже при UБЭ = 0,2 В она должна возрасти в десятки тысяч раз...*

Вспомните, что мы уже говорили в **ШАГЕ 1**: параметр $I_{КБ0}$, упоминаемый в технической документации, вовсе не является для кремниевых транзисторов собственно тепловым током перехода, а связан с поверхностной утечкой на кристалле. Действительная величина обратного тока перехода на много порядков меньше.

Радиолюбитель: *А для германиевых транзисторов?*

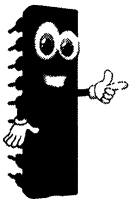
Для них никакого противоречия не получается. Здесь гарантированные максимальные величины $I_{КБ0}$ относятся именно к тепловому току перехода, и надежное закрывание ключа требует непременно подачи запирающего потенциала на базу.

Преобразование уровней

Каскадным соединением ключевых транзисторов решают обычно две задачи:

- **во-первых**, переход от слаботочных схем к коммутации больших токов;
- **во-вторых**, (и, возможно, вместе с тем) преобразование уровней управляющего сигнала.

В любом случае при расчете сложных ключевых конфигураций соблюдают три правила.



ПРАВИЛА.

- ***правило 1*** *– следует четко определить, какие из транзисторов должны в открытом состоянии быть насыщенными, а какие – оказаться в активном режиме;*
- ***правило 2*** *– для первых следует проверять выполнение условия насыщения;*
- ***правило 3*** *– для закрытого состояния транзисторов проверять условие закрывания.*

Указанные проверки проводят поочередно для каждого из двух состояний схемы: «открыто-закрыто». А несложную методику построения соответствующих конфигураций мы разберем на ряде примеров.

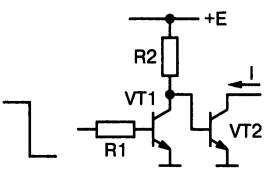


Рис. 5.5. *Промежуточный ключ на VT1 служит для инверсии управляющего сигнала*

Сравните схемы на **рис. 5.3** и **рис. 5.5**. Верхний уровень управляющего напряжения вызывает открывание *VT1*, а значит, — закрывание ключа *VT2*. При закрывании *VT1*, наоборот, происходит насыщение *VT2*. Промежуточный транзистор выполняет две функции.

Функция 1. Согласование с сильноточным ключом. В самом деле, для управления схемой **рис. 5.5** внешняя цепь управления должна обеспечить ток:

$$I_{Б1} > E/(h_{21Э1}R2),$$

а это, возможно, во много раз меньше, чем $I/h_{21Э2}$, требующееся для включения *VT2*.

Функция 2. Инверсия управляющего сигнала.

Нетрудно записать условия, определяющие выбор величин схемных элементов. Насыщение *VT2* будет гарантировано при:

$$I_{Б2} = \frac{E - U_{БЭнас.2}}{R2} > \frac{I}{h_{21Э2}},$$

а для закрывания *VT2* требуется:

$$U_{КЭнас.1} < 0{,}2...0{,}4\,В.$$

Радиолюбитель: *Появилась новая величина: UКЭнас. Что это?*

Это напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения. $U_{КЭнас}$ для дискретных транзисторов тоже берут из технической документации. Правда, и она дана там для известного режима... Во всяком случае, записанное выше условие обычно выполняется, а тем более — для идентичных транзисторов, выполненных в кристалле интегральной схемы.

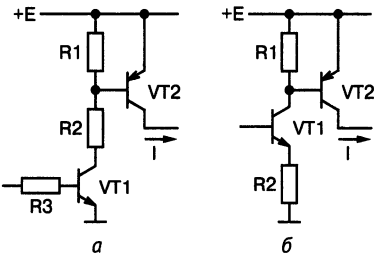


Рис. 5.6. *Преобразование уровней «вверх» с помощью насыщенного ключа (а) или генератора тока (б)*

На **рис. 5.6** промежуточный транзистор *VT1* служит для управления ключом *VT2*, коммутирующим на шину *+E*: транзисторы либо оба открыты, либо оба закрыты.

Проверка условия открывания ключа требует расчета насыщающего тока базы. Для варианта **рис. 5.6, *а*** легко получить:

$$I_{Б2} = I_{К1} - I_{R1} = \frac{E - U_{БЭнас.2} - U_{КЭнас.1}}{R2} - \frac{U_{БЭнас.2}}{R1}.$$

На **рис. 5.6, *б*** транзистор *VT1* в открытом состоянии не насыщен, а находится в активном режиме, и ток базы для *VT2*:

$$I_{Б2} = I_{К1} - I_{R1} = \frac{U_У^+ - 0{,}7\,В}{R2} - \frac{U_{БЭнас}}{R1}.$$

Между прочим, из приведенных соотношений видно: в последнем случае на величину открывающего тока для *VT2* влияет уровень управляющего сигнала, что может оказаться нежелательным. В варианте **рис. 5.6, *а*** насыщающийся первый транзистор обрывает распространение влияния величин уровней на последующую часть схемы.

Радиолюбитель: *Значит, этот вариант лучше?*

Как сказать. Цепочка насыщающихся ключей — это цепочка задержек, потому что время выключения (**рассасывания**) весьма заметно. Быстродействие ненасыщающегося каскада куда выше.

Преобразование уровней может быть, конечно, совмещено с инверсией управляющего сигнала. Так, для **рис. 5.7, *а*** *VT1* будет открыт не верхним, а нижним уровнем сигнала $U_У$ и обеспечит ток в базу *VT2*:

$$I_{Б2} = I_{К1} - I_{R1} = \frac{E1 - U_У^- - 0{,}7\,В}{R2} - \frac{U_{БЭнас}}{R1}.$$

Здесь, разумеется, ток $I_{К1}$ должен протекать и через источник сигнала управления. Вариант схемы (**рис. 5.7, *б***) позволил снизить входной ток. При нижнем уровне управляющего сигнала:

$$I_{Б2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E1 - U_y^- - 1{,}4\,B}{R2} - \frac{U_{БЭнас.2}}{R1}.$$

Впрочем, это будет справедливо для активного режима *VT3*. Но если U_y^- ниже потенциала коллектора *VT3*, то придется записать:

$$I_{Б2} \approx \frac{E1 - 0{,}7\,B - U_{K3}}{R2} - \frac{U_{БЭнас}}{R1}$$

(для **рис. 5.7, *б*** $U_{K3} = 0$).

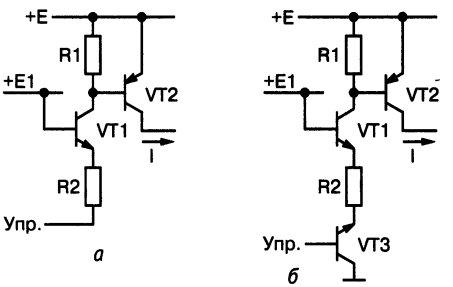
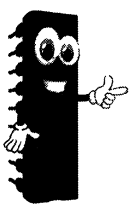


Рис. 5.7. *Ключ открывается нижним уровнем U_y (а); добавочный транзистор снижает входной ток (б)*



ПРИМЕЧАНИЕ.

Так как в этом случае VT3 на нижнем уровне управляющего напряжения насыщается, в его базу придется установить токоограничивающий резистор.

Если вы поняли, как записываются условия открывания ключа, то без труда сумеете составить и условия запирания. Например, для структуры (**рис. 5.7, *б***) *VT2* будет закрыт, если:

$$U_{БЭ2} = (I_{КБ01} + I_{КБ02})R1 \le 0{,}2\,B.$$

Но при этом предполагается, конечно, что *VT1* также закрыт, то есть:

$$U_{БЭ1} + U_{БЭ3} = E1 - U_y^+ \le 0{,}4\,B.$$

Радиолюбитель: *Я вижу, что тут возможно широкое многообразие конфигураций.*

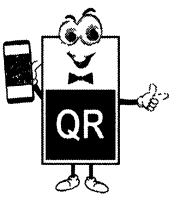
И это лишь для преобразования уровней «вверх»! Впрочем, преобразование «вниз» может осуществляться симметричными (относительно типов полупроводниковых структур) схемами.

Полевые ключи

Ключи напряжения можно строить на полевых транзисторах, например, МОП. При малых величинах коммутируемых токов это неплохое решение: в частности, обеспечивается более быстрое выключение, чем у биполярных ключей, из-за отсутствия проблемы рассасывания. Однако при значительных величинах токов падение напряжения на сопротивлении открытого канала может оказаться слишком большим.

Радиолюбитель: *Но я встречал транзисторы МОП на большие токи с очень малым сопротивлением.*

Да, такие существуют и широко применяются. По сути дела, они эквивалентны параллельному соединению множества отдельных транзисторов, поэтому обладают очень большой емкостью затвора (тут вопрос быстродействия оборачивается другой стороной).



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Полевой транзистор в режиме ключа»**.*
*Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Двухполярный ключ

В структуре, соответствующей **рис. 5.8**, возможны два состояния: *VT1* открыт (насыщен), а *VT2* закрыт, либо обратное. Образуется переключатель, коммутирующий цепь нагрузки на одну из двух шин, как это бывает необходимо, скажем, в матрицах цифро-аналоговых преобразователей. В зависимости от состояния, такой переключатель допускает как втекающий, так и вытекающий ток.

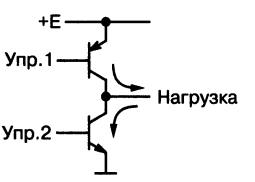


***Рис. 5.8.** Двухполярный ключ переключает коммутируемую цепь: на шину питания, либо на «землю»*

Конечно, подобная конфигурация требует усложненных цепей управления, выполняющих и инверсию, и преобразование уровней. Схема на **рис. 5.9, *а*** еще довольно проста, но только при условии «привязки» эмиттера *VT3* к отрицательному потенциалу. Зануление эмиттера не дало бы закрывания *VT2* при насыщенном *VT3*.

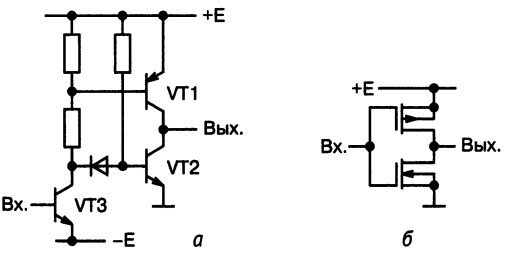


Рис. 5.9. *Диод обеспечивает закрывание VT1 при закрытом VT3 (а); ключ на КМОП транзисторах вообще не требует схемы управления (б)*

Проведите анализ обоих состояний и запишите условия насыщения и запирания. Предложите вариант схемы управления, не требующий отрицательных потенциалов.

Уникальными свойствами для применения в двухполярных ключах являются **комплементарные МОП (или КМОП) транзисторы**. Ключевые схемы на основе КМОП технологии не требуют какого-либо усложнения схем управления и обладают идеальной совместимостью входов с выходами (**рис. 5.9, *б***). На таких решениях строятся экономичные цифровые микросхемы, содержащие миллионы транзисторов в одном кристалле.

«Сквозной» ток

При использовании двухполярных схем всегда надо иметь в виду опасность **сквозного** тока в ситуации, когда оба ключа открыты.

Радиолюбитель: *Вы имеете в виду моменты переключения, когда один ключ уже открылся, а другой не успел закрыться?*

Именно это. Такие короткие броски тока могут привести к перегреву транзисторов и другим неприятностям.

Радиолюбитель: *Чем же можно защититься?*

Разве что подбором задержек управляющих сигналов. А вообще о скоростных характеристиках ключей речь пойдет далее.

5.2. Ключ тока

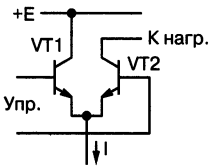


Рис. 5.10. *Ключ тока направляет заданный ток I либо в нагрузку, либо мимо нее*

Коммутация тока

Транзисторная пара на **рис. 5.10** переключает ток *I*, задаваемый внешним источником. Когда *VT2* открыт и находится в активном режиме, а *VT1* закрыт, этот ток (с минимальными потерями) должен направляться в нагрузку; в противоположном состоянии ключа ток отводится в шину питания. В последнем случае остаточный ток выхода должен быть возможно меньше.

От характера нагрузки зависит, разумеется, потенциал на выходе открытого ключа (коллектор *VT2*); так для **рис. 5.11**:

$$U_{K2} = E - IR_H.$$

Ясно, что токовый ключ способен коммутировать ток лишь одного направления; с этим соображением связан выбор типа структуры транзисторов.

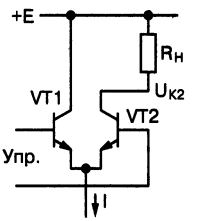


Рис. 5.11. *Потенциал на выходе ключа тока зависит от нагрузки*

Управление ключом тока

При идентичности *VT1* и *VT2* разность потенциалов их баз всего 0,3 *В* практически полностью закрывает один из транзисторов, — это нам ясно из предыдущего. Если же ключ выполнен не в едином кристалле, вы добавите запас на возможную неидентичность. Заведомо будет вполне достаточно перепада управляющего сигнала между базами величиной в 1 *В* (по 0,5 в каждую сторону).

Конечно, можно управлять потенциалом любой из баз, зафиксировав другую (**рис. 5.12**). Единственное условие — отсутствие насыщения:

$$U_{K2} > U_{B2},$$

чтобы ключ тока не превратился в ключ напряжения.

Разумеется, также:

$$U_{K1} > U_{B1}.$$

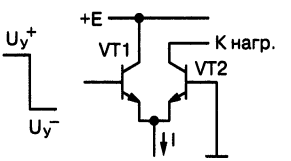


Рис. 5.12. *Отрицательное напряжение на базе VT1 создает путь тока I через VT2, положительное – выключает ток*

Диодные ключи

Интересно, что в токовом ключе любой из переключающих транзисторов (и даже оба) может быть заменен диодом.

Применение диода в качестве *VT1* (**рис. 5.13, *а***) допустимо, если источник управляющего сигнала на верхнем уровне, когда диод открыт, способен отдавать ток, равный *I* (в схеме с транзистором от него требовался ток, в $h_{21Э1}$ раз меньший).

Если мы намерены заменить диодом транзистор *VT2* (**рис. 5.13, *б***), то для четкого переключения перепад управляющего напряжения должен теперь превышать перепад потенциалов на выходе ключа (на нагрузке). Для приведенной схемы, к примеру:

$$U_y^+ > E, U_y^- < E - IR_H.$$

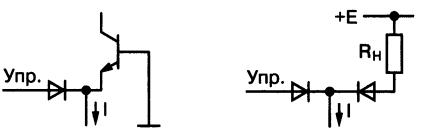
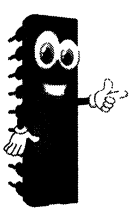


Рис. 5.13. *Применение диодов для коммутации тока требует увеличения управляющего сигнала: по току (а) и по напряжению (б)*

Ответвление тока

Последний вариант диодного ключа обладает ценной особенностью: при открытом правом плече практически весь заданный ток *I* поступает в нагрузку. В то время как в исходной конфигурации с транзисторами (**рис. 5.12**) часть тока, естественно, ответвлялась в базу *VT2*.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Существуют и другие пути, чтобы обеспечить высокую точность ключевой схемы, например, использование в качестве VT2 полевого транзистора. В этом случае, видимо, придется увеличить перепад управляющего напряжения до нескольких вольт.

5.3. Дополнение для любознательных

Импульсные схемы

Этот термин, пришедший из радиолокационной техники, в настоящее время вряд ли соответствует какому-либо особому классу функциональных узлов, схем или каким-то особым принципам разработки.

Радиолюбитель: *Тем не менее, мне тоже попадался этот термин. Что он может означать?*

Знакомясь с литературой, можно встретить под указанным наименованием различные вещи.

Во-первых. Каскады линейного усиления импульсных сигналов. Они создаются как широкополосные каскады, хотя если надо добиться передачи коротких фронтов, придется принимать во внимание динамические свойства схем (**ШАГ 8**). Нередко оказывается, что все же не удалось обеспечить активный режим транзисторов на обоих фронтах, и приходится мириться с кратковременным запиранием.

Во-вторых. Вообще ключевые схемы, рассмотренные выше.

В-третьих. Функциональные узлы, такие как мультивибратор, триггер Шмидта, генератор линейно-изменяющегося напряжения и т. п., представляющие собой по существу сочетания линейных схем с ключевыми.

Радиолюбитель: *Тогда для чего вы поставили подзаголовок?*

Я бы хотел здесь рассмотреть особенности ключей, работающих в «импульсном режиме», понимая это так: ключ заведомо будет открыт в течение весьма короткого времени (по сравнению с длительностью состояния «закрыто»).

Радиолюбитель: *То, что называют «высокой скважностью»?*

Да. Что, хотя и не меняет сущности ключевой схемы, заставляет обратить внимание на некоторые моменты.

Во-первых, для случая очень коротких импульсов вопросы быстродействия ключа приобретают особую актуальность.

Во-вторых, «импульсный режим» работы транзисторов и диодов небесполезно учитывать при выборе типов полупроводниковых приборов: здесь для них нередко допустимы бóльшие величины токов и мощностей, чем в постоянном режиме. Так, предельный ток коллектора для 2Т3117А составляет 400 *мА*, однако в импульсе длительностью до 10 *мкс* допускается ток до 800 *мА*.

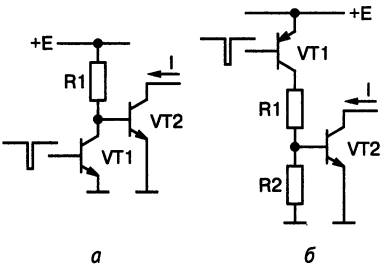


Рис. 5.14. *При высокой скважности импульсов транзистор VT1 постоянно потребляет ток (а); выгоднее, когда транзисторы открываются одновременно (б)*

В-третьих, значительные величины импульсных токов и напряжений могут вынудить разработчика при синтезе схем обращать внимание на их экономичность.

Радиолюбитель: *А это здесь причем?*

Сейчас поймете. На **рис. 5.14, *а*** схема управления сильноточным ключом *VT2* построена таким образом, что закрывание *VT1* вызывает открывание *VT2*. Цепь управления в отсутствие импульса расходует бесполезную мощность:

$$P = EI_{K1} \approx E^2 / R1.$$

Радиолюбитель: *Первый транзистор почти все время открыт?*

Да. Ну а в измененной структуре (**рис. 5.14, *б***) открывание всех транзисторов соответствует только времени действия импульса.

Радиолюбитель: *Разумно: при работе с короткими импульсами энергия основную долю времени не потребляется.*

Причуды разделительной емкости

В «импульсном» режиме допустима передача на ключи коротких управляющих сигналов через разделительные емкости: иногда это упрощает схемы, снимая задачу преобразования уровней. Однако сочетание нелинейных элементов с реактивными всегда чревато необычным поведением и требует внимательного анализа.

В схеме на **рис. 5.15, *а*** открывающий импульс тока базы проходит через разделительную емкость *C*. Поскольку, разумеется, выполнено: $\tau_И << RC$, конденсатор практически не влияет на импульс открывающего тока базы. Обратный бросок базового потенциала от заднего

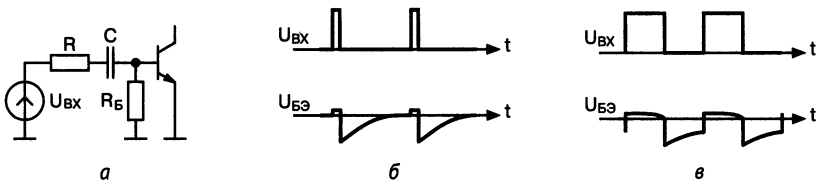
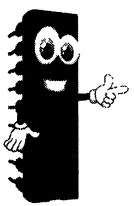


Рис. 5.15. *Управление через разделительную емкость (а): в «импульсном» режиме проблем нет (б); при малой скважности — отпирание станет ненадежным (в)*

фронта импульса успеет затухнуть в течение сравнительно длительной паузы (**рис. 5.15, *б***).

Однако если скважность импульсов невелика, как на **рис. 5.15, *в***, входная цепь транзистора работает как детектор (точнее, **пик-детектор**). Постоянная времени разряда $\tau_р = (R + R_Б)C$ больше, чем постоянная времени заряда $\tau_з = RC$, поэтому на базе накапливается постоянный уровень в запирающей полярности. Нежелательное автоматическое смещение уменьшает степень насыщения ключа. К концу импульса даже возможно самопроизвольное его закрывание.

В таком случае поможет подключение диода (во встречной полярности) параллельно участку база-эмиттер.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Следует отметить, что построение импульсных конфигураций таким образом, чтобы транзисторы в них были либо все открыты, либо все закрыты, имеет, кроме преимущества высокого КПД, еще одну выгоду: высокую скорость переключения в момент, соответствующий началу импульса. Подробно этот вопрос, как и другие вопросы анализа, будет рассмотрен особо.

Теперь самое время вспомнить, что полевые приборы вполне пригодны для построения ключей напряжения. Но ключи приобретают в этом случае такие свойства, что есть необходимость в отдельном рассмотрении.

Аналоговые ключи

В случаях, когда приходится ставить элементы коммутации в цепях передачи сигналов, проявляется ряд нежелательных свойств биполярного ключа.

Во-первых, погрешность передачи сигнала от паразитного напряжения на открытом биполярном ключе трудноустранима.

Во-вторых, напряжение на разомкнутом ключе (как и ток через открытый ключ) может быть только в одной определенной полярности, а как же быть с разнополярными сигналами?

В-третьих, биполярный ключ может коммутировать лишь на общую шину (либо на низкоомный источник сигнала). А иначе включающий ток базы будет оказывать воздействие на переключаемые цепи.

Иные из этих неприятностей пытались когда-то устранить экзотическими схемами двухэмиттерных **транзисторных прерывателей**. Но задача изоляции цепи управления от измерительной цепи и в этом случае может быть решена фактически только использованием трансформаторов. Что, разумеется, не отвечает требованиям к современной схемотехнике.

Ключ структуры МОП

На **рис. 5.16** изображен ключ напряжения на основе МОП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа (или с «обогащением»). Нижний уровень напряжения на затворе U_y^- является открывающим для такой структуры; при подаче верхнего уровня U_y^+ транзистор закрыт.

Отметим важные свойства МОП ключа.

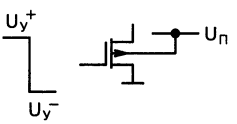


Рис. 5.16. *Открытый МОП ключ является омическим сопротивлением*

Во-первых. Отсутствует остаточное напряжение: $U_{СИ} = 0$ при $I = 0$, открытый ключ является чисто омическим сопротивлением.

Во-вторых. Цепь управления полностью изолирована от коммутируемой сигнальной цепи.

В-третьих. Ток через открытый ключ может протекать в любом направлении, если только величина этого тока не выводит прибор за пределы крутого участка стоковых характеристик. Практически этой опасности и нет: разработчик прецизионной схемы вряд ли допустит падение напряжения на ключе свыше нескольких милливольт.

В-четвертых. Напряжение может быть приложено к закрытому ключу в любой полярности, если только не нарушаются условия запирания транзистора. О них далее.

Аналоговый мультиплексор

Он является типичной ключевой конфигурацией в измерительных цепях. Четырехканальная схема, изображенная на **рис. 5.17**, буквально воспроизводит структуру микросхемы 190КТ1. Сигналы управления на затворах МОП ключей действуют таким образом, чтобы в извест-

ный момент времени был открыт один из них, а остальные закрыты. Таким образом, на выходе оказывается попеременно одно из действующих на входах напряжений.

Отсюда ясно, что между истоком и стоком транзистора любого канала, пока он закрыт, действует разность напряжений двух каналов. И она может быть, разумеется, произвольной полярности. Как сток, так и исток транзистора может оказаться под более высоким потенциалом; этот-то электрод и будет фактически истоком (для прибора с каналом *p*-типа).

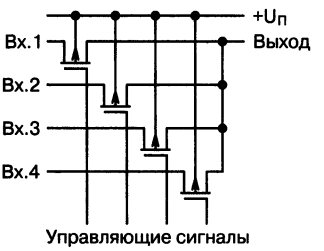
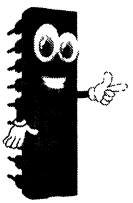


Рис. 5.17. *Нижний уровень управляющего сигнала открывает один из ключей, остальные закрыты*

Указанный транзистор, если он имеет структуру «с обогащением», надежно закрыт при $U_{ЗИ} \geq 0$. Для мультиплексора это приводит к условию, накладываемому на величину верхнего уровня управляющего напряжения на затворе:

$$U_{У}^{+} \geq U_{BX.max} \qquad (5.4)$$

где $U_{BX.max}$ — максимально возможный потенциал в любом из каналов.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Разработчику не придет в голову соединить подложку ключевого транзистора с истоком, как это делают в усилительных схемах: это повлекло бы (при определенной полярности $U_{СИ}$) открывание перехода сток-подложка, а значит, утечку через «закрытый» ключ.

Подобное исключается подачей на все подложки потенциала:

$$U_{П} \geq U_{BX.max}.$$

5.4. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *Для двухполярного ключа напряжения нам требовались комплементарные транзисторы. Неужели нельзя обойтись одинаковыми?*

Можно (**рис. 5.18**). Обязательно должно быть: $|E| > |U_{ЭТ}|$!

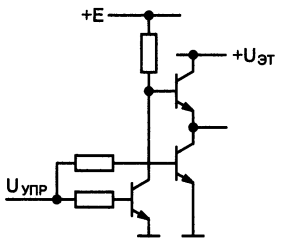


Рис. 5.18. *Для насыщенного двухполярного ключа потребовался дополнительный источник напряжения*

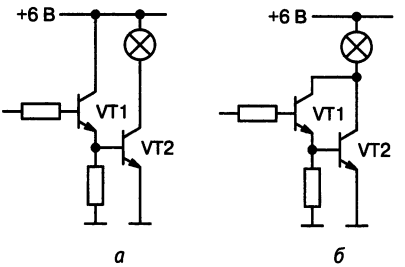


Рис. 5.19. *Где лампа будет гореть ярче?*

Радиолюбитель: *Требуется электронным ключом зажигать лампу. Из двух вариантов (**рис. 5.19**) я решил остановиться на втором: лампа должна гореть ярче за счет добавочного использования еще и тока VT1. Я прав?*

Нет, все наоборот. Ток в ключе напряжения определяется, разумеется, нагрузкой.

В первой из схем, при плюсе на входе, к лампе приложено практически все 6 вольт (*VT2* насыщен), во второй — насыщение *VT1* соответствует активному режиму *VT2*. $U_{К2} = U_{Б2}$, т. е. на лампу придется $6\ В - 0{,}7\ В = 5{,}3\ В$.

Впрочем, в первом варианте гореть будет не только лампа, но и транзистор *VT1*: в цепь его коллектора вы забыли включить резистор, ограничивающий ток.

Радиолюбитель: *Я рассчитывал, что схема (**рис. 5.20**) будет формировать короткие всплески напряжения по спаду 10-микросекундного импульса с импульсного трансформатора. Но испытание показало, что диод, открытый во время импульса, как будто остается открытым и для выброса запирающей полярности. Может, он пробит?*

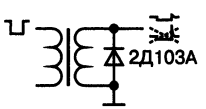


Рис. 5.20. *Куда пропал положительный импульс?*

Полагаю, что диод исправен. Вы упустили важный параметр, характеризующий быстродействие диода: **время восстановления обратного сопротивления**, доходящее до 4 *мкс* для 2Д103А. Неудивительно, что после окончания прямого тока диод некоторое время остается открытым и для обратного напряжения. Следует взять быстродействующий импульсный диод, например, 2Д510А.

5.5. Анализ. Точность и быстродействие

Напряжение на открытом ключе

Когда мы говорим о точности ключа напряжения, проблема была в двух нежелательных явлениях:

- утечка запертого ключа;
- падение напряжения на открытом.

И если первое из них требует лишь правильного выбора типа ключевого элемента (по величине тока утечки), то вопрос о напряжении на насыщенном биполярном транзисторе не так-то прост.

Радиолюбитель: *А что сложного? В паспорте на дискретный транзистор прямо приводится напряжение UКЭнас.*

Давайте заглянем в паспорт. К примеру, для приборов типа 2Т348В-3 приведено: $U_{КЭнас} \le 0{,}3\,В$ при $I_К = 10\,мА$, $I_Б = 0{,}7\,мА$.

Радиолюбитель: *Вот видите, можно просто взять справочное значение.*

Оно, вероятно, окажется завышенным или заниженным! Нам надо достоверно оценить значение $U_{КЭнас}$ именно при тех величинах токов коллектора и базы, которые будут реально иметь место в разрабатываемой схеме.

Напряжение коллектор-эмиттер насыщенного ключа состоит из трех составляющих.

Первая составляющая. Остаточное напряжение

Даже при $I_К = 0$ (обрыв коллекторной цепи) напряжение $I_{КЭ}$ открытого транзистора не может быть нулевым.

Радиолюбитель: *Почему же?*

Иначе при замыкании коллектора с эмиттером неоткуда было бы взяться току. А ведь он обязательно потечет: оба перехода транзистора окажутся включенными параллельно.

Остаточное напряжение $U_{КЭост}$, соответствующее $I_К = 0$, зависит от ряда факторов, в частности, от параметра $h_{21И}$ — **коэффициента передачи тока в инверсном включении**.

Радиолюбитель: *Вот тебе раз! А откуда его узнать?*

Неоткуда: он, за очень редкими исключениями, изготовителями не контролируется и не гарантируется. Для планарных транзисторов величина $h_{21И}$ весьма мала (колеблется от десятых долей до нескольких единиц).

Радиолюбитель: *Как же тогда быть?*

Можно ориентироваться на то, что испытания транзисторов в режиме насыщения заводы-изготовители ведут обычно при токах, создающих напряжение на открытом ключе, по крайней мере, в 10 раз большее остаточного.

Значит, для упоминавшихся уже транзисторов 2Т348В-3 оценку $U_{КЭост} \le 30\,мВ$ можно считать достаточно надежной; чаще она окажется даже завышенной.

Вторая составляющая. Падение напряжения

Дополнительное напряжение на ключе $U'_{КЭ}$ вызвано протеканием тока коллектора, однако оно вовсе не пропорционально току. Теория полупроводников дает соотношение, не связанное с конкретным типом транзистора:

$$U'_{КЭ} \le \varphi_T \ln(1 + I_К / I_Б). \qquad (5.5)$$

Оно справедливо, правда, лишь при достаточно глубоком насыщении, т. е. когда $I_К / I_Б << h_{21Э}$. Это разработчик до определенной степени обеспечит.

При вычислениях не следует забывать, что известный из **ШАГА 1** термический потенциал φ_T равен 25 *мВ* только при нормальной температуре, а вообще-то пропорционален абсолютной температуре.

Третья составляющая. Сопротивление коллектора

Еще одно слагаемое напряжения ключа $U''_{КЭ}$ связано с наличием омического сопротивления полупроводника, составляющего тело коллектора. Оно уже пропорционально $I_К$. Величину этого сопротивления $r_{нас}$ оценивают сверху исходя из следующего: нормы на $U_{КЭнас}$ даются в документации для значений токов, при которых напряжение на ключе определяется, в основном, именно его омическим сопротивлением. Возвращаясь к транзистору 2Т348В-3, можно считать:

$$r_{нас} \le 0{,}3/10\,мА = 30\,Ом,$$

что позволяет давать оценку падения напряжения: $U''_{КЭ} = I_К r_{нас}$.

Скорость переключения

Конечное время реакции выходной цепи ключа напряжения на коммутацию управляющего сигнала связано:

- **во-первых**, с задержками момента начала изменения тока коллектора, вызванными некоторыми физическими явлениями в транзисторе (о них сейчас и пойдет речь);
- **во-вторых**, с очевидными процессами перезаряда паразитной емкости нагрузки, приводящими к затягиванию фронтов выходного напряжения.

Барьерная емкость

При подаче насыщающего тока в базу транзистора, открывание последнего не наступит, пока не перезарядятся **барьерные емкости** обратно-смещенных переходов. Дело осложняется тем, что емкость запертого перехода (емкость потенциального барьера) и сама зависит от напряжения на переходе, возрастая при приближении к порогу открывания.

Цепь управления биполярного ключа связана с общими шинами через две барьерные емкости: $C_{ЭБ}$ и $C_{КБ}$.

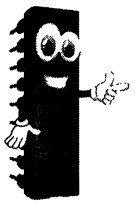
Радиолюбитель: *По-моему, данные об этих величинах изготовителями приводятся.*

Да, но только для какого-то конкретного значения напряжения — вот в этом и проблема.

По понятной причине разность потенциалов $U_{КБ}$ при скачке управляющего напряжения, скорее всего, изменяется не так существенно, чтобы нельзя было принять емкость $C_{КБ}$ за неизменную. Другое дело — напряжение $U_{ЭБ}$: оно при коммутации ключа изменяется не только по величине, но даже и по знаку.

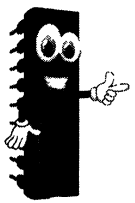
Радиолюбитель: *Тогда я в затруднении: как можно оценить влияние емкости СЭБ?*

Тем не менее, можно, исходя из следующих ПРИНЦИПОВ.



ПРИНЦИП 1.

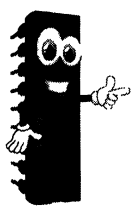
Чтобы довести транзистор от запирающего потенциала $U^-_{УПР}$ до порога открывания, требуется та же величина электрического заряда, как если бы емкость перехода эмиттер-база была постоянной и равной $2C_{ЭБ}$ ($C_{ЭБ}$ – емкость при данном запирающем потенциале $U^-_{УПР}$).



ПРИНЦИП 2.

Если дана емкость не при фактическом запирающем потенциале $U^-_{УПР}$, а при некотором другом $U_{ЭБ}$, то перепад напряжения на емкости (для вычисления заряда) определяется не как $\Delta U_Б = |U^-_{УПР}| + 0{,}7\ В$, а как:

$$\Delta U_{Б.экв} = \sqrt{(|U^-_{УПР}| + 0{,}7\ В)\cdot(U_{ЭБ} + 0{,}7\ В)}. \qquad (5.6)$$



ПРИНЦИП 3.

Величина $C_{ЭБ}$, данная для известного напряжения на переходе, справедлива с запасом и для большего запирающего напряжения $U^-_{УПР}$.

Радиолюбитель: *Так сразу все это осознать непросто...*

А мы сейчас рассмотрим на примере.

Время включения

Допустим, в ключе напряжения использован транзистор 2Т336Б, для которого дано:

$$C_{КБ} \le 5\ пФ \text{ при } U_{КБ} = 5\ В,$$

$$C_{ЭБ} \le 4\ пФ \text{ при } U_{ЭБ} = 0.$$

Но в конкретной схеме (**рис. 5.21**):

$$U^-_{УПР} = -3\ В;$$

емкость эмиттер-база будет при этом напряжении явно ниже указанных 4 *пФ*.

Тем не менее, сначала, для простоты, мы принимаем все же $C_{ЭБ}$ = 4 *пФ*, гарантируя тем самым некоторый расчетный запас.

То же относится и к переходу коллектор-база (в схеме при запертом ключе $U_{КБ}$ составляет 6 + 3 = 9 *В*, а не 5 *В*).

Учтя, что потенциал базы должен измениться при открывании на $\Delta U_Б = |U^-_{УПР}| + 0{,}7\ В = 3{,}7\ В$, получаем потребные величины изменений зарядов:

$$Q_1 = C_{КБ}\Delta U_Б = 5\ пФ \cdot 3{,}7\ В = 18\ пКл,$$

$$Q_2 = 2C_{ЭБ}\Delta U_Б = 4\ пФ \cdot 3{,}7\ В = 15\ пКл,$$

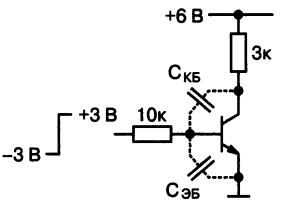
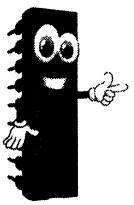


Рис. 5.21. *Для открывания ключа должны перезарядиться барьерные емкости переходов*



ВНИМАНИЕ.

Обратите внимание на двойку в последнем соотношении!

При открывающем токе, равном, по меньшей мере:

$$I_Б = \frac{3\ В - 0{,}7\ В}{10\ кОм} = 0{,}23\ мА.$$

Верхняя граница для времени перезаряда оценится так:

$$t_{ВКЛ.1} \le \frac{Q_1 + Q_2}{I_Б} = \frac{33\ пКл}{0{,}23\ мА} = 14\ нс.$$

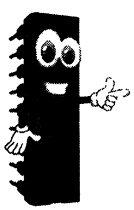
Для сравнения применим теперь более точную методику с учетом (5.6):

$$\Delta U_{Б.экв} = \sqrt{(|U^-_{УПР}| + 0{,}7\ В)\cdot(U_{ЭБ} + 0{,}7\ В)} = \sqrt{(3+0{,}7)\cdot(0+0{,}7)} = 1{,}6\ В,$$

$$Q_2 = 2C_{ЭБ}\Delta U_{Б.экв} = 4\ пФ \cdot 1{,}6\ В = 6\ пКл.$$

Уточненное время перезаряда будет 9 *нс* вместо 14.

Биполярный транзистор начал открываться, и при этом должна быть заряжена известная нам диффузионная входная емкость. Что же, попробуем учесть и ее, только лучше перейти здесь к иной модели.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Инерционность транзистора бывает удобно связывать с ***постоянной времени*** *τ, характеризующей процесс экспоненциального установления тока коллектора $I_К(t)$ при скачке базового тока.*

Правда, величина этой постоянной времени не гарантируется и не контролируется изготовителями. Впрочем, теория дает полезное соотношение:

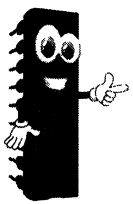
$$\tau = h_{21Э} / 2\pi f_T, \qquad (5.7)$$

связывающее искомую величину со статическим значением коэффициента передачи тока, а также с характерной частотой транзистора f_T. Этого достаточно для оценочного расчета.

Для случая сравнительно глубокого насыщения соответствующий процесс длится:

$$t_{ВКЛ.1} \le \frac{1}{2\pi f_T} \cdot \frac{I}{I_Б}$$

(I — ток через насыщенный ключ).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Формулу предлагаю получить самостоятельно.

Учитывая, что для 2Т336Б $f_T \ge 250$ *МГц*, $I = 2$ *мА* (**рис. 5.21**), имеем:

$$t_{ВКЛ.1} \le \frac{1}{6{,}28 \cdot 250\ МГц} \cdot \frac{2\ мА}{0{,}23\ мА} = 5{,}5\ нс.$$

Время рассасывания

Известно, что насыщенный транзисторный ключ выходит из этого состояния лишь с определенной задержкой относительно момента подачи запирающего сигнала. Задержка связана с процессом **рассасывания избыточного заряда** в базе.

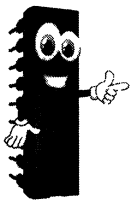
Радиолюбитель: *В технических условиях на транзисторы приводится «время рассасывания» tP...*

Но нам снова надо разобраться, как правильно его использовать. Выберем в качестве примера транзисторную матрицу типа 125НТ1, для которой дается: $t_P \le 100$ *нс* при $I_K = 150$ *мА* и $I_Б = 15$ *мА*.

Радиолюбитель: *Как это понимать?*

Это означает, что величина задержки, связанной с рассасыванием заряда в базе, контролируется в следующем режиме:

- ток через насыщенный ключ (задаваемый внешней нагрузкой) равен 150 *мА*;
- транзистор предварительно насыщен базовым током, равным: $I_Б^+ = 15$ *мА*;
- на транзистор подан запирающий сигнал, причем начальное значение тока базы $I_Б^- = 15$ *мА* в направлении, противоположном $I_Б^+$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Условие $I_Б^+ = I_Б^-$ принимают обычно из-за удобства измерений.

Возникает вопрос, как оценить время рассасывания в случае иных величин управляющих токов и тока в цепи коммутации. Разумеется, о точных расчетах говорить не приходится, а если приближенно — время рассасывания пропорционально логарифму отношения:

$$(I_Б^+ + I_Б^-)/I_Б^-. \qquad (5.8)$$

Рассмотрим сначала **рис. 5.22, *а***. Насыщающий ток базы *VT2*, образуемый вычитанием двух токов, примерно равен:

$$I_Б^+ = \frac{5\ В - 0{,}7\ В}{1\ кОм} - \frac{3\ В + 0{,}7\ В}{10\ кОм} \approx 3{,}9\ мА.$$

Рассасывающий ток базы всегда вычисляется исходя из того, что напряжение $U_{БЭ}$ ключа в течение времени рассасывания сохраняет примерно прежнюю величину (ключевой транзистор пока что открыт):

$$I_Б^- = \frac{3\ В + 0{,}7\ В}{10\ кОм} \approx 0{,}37\ мА.$$

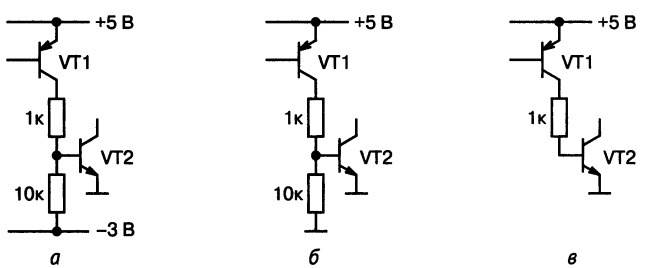


Рис. 5.22. *Рассасывание в ключе форсируется запирающим током (а); отсутствие смещения снижает быстродействие (б); без рассасывающего тока быстродействие еще ниже (в)*

Отношение (5.8) равно:

$$(I_Б^+ + I_Б^-)/I_Б^- = 11{,}6.$$

При этом как паспортная величина t_P для ключа на 125НТ1 соответствует отношению, равному 2.

Значит, с данными транзисторами будет получено время рассасывания:

$$t_P \le 100\ нс \cdot \frac{ln11{,}6}{ln2} = 230\ нс.$$

Не надо думать, что в схеме без запирающего напряжения отсутствует рассасывающий ток! Для **рис. 5.22, *б***:

$$I_Б^+ = \frac{5\ В - 0{,}7\ В}{1\ кОм} - \frac{0{,}7\ В}{10\ кОм} \approx 4{,}2\ мА,$$

$$I_Б^- = \frac{0{,}7\ В}{10\ кОм} \approx 0{,}07\ мА,$$

$$(I_Б^+ + I_Б^-)/I_Б^- = 61,$$

$$t_P \le 100\ нс \cdot \frac{ln61}{ln2} = 0{,}4\ мкс.$$

Быстродействие, конечно, снизилось. Впрочем, убедитесь сами, что, уменьшив сопротивления резистора база-эмиттер до 1 *кОм* и снизив $I_Б^+$ всего лишь до 3,6 *мА*, мы достигнем времени рассасывания, не превышающего 0,14 *мкс*.

Радиолюбитель: *Я уже поглядываю на* ***рис. 5.22, в****: по нашей методике мы должны были бы получить tP = ∞. Но мне приходилось встречаться с таким включением: вроде, работает...*

Просто до сих пор в расчетах не фигурировал ток коллектора, и это обосновано: при сравнительно глубоком насыщении ($I_К / I_Б^+ << h_{21Э}$) величина $I_К$ не будет сильно влиять на результат (разве что мы получаем несколько завышенную оценку для t_P). Типичный случай, когда такое приближение оказывается несостоятельным, — это как раз $I_Б^- = 0$.

Радиолюбитель: *А причем тут ток коллектора?*

При том, что за создание избыточного заряда в базе «отвечает», строго говоря, ток величиной $I_Б^+ - I_К / h_{21Э}$, а за его рассасывание — ток $I_Б^- + I_К / h_{21Э}$. Внесите теперь поправки в (5.8). Что выходит?

Радиолюбитель: *Выходит, что если* $I_Б^- = 0$*, надо учитывать логарифм отношения* $I_Б^+ h_{21Э} / I_К$.

Да, и наименее желателен, как видим, максимальный коэффициент $h_{21Э}$.

Предположим, что ключ на **рис. 5.22, *в*** управляет током, равным 10 *мА*. Время рассасывания для случая, когда $h_{21Э} = 150$:

$$t_P \le 100\ нс \cdot \frac{ln64}{ln2} = 0{,}41\ мкс.$$

Последний вариант управления рассмотрен лишь для познавательных целей, вообще-то реальное его применение нежелательно.

Перезаряд емкости нагрузки

Из **рис. 5.23** понятно, что при закрывании транзистора должно иметь место экспоненциальное нарастание выходного напряжения к величине $+E$ с постоянной времени $R_H C_H$. Именно этот фронт (в данном случае — положитель ный) и оказывается наиболее затянутым.

При анализе другого (здесь — отрицательного) фронта, формирующегося при открывании ключа, надо исходить из следующего: он является также отрезком экспоненты с той же постоянной времени. Но стремящейся к уровню, равному

$$E - R_H(I_Б h_{21Э}).$$

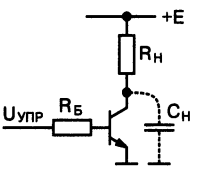
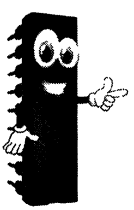


Рис. 5.23. *В простом ключе один фронт напряжения на нагрузке — экспоненциален, другой почти линеен*

При глубоком насыщении, даже в случае минимальной величины $h_{21Э}$, второй член существенно превышает первый. Тогда фронт получается практически линейным с длительностью, примерно равной $EC_H / I_Б h_{21Э}$, намного короче фронта нарастания.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Естественно, схему составляют всегда таким образом, чтобы открывающимся транзистором формировался тот именно из фронтов, к которому предъявляются более строгие требования в отношении его длительности. Если же требуется достичь предельно малой длительности как нарастания, так и спада, не обойтись без двухполярного ключа.

Идеальные фронты

Не следует думать, что при $C_H \approx 0$ можно получить сколь угодно крутые фронты выходного напряжения. Вспомним о наличии паразитной емкости $C_{КБ}$, и нам станет ясно, что во время коммутации ключ должен действовать как интегратор (помните **ШАГ 3**?), превращающий мгновенный скачок входного тока в линейно-изменяющееся напряжение.

Убедитесь, что длительности нарастания и спада напряжения на коллекторе не могут быть короче, чем $EC_{КБ} / I_Б$. Легко подсчитать, что в структуре на **рис. 5.21** с транзистором 2Т316В минимальные длительности составят: 50 *нс* для закрывающегося транзистора и 80 *нс* для открывающегося, а с 2Т201В эти цифры могут быть оказаться в 10 раз большими!

Ключ тока

В токовом ключе открытый транзистор находится в активном режиме, поэтому быстродействие получается очень высоким. Задержка появления тока в выходной цепи относительно момента включения вызвана здесь тем, что коммутируемый ток I устремляется сначала целиком в базу включающегося транзистора. Ток базы спадает далее с постоянной времени, равной τ. А ток коллектора нарастает с постоянной времени $\tau / h_{21Э} = 1/2\pi f_T$. Поэтому та же величина справедлива и для выключения.

Подумайте теперь, как отразится наличие паразитных емкостей $C_{КБ}$ на быстродействии ключа тока, проведите аналогию с **ШАГОМ 3**. Имейте в виду, что влияние междуэлектродных емкостей будет иметь место и для структуры с полевыми транзисторами.

Точность передачи аналоговых ключей

Замкнутый МОП ключ — это чисто омическое сопротивление. Параметром, характеризующим качество ключа, является здесь сопротивление канала r_K, наибольшая величина которого оговорена в технических условиях на транзисторы для известных напряжений на электродах. И, чтобы значение r_K не превысило гарантированного, разработчик должен обеспечить величину $U_{ЗИ\,min} = |U_У^- - U_{ВХ.min}|$ (в абсолютном выра-

жении) не меньше заданной. Однако он обращает внимание также и на потенциал подложки: ведь повышение его увеличивает сопротивление канала при неизменных потенциалах на остальных электродах.

При известной величине r_K паразитное напряжение на открытом ключе зависит только от протекающего через него тока:

$$U_{СИ} = Ir_K. \qquad (5.9)$$

Снижения погрешности передачи при данных транзисторах добиваются путем уменьшения тока в измерительной цепи (т. е. входного тока следующего каскада, скажем, прецизионной измерительной схемы).

Скорость переключения

Процессы в МОП-транзисторе практически безынерционны, и, тем не менее, длительности включения и выключения вполне ощутимы: они связаны с конечной скоростью перезаряда емкости затвор-канал. Цепь заряда проходит через исток или сток и в конечном итоге замыкается на один из источников входных напряжений, соответствующий открытому в известный момент времени каналу (**рис. 5.24**).

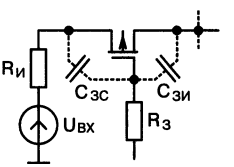


Рис. 5.24. *Скорость коммутации определяется перезарядом емкостей*

Следовательно, в лучшем случае, постоянная времени этого процесса достигает при закрывании ключа величины $(C_{ЗИ} + C_{ЗС})R_И$, где $R_И$ — внутреннее сопротивление источника входного сигнала, а предельные значения междуэлектродных емкостей берутся из технических условий на транзистор.

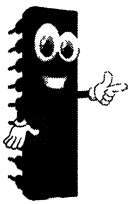
Сопротивление в цепи затвора

Приведенная здесь оценка скорости изменения управляющего потенциала затвор-канал окажется неверной, если не учитывает наличие сопротивления в затворной цепи. Разработчик нередко специально вводит в затворы защитные резисторы, предотвращающие аварию системы при возможном пробое затвора одного из ключей на канал.

В данной ситуации, учитывая, что $R_З$ наверняка будет составлять, по меньшей мере, десятки килоом, постоянная времени переключения равна уже $(C_{ЗИ} + C_{ЗС})R_З$.

Радиолюбитель: *Далее понятно: время переключения можно оценить как 2—3 постоянные времени перезаряда емкости затвора.*

Неправильно, вы забываете про **показатели качества**. Если взглянуть в этом контексте, легко сообразить: процесс переключения можно считать законченным только тогда, когда ошибка передачи напряжения в рабочем канале снизится до допустимой! Ведь ток перезаряда емкости затвора, проходя через $R_И$, вызывает бросок напряжения в измерительной цепи, экспоненциально спадающий со временем.



ВНИМАНИЕ.

Соответствующие расчеты элементарны, но упускать их из виду нельзя.

НЕЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ

*Это самый насыщенный **ШАГ** книги. Рассматриваются схемы, традиционно относящиеся к нелинейным: детекторы, перемножители, ограничители, автогенераторы. Считается, что расчет подобных схем труден, и потому им обычно пренебрегают. Расчет нужен, и в то же время в нем нет ничего сложного!*

Детально показано, от чего зависит качество работы перемножителей, какими приемами обеспечить стабильность частоты генераторов, как правильно строить кварцевые автогенераторы. Разобраны забавные ошибки радиолюбителей.

Продвинутый читатель узнает много неожиданного про обычный амплитудный детектор, познакомится со странными свойствами амплитудного ограничителя, с удивительным «детектором тока», с необычными схемами смесителей.

6.1. Амплитудное детектирование

Диодный детектор

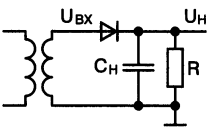


Рис. 6.1. *Простейший диодный детектор совсем не так прост*

Как это ни странно, встречаются самые различные взгляды на старейшую из полупроводниковых схем, известную со времен зарождения радио (**рис. 6.1**). Кто-то даже всерьез берется за сложные построения на вольтамперной кривой диода или транзистора.

Радиолюбитель: *А мне, наоборот, кажется, что в такой элементарной схеме вообще нет предмета для расчетов.*

Ошибочно и то, и другое. А опыт доказывает: пренебрежение расчетами проявляется в виде неудовлетворительной работы заимствованного из книжки «типового каскада».

Исходят из простых соотношений, справедливых, когда входной сигнал составляет не менее десятых долей вольта, а сопротивление нагрузки — килоомы. В этих условиях допустимо представление германиевого диода как идеального вентиля; такая модель («линейного» детектирования) сразу же дает для постоянной составляющей выходного напряжения:

$$U_H \approx u_{BX}, \tag{6.1}$$

где u_{BX} — амплитуда напряжения несущей на входе детектора.

Амплитуда низкочастотного напряжения на выходе:

$$u_{ВЫХ} = mU_H. \tag{6.2}$$

m — **коэффициент модуляции** амплитудно-модулированного (АМ) сигнала.

Хитрости смещенного диода

Практика радиолюбителей показывает, что работа детектора с небольшим начальным током, пропущенным через диод, вроде бы слегка улучшается.

Радиолюбитель: *В книгах пишут, что происходит смещение в «точку максимальной чувствительности».*

В действительности — все дело в слишком большом сопротивлении диодного вентиля при малых входных сигналах. Оно и уменьшает в обычной схеме эффект детектирования (по сравнению с упрощенной моделью). Особенно характерно это для кремниевых диодов: они при $u_{ВХ} < 0{,}5$ *В* вообще практически закрыты.

Радиолюбитель: *Я понял: пропускание начального тока (**рис. 6.2**) выводит вентиль на участок с меньшим сопротивлением.*

Да, но... для появления эффекта детектирования на выходе требуется, чтобы источник сигнала обеспечил постоянную составляющую выпрямленного тока, не меньшую, чем значение смещающего тока (например, 25 *мкА* в схеме на **рис. 6.2**).

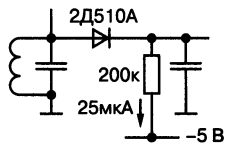


Рис. 6.2. *Смещающий ток улучшает детектирование, но снижает входное сопротивление*

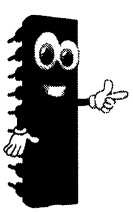
Радиолюбитель: *Для чего?*

А иначе диод будет всегда открытым!

При напряжении сигнала, допустим, 0,5 *В* это соответствует входному сопротивлению: $U_{Н} / 2I_{СМ} \approx 10$ *кОм*.

Радиолюбитель: *А как убедиться, что это будет обеспечено?*

Несложно: пренебрегая сопротивлением открытого диода, поделите входное напряжение на сумму импедансов источника сигнала и нагрузки детектора. Если полученная амплитуда тока несущей значительно превышает величину смещающего тока, детектор работать будет. Если нет, то диод останется, увы, постоянно открытым.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Итак, детекторы со смещающим током требуют низкоомных источников сигнала! В то же время принудительное увеличение постоянной составляющей тока способствует снижению искажений, о чем будет далее.

Параллельный детектор

Присоединим «нижний» вывод резистора нагрузки к ВЧ входу, как на **рис. 6.3, *а***. Ни для постоянной составляющей тока, ни для модулирующего колебания, по сути дела, ничего не изменилось. Перевернув

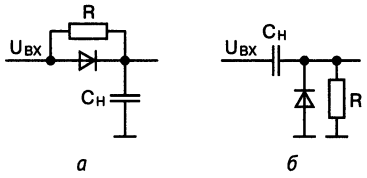


Рис. 6.3. *Переброс резистора нагрузки (а) превращает детектор в «параллельный» (б)*

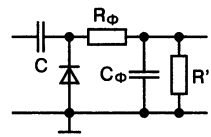


Рис. 6.4. *Фильтрующая ячейка препятствует прохождению ВЧ сигнала на выход*

теперь схему (**рис. 6.3, *б***), получим известный по книгам так называемый **параллельный детектор**.

Отличием этой конфигурации от ранее рассмотренной версии является также присутствие на ее выходе, помимо низкочастотного напряжения, еще и полного входного сигнала. Поэтому в практической схеме (**рис. 6.4**) предусмотрена дополнительная фильтрующая ячейка $R_Ф C_Ф$ для снятия нежелательной ВЧ составляющей.

К параллельному детектору обращаются в тех случаях, когда схема диктует необходимость непременно емкостной связи с источником сигнала.

Детектор «с удвоением»

Эта схема (**рис. 6.5**) часто попадается в описаниях радиолюбительских приемников.

Радиолюбитель: *Пишут, что она обеспечивает вдвое большее продетектированное напряжение, чем традиционный детектор.*

И резон в этом, кажется, есть, не правда ли? На диоде *VD1* мы имеем выпрямленное напряжение с наложенным на него входным сигналом; произведя повторное детектирование, получаем на выходе удвоенный эффект.

Радиолюбитель: *Знаете, и сама конфигурация, в отличие от простого параллельного детектора, выглядит более «завершенной», что ли...*

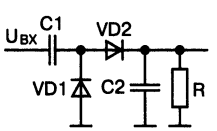


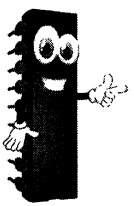
Рис. 6.5. *Детектор «с удвоением» — удваивает далеко не всегда*

Механизм работы подобных схем хорошо изучен. Здесь *C1* на отрицательном пике заряжается до амплитуды входного сигнала, а на положительном — открывается *VD2* и заряд перераспределяется между последовательно соединенными *C1* и *C2*. Через несколько периодов ВЧ сигнала будет достигнуто относительное «удвоение»: *C2* оказывается заряженным

примерно до двойной амплитуды. Так работают цепочечные высоковольтные выпрямители, нередко состоящие из многих звеньев.

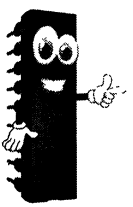
Радиолюбитель: *Значит, удвоение действительно возможно?*

Да, но только при ряде условий.



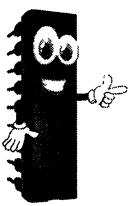
УСЛОВИЕ 1.

Выходное сопротивление источника сигнала должно быть низким — на два порядка меньше R.



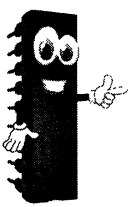
УСЛОВИЕ 2.

Отношение частот — несущей и модулирующей — должно быть, по меньшей мере, 50-кратным, иначе неизбежны искажения.



УСЛОВИЕ 3.

Уровень входного сигнала должен быть не ниже одного вольта, иначе добавление второго диода не усилит, а наоборот, ослабит эффект.



СОВЕТ.

А самым умным решением будет — вообще избегать применения таких экзотических (и абсолютно ненужных) схем.

Эмиттерный детектор

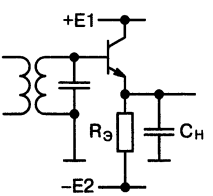


Рис. 6.6. *Эмиттерный детектор имеет высокое входное сопротивление*

Данная схема позволяет логично снять проблемы с искажениями в диодном детекторе (о которых будет чуть ниже). К тому же, это хороший вариант для детектора в составе интегральной схемы.

Впрочем, в схеме **рис. 6.6** нетрудно опознать детектор со смещающим током, отличие состоит лишь в том, что входной ток здесь в $h_{21э}$ раз

уменьшен. Появляется возможность избавиться от недостатка диодной схемы — низкого входного сопротивления.

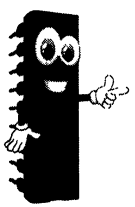
«Линейный» и «квадратичный» детекторы

Рассмотренные нами выше схемы детектирования имеют одну общую особенность: напряжение на открытом нелинейном элементе представляет собой только разность между огибающей АМ колебания и величиной выходного напряжения (тот же **сигнал ошибки**, аналогично усилительным схемам с обратной связью). Поэтому детекторы такого вида обеспечивают малые искажения, причем форма характеристики нелинейного элемента совершенно не важна!

Радиолюбитель: *Я читал, что любой детектор является линейным для «сильных» сигналов. Потому что для таких сигналов характеристика детектирующего элемента аппроксимируется кусочно-линейной, состоящей из двух прямых.*

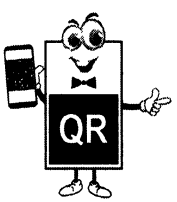
Это неверно. Ни при каких условиях экспоненциальная характеристика полупроводникового перехода не эквивалентна составленной из двух прямых.

Возможны конфигурации, в которых происходит нелинейное преобразование сигнала в соответствии с формой характеристики прямой передачи транзистора, при этом отсутствует отрицательная обратная связь. Это их свойство используется для построения детекторов со специальным функциональным преобразованием, например, в измерителях эффективных или логарифмических значений.



ВНИМАНИЕ.

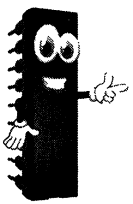
Для линейной демодуляции такие схемы непригодны: ни при каких самых «сильных» сигналах они не обеспечивают линейного детектирования.



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Амплитудный детектор»**.*
*Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

6.2. Анализ: мнимо-простой диодный детектор

Искажения в детекторе



ВНИМАНИЕ.

Обратите внимание: низкочастотный ток, проходящий через резистор нагрузки, протекает также и через нелинейный элемент — диод.

Радиолюбитель: *Разве? Я о таком не задумывался...*

А ведь это может явиться причиной искажений продетектированного сигнала.

В полном соответствии с фундаментальным правилом (4.6), как и для любой схемы, где есть элемент с односторонней проводимостью, нежелательное закрывание диода на пиках огибающей будет возникать, если не выполнено условие:

$$I > i, \tag{6.3}$$

где I — постоянная составляющая тока через диод, а i — амплитуда низкочастотного тока.

В детекторе на диоде оба эти тока создаются только входным высокочастотным сигналом. Взгляните на **рис. 6.7**. Пусть на нагрузке детектора *R1* имеется постоянная составляющая продетектированного напряжения U_H и переменная mU_H, тогда очевидно:

$$I = \frac{U_H}{R1}. \tag{6.4}$$

Если потенциометр *R1* выведен до предела (движок — в крайнем нижнем по схеме положении), то:

$$i = \frac{mU_H}{R1}. \tag{6.5}$$

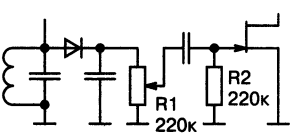


Рис. 6.7. *Искажения возникают из-за различия нагрузок для постоянной и переменной составляющих*

Условие отсутствия искажений (6.3) выполняется автоматически: ведь всегда $m < 1$.

Если теперь движок потенциометра перемещен в положение, соответствующее максимуму усиления, то нагрузка детектора для напряжения низкой частоты будет состоять уже из параллельно соединенных *R1* и *R2*, и:

$$i = mU_H\left(\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}\right).$$

Получается, что при $m > R2/(R1+R2)$ (в рассматриваемой схеме — при $m > 0{,}5$) нарушается условие неискаженного детектирования (6.3).

Чтобы уравнять нагрузки для постоянного и переменного напряжений, можно попытаться увеличить *R2*: так при *R2* = 1 *МОм* искажения будут отсутствовать даже при 80-процентной модуляции.

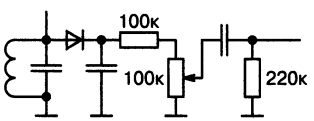
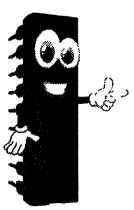


Рис. 6.8. *Проиграли в усилении — зато устранили искажения*

Другой способ пояснен на **рис. 6.8**: нетрудно подсчитать, что сопротивления нагрузки детектора для постоянного и переменного напряжений различаются здесь (когда регулятор установлен на максимум) всего на 16%, т. е. до $m < 0{,}84$ искажения отсутствуют.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Правда, и выходной сигнал снижен вдвое, но с этим можно примириться.

Полоса модулирующих частот

Дополнительные искажения в детекторе могут возникать для наивысших частот модулирующего напряжения, когда заметная доля тока выделенного сигнала будет протекать через емкость нагрузки. Амплитуда общего тока составит, с учетом этой емкости:

$$i = mU_H\sqrt{1/R^2+(2\pi FC_H)^2}. \qquad (6.6)$$

Оказывается, при $m \approx 1$ условие (6.3) опять нарушается: ток по (6.6) с ростом *F* превысит (6.4). В то же время слишком уменьшить C_H нельзя (во всяком случае, она должна быть на порядок больше емкости диода).

Путаница с «входным сопротивлением»

Радиолюбитель: *Почему путаница, ведь для последовательного детектора в любой книжке дается формула: RBX = 0,5R?*

С входным сопротивлением нелинейных схем дело обстоит непросто. Понятно ли вам, что, скажем, при гармоническом напряжении входной ток детектора является резко несинусоидальным?

Радиолюбитель: *Вообще-то да...*

В этих условиях, если уж вести речь о входном сопротивлении, следует прежде оговорить, какой смысл будет придаваться этому понятию.

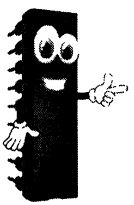
Допустим, источник сигнала имеет внутреннее сопротивление $R_И$. Следует ожидать (а так оно и есть), что выпрямленное напряжение $U_Н$ будет (даже при «идеальном» диоде) теперь заметно меньше амплитуды ЭДС сигнала $e_{ВХ}$, и тем меньше, чем больше $R_И$. Этот факт можно приписать влиянию «входного сопротивления» детектора $R_{ВХ}$, снижающему напряжение пропорционально $R_{ВХ} / (R_И + R_{ВХ})$.

Анализ приведет, правда, к трансцендентному уравнению.

Радиолюбитель: *Неужели его придется решать?*

Не стоит. И не решая, можно сделать четкий вывод:

- искомая величина входного сопротивления не является постоянной;
- с увеличением $R_И$ эффект детектирования снижается медленнее, чем можно было бы ожидать.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Заметим, однако, что здесь $R_{ВХ}$ получается принципиально во много раз меньше, чем 0,5R (особенно при малых сопротивлениях источника сигнала).

Радиолюбитель: *И как же его рассчитывать?*

При низкоомном источнике расчет «входного сопротивления» вообще теряет смысл, так как в большинстве случаев оказывается верным простое соотношение, уточняющее (6.1):

$$U_Н = (0{,}8...0{,}9)u_{ВХ}.$$

Другое дело, если детектор подключен к колебательному контуру. Здесь нас интересует снижение его добротности, связанное с **отбором энергии**. Потребуется по-иному определить входное сопротивление детектора:

$$R_{ВХ} = \frac{u_{ВХ}^2}{2P},$$

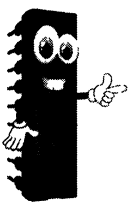
где P — мощность, отбираемая детектором из контура.

Из условия баланса мощностей, учитывая, что:

$$P = U_H^2 / R,$$

и принимая $U_H = u_{ВХ}$, получаем знакомое:

$$R_{ВХ} = 0{,}5R. \qquad (6.7)$$



СОВЕТ.

Эту величину следует учитывать при расчете затухания, вносимого детектором в резонансную систему, но и только!

Кстати, в схеме параллельного детектора резистор R дополнительно подгружает ВЧ вход. Соответственно снижается входное сопротивление для резонансных цепей:

$$R_{ВХ} = \frac{0{,}5R \cdot R}{0{,}5R + R} = R/3. \qquad (6.8)$$

«Обратное сопротивление»

Радиолюбитель: *Есть идея: если стремиться к наибольшему входному сопротивлению, можно вообще отказаться от резистора нагрузки (или взять его очень большой величины). Роль нагрузки станет играть обратное сопротивление диода RОБР, а для детектора будет получено* $R_{ВХ} = 0{,}5R_{ОБР}$ ***(рис. 6.9)***.

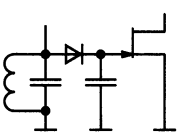
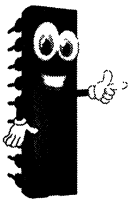


Рис. 6.9. *Высокое входное сопротивление? Только при сильном сигнале*

Вот типичный пример того, как неприемлемая модель повлекла ошибочный вывод.



ВНИМАНИЕ.

Такого параметра перехода, как «обратное сопротивление», не существует!

Радиолюбитель: *Как же так? Во всех книжках...*

Впрочем, как и «прямого». Обратный ток I_0 почти не зависят от напряжения.

Легко подсчитать (из условия баланса мощностей): входное сопротивление детектора не может быть больше $U_H / 2I_0$. Так при использовании диода 1Д402А ($I_0 \leqslant 50$ *мкА*) и амплитуде колебаний на входе, равной 1 *В*, $R_{ВХ}$ будет составлять, возможно, лишь 10 *кОм*... Итак, уточненная модель диода дала второе слагаемое к входной проводимости детектора.

Чувствительность детектора

Взглянем на схему эмиттерного детектора (**рис. 6.10, *а***), как на эмиттерный повторитель с емкостной нагрузкой (рассмотренный ранее в **ШАГЕ 4**).

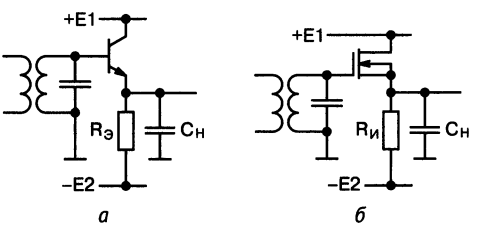


Рис. 6.10. *Чувствительность не зависит от тока (а); возрастает с уменьшением тока (б)*

Но, в отличие от повторителя, ток покоя в детекторе всегда должен быть выбран «неправильно», чтобы не позволять емкости разряжаться в промежутке между двумя положительными полуволнами колебаний несущей:

$$I_э << i'_э, \qquad (6.9)$$

Здесь $i'_э$ — амплитуда тока несущей частоты f в эмиттере для модели транзистора, не учитывающей отсечку колебаний.

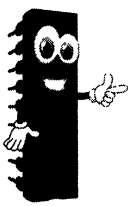
Анализ выявляет здесь **два возможных варианта**.

Вариант 1. Фильтрующий конденсатор C_H имеет достаточно большую емкость, чтобы выполнялось:

$$2\pi f C_H << S,$$

где S — крутизна прямой передачи транзистора в рабочей точке.

Практически это достижимо, если несущая и модулирующая частоты различаются на порядки.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Этот режим эмиттерного детектора наиболее выгоден в отношении чувствительности – она соответствует чувствительности диодного детектора.

В данном случае эмиттерный повторитель нагружен (для несущей частоты) на сопротивление, значительно меньшее его выходного сопротивления, равного $1/S$. Следовательно, гипотетическую величину $i'_Э$, соответствующую линейному режиму работы, записать просто:

$$i'_Э = Su_{ВХ},$$

как в любом каскаде, где эмиттерный резистор заблокирован конденсатором большой емкости.

Теперь получаем условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$I_Э << Su_{ВХ}, \text{ т. е. } u_{ВХ} >> I_Э / S. \qquad (6.10)$$

Отношение $I_Э / S$ составляет для биполярных транзисторов, как известно, 25 *мВ*. Отсюда и получается оценка предельной чувствительности детектора к входному сигналу. При меньших амплитудах детектирование тоже возможно, но выходной эффект резко падает (**квадратичное** детектирование).

Вариант 2. Емкость фильтрующего конденсатора сравнительно невелика:

$$2\pi f C_H > S.$$

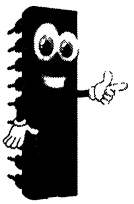
В этом случае условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$I_Э << 2\pi f C_H u_{ВХ}, \text{ т. е. } u_{ВХ} >> I_Э / 2\pi f C_H. \qquad (6.11)$$

Чувствительность детектора теперь оказывается явно ниже. Повысить ее сможет снижение тока, уменьшающее крутизну: мы возвращаемся тогда к **варианту 1**. Именно это (а не необходимость

«режима, близкого к отсечке по характеристике транзистора», как часто считают) вынуждает уменьшать эмиттерный ток детектора.

Дальнейший расчет схемы сводится к обеспечению отсутствия искажений модулирующей частоты на отрицательных полуволнах огибающей сигнала при известной амплитуде выходного напряжения $u_{ВЫХ}$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Такой расчет (для эмиттерного повторителя, нагруженного на емкость – см. ***ШАГ 4****) мы проводить умеем, и, разумеется, его надо вести для наивысшей из частот модуляции* F_B.

На этой частоте амплитуда эмиттерного тока (а он, как и ранее, состоит из трех составляющих: через $R_Э$, через C_H и через внешнюю нагрузку R_H, подключенную через разделительный конденсатор) получается равной:

$$i_э = mu_{ВХ}\sqrt{\left(\frac{1}{R_Э}+\frac{1}{R_H}\right)^2+(2\pi F_B C_H)^2}. \qquad (6.12)$$

Условие отсутствия отсечки на нижней полуволне модулирующего напряжения, по-прежнему:

$$I_э > i_э.$$

Здесь это условие легко выполнить.

Кстати, входное сопротивление схемы, равное $u_{ВХ}\,|h_{21э}|/2I_э$, напрямую зависит от тока транзистора.

Истоковый детектор

Данная схема (**рис. 6.10, *б***) ценна практически бесконечным входным сопротивлением. Выполнение условия эффективного детектирования $u_{ВХ} >> I_И / S$ прямо зависит здесь от величины тока. Например, для детектора с транзистором 2П305А при токе 5 *мА* (когда S ⩾ 6 *мА/В*) требуется амплитуда сигнала на входе, по крайней мере, 3—5 вольт. Однако при снижении тока до 50 *мкА* минимальное значение крутизны составит уже $6\cdot\sqrt{0{,}05/5} = 0{,}6\,мА/В$, отношение $I_И / S$ получается при этом равным 80 *мВ*. И опять с уменьшением тока всплывет прежняя проблема искажений, вызванных нагрузкой.

6.3. Перемножение колебаний

Перемножители и смесители

Аналоговые перемножители находят применение как в технике функционального преобразования сигналов, так и при преобразовании их спектров. Модуляторы, демодуляторы, смесители, умножители частоты — все эти распространенные узлы фактически имеют в основе схемы перемножения.

Далеко не всегда требуется полноценное (так называемое **четырехквадрантное**) перемножение двух входных сигналов. Скажем, для радиочастотного смесителя нередко бывает достаточно, чтобы на выходе хотя бы присутствовала составляющая, образованная перемножением сигналов (пусть и наряду с другими). Именно со схем такого рода, как более простых, мы и начнем.

Радиолюбитель: *В смесителе — выделение нужных продуктов преобразования гарантировано избирательными системами (фильтром промежуточной частоты в радиоприемнике). Поэтому, я думаю, смесителем может послужить любой нелинейный элемент.*

Схемы, действительно, получаются работоспособными, а до оптимизации руки доходят далеко не всегда.

Радиолюбитель: *Просто страшат расчеты: они очень сложны.*

Наша задача показать, что это не так.

Упрощая задачу, один из перемножаемых сигналов будем считать заведомо «слабым», тракт передачи для него — линейным. Таким образом, в аналоговых смесителях вспомогательные колебания большого уровня (колебания **гетеродина**) управляют передаточными характеристиками тракта для сигнала. Задача аналогична электрической регулировке усиления! Поэтому здесь вы и обнаружите многие знакомые по **ШАГУ 4** решения.

Крутизна преобразования

Принцип работы распространенных смесителей состоит в управлении крутизной усилительной схемы (непременно без ООС) колебанием гетеродина. Для случаев, когда допущение линейности для сигнала в

известной мере соблюдается, вводится принятый в радиотехнике параметр — **крутизна преобразования**:

$$i_{ВЫХ} = S_П u_{ВХ}, \quad (6.13)$$

где $u_{ВХ}$ — амплитуда сигнала, $i_{ВЫХ}$ — амплитуда тока рабочей гармоники преобразованных колебаний (например, промежуточной частоты).

В общем случае можно ввести коэффициент преобразования:

$$u_{ВЫХ} = K_П u_{ВХ}. \quad (6.14)$$

Амплитуда колебаний гетеродина

Очевидно, что «крутизна преобразования» подразумевает для данной схемы известную амплитуду колебаний гетеродина.

Радиолюбитель: *Наверно, есть смысл говорить об оптимальной ее величине?*

Да, и такой оптимум действительно существует. Кажется логичным и подтверждается анализом: если амплитуда колебаний гетеродина такова, что на их пике усилительная структура доводится до запирания ($S_{min} = 0$), то будет получена крутизна преобразования, близкая к предельно достижимой.

Радиолюбитель: *Это ясно интуитивно.*

Закон управления

Поскольку желательно, чтобы функцию смесителя выполняла действительно перемножительная схема, постольку требуют, чтобы параметр прямой передачи менялся во времени по синусоидальному закону. А это значит, что связь между, скажем, гармонически изменяющимся напряжением гетеродина и крутизной управляемого усилителя должна быть линейной!

В этом случае через нагрузку, кроме токов промежуточной частоты, будут протекать лишь токи с частотами сигнала, гетеродина и второй гармоники последнего.

Радиолюбитель: *А если это условие не соблюдается?*

Тогда получают смеситель, хотя и функционирующий в принципе, но содержащий в выходном токе продукты взаимодействия сигнала с многими

гармониками гетеродина. А это осложняет вопросы частотной селекции, да, кроме того, и не дает возможности достичь потенциальной величины $S_П$.

Радиолюбитель: *Кстати, а какова эта величина?*

Ее значение давным-давно вычислено:

$$S_П = 0{,}25S_{max}, \qquad (6.15)$$

где S_{max} — наивысшее значение крутизны на пике колебаний гетеродина.

Сложение колебаний

Представляет интерес случай, когда в каскаде применяют полевой прибор, между затвором и истоком которого действует сумма колебаний сигнала и гетеродина. Практически удобнее один сигнал подавать на затвор, другой на исток, как на **рис. 6.11, *а***.

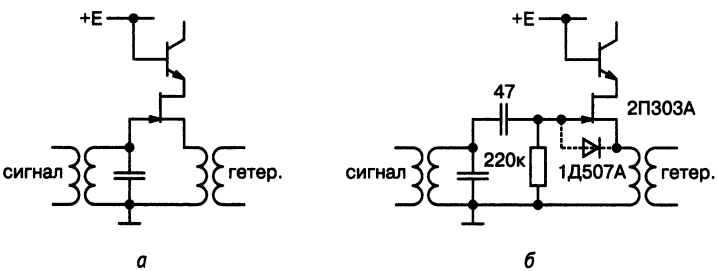


Рис. 6.11. *Колебания гетеродина управляют крутизной (а); RC цепь обеспечивает правильный режим смесителя (б)*

У полевого транзистора зависимость $S(U_{ЗИ})$ — линейная. Значит, при синусоидальном напряжении гетеродина требуемый закон управления как раз обеспечен. Впрочем, для прибора с управляющим переходом схема построена все же неверно. Отраженная на **рис. 6.11, *б*** доработка приведет к тому, что напряжение между затвором и истоком будет действовать (при отсутствии сигнала) так, как показывает **рис. 6.12**. Заряд конденсатора приоткрывающимся переходом затвор-исток создает автоматическое смещение среднего уровня $U_З \approx u_Г$ в направлении «минуса». В итоге, как это и требуется, отрицательный пик колебаний $U_Г(t)$ закрывает транзистор ($S_{min} = 0$), положительный — соответствует максимальной крутизне (S_{max}). Из графика (**рис. 6.12**) понятно, что оптимальная амплитуда напряжения гетеродина:

$$u_Г = 0{,}5(U_{ОТС} + 0{,}5\ В),$$

считая, что положительное напряжение отпирания управляющего перехода составляет 0,5 *В*. Добавив германиевый диод (обозначено пунктиром на **рис. 6.11, *б***), мы уменьшим заход в положительную область $U_{ЗИ}$ до 0,1—0,2 *В*.

Если все выполнено правильно, тогда, разумеется, в соответствии с (6.15):

$$S_П = 0{,}25S,$$

где S — крутизна транзистора при $U_{ЗИ} = 0$, гарантируемая паспортными данными и соответствующая здесь S_{max}.

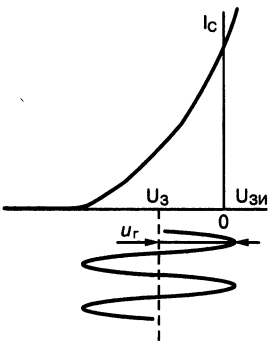


***Рис. 6.12.** Автоматическое смещение создается детектированием на переходе*

Радиолюбитель: *Но откуда взять для расчета напряжение отсечки UOTC? В справочниках оно если и дается, то с огромным разбросом...*

Это так. В то же время при отклонении амплитуды колебаний гетеродина от оптимума в любую сторону крутизна преобразования снижается. Кроме того, захождение в область отсечки тока вызовет нежелательное преобразование на гармониках гетеродина.

Радиолюбитель: *И как быть?*

Возможно, что разработчик предусмотрит индивидуальную регулировку величины $u_Г$.

Пусть решено применить в смесителе транзистор структуры МОП. О смещении, конечно, заботиться теперь излишне. Задав паспортное значение тока покоя каскада, при котором гарантирована крутизна S, мы в оптимальном случае будем иметь: $S_{max} = 2S$, а отсюда рассчитываем величину $S_П$. Однако уровень амплитуды $u_Г$, доводящий каскад до запирания, расчету и здесь не поддается.

Увы, аналогичный смеситель со сложением колебаний на биполярном транзисторе далеко не удовлетворяет строгим требованиям: зависимость $S(U_{БЭ})$ здесь не линейная, а экспоненциальная.

Каскад с развязкой

Простые смесители обладают **недостатком**: взаимовлиянием между цепями сигнала, гетеродина и промежуточной частоты через междуэлектродные емкости. На **рис. 6.13** проходные емкости исключены методами, известными по **ШАГУ 3**.

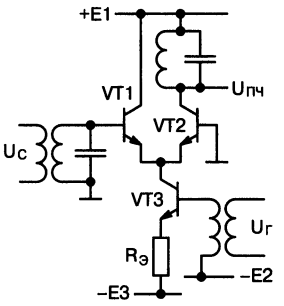


Рис. 6.13. *Трехтранзисторная схема изолирует сигналы трех частот*

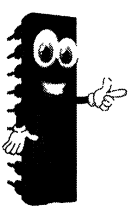
Это — дифференциальный каскад, в котором гетеродин управляет током (а, значит, и **крутизной**) транзисторной пары *VT1*, *VT2*. Входной сигнал на базе *VT1* действует относительно базы *VT2*.

Оптимальная амплитуда гетеродина на базе *VT3* относительно нижнего вывода $R_Э$, как и прежде, должна в крайней точке отрицательной полуволны доводить смесительные транзисторы до закрывания. То есть, должна составлять:

$$u_Г \approx |E3 - E2|.$$

Рассчитаем S_{max} — крутизну прямой передачи дифференциального каскада на положительном пике колебаний гетеродина. В эти моменты ток *VT3* будет возрастать вдвое по сравнению с током покоя ($I_{К3}$). Остается учесть, что ток каждого из транзисторов *VT1*, *VT2* будет наполовину меньше, чем у *VT3*, и что при включении по дифференциальной схеме крутизна снижается вдвое, чтобы получить окончательно:

$$S_{max} = 20 I_{К3}.$$



ПРИМЕЧАНИЕ.

Отметим, что требуемый закон изменения крутизны в структуре ***рис. 6.13*** *обеспечивается: преобразователь напряжения в ток дает линейную связь между напряжением на базе VT3 и током дифференциального каскада, следовательно, и его крутизной. А значит, оценка величины $S_П$ по формуле (6.15) будет правильной.*

Радиолюбитель: *Мне кажется, в смеситель по* ***рис. 6.13*** *можно внести ряд усовершенствований. Скажем, применить полевые транзисторы на месте VT1, VT2, это даст высокое входное сопротивление для сигнала.*

Вы не приняли во внимание, что у полевых приборов крутизна вовсе не пропорциональна току. При синусоидальном напряжении гетеродина она будет изменяться несинусоидально.

Радиолюбитель: *Значит, не годится...*

Почему же? Использование в качестве *VT3* также полевого транзистора (обязательно без истокового резистора!) исправит недостаток

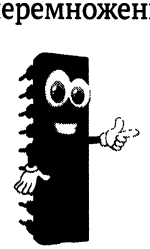
(подумайте, почему) и даст возможность получить предельно достижимую крутизну преобразования.

Радиолюбитель: *А кстати, не лучше бы на* ***рис. 6.13*** *зашунтировать конденсатором резистор RЭ, чтобы повысить чувствительность по входу гетеродина?*

Это будет ошибкой того же свойства: в соответствии с характеристикой прямой передачи *VT3* связь крутизны с напряжением на базе превратится из линейной в экспоненциальную.

Радиолюбитель: *Вообще-то, раз перед нами перемножитель, входы сигнала и гетеродина должны быть эквивалентны, их можно менять местами?*

Нежелательно. При подаче колебаний гетеродина на вход дифференциального каскада эти колебания будут управлять распределением тока *VT3* между плечами. Можно убедиться, что линейность связи токораспределения с мгновенной величиной напряжения не соблюдается ни для биполярных, ни для полевых транзисторов; хорошего аналогового перемножения добиться нельзя.



СОВЕТ.

В качестве упражнения попытайтесь все же получить токораспределение, близкое к синусоидально изменяющемуся, используя идею «токового зеркала».

Тем не менее, смеситель на токораспределении имеет право на жизнь, и мы вернемся к нему позже.

Страховка от неточности

Оценивая оптимальное значение амплитуды колебаний гетеродина, мы, разумеется, допускаем известную погрешность, к которой добавится в схеме и ошибка установки заданной величины $u_Г$. Не очень страшен заниженный уровень возбуждения перемножителя. Опаснее перевозбуждение, при котором схема в течение конечной доли периода закрыта. Следствием будет высокий уровень нежелательных продуктов преобразования.

Лучше при выборе $u_Г$ намеренно ее занизить. Конечно, значение крутизны преобразования $S_П$ уменьшится пропорционально снижению амплитуды гетеродина. Для такого решения есть и еще одно соображение.

«Сильный» сигнал

Мы принимали амплитуду сигнала пренебрежимо малой, но это может быть совсем не так. Возможны нежелательные искажения полезного сигнала на минимумах тока каскада, приводящие, например, к паразитному детектированию. Выходит, что и с этой точки зрения опасно доводить схему колебанием гетеродина до запирания. Следует оставлять запас тока, чтобы выполнялось известное фундаментальное условие (4.6).

Балансный смеситель

Иногда вы, возможно, будете опасаться перегрузки выходного тракта просачивающимся колебанием гетеродина, для подавления которого селективные свойства контура на выходе преобразователя недостаточны. В различных радиосистемах применяются балансные модуляторы, для них также требуется отсутствие на выходе одного из перемножаемых сигналов.

Симметричное включение нагрузки в коллекторы обоих транзисторов дифференциальной пары позволяет добиться компенсации противоположно направленных токов, пульсирующих с частотой гетеродина. Эта идея приводит нас к «двухквадрантной» схеме.

Ключевые смесители

Это важный класс перемножительных схем, в которых колебание гетеродина закрывает или открывает канальный тракт, что эквивалентно умножению на «прямоугольное» колебание. Недостатки очевидны: наличие продуктов преобразования сигнала на гармониках частоты гетеродина. Не всегда это так уж опасно. Зато ключевые смесители имеют серьезные преимущества.

Преимущество 1. Амплитуда колебаний гетеродина не влияет на крутизну (коэффициент) преобразования, что обеспечивает отличную стабильность параметров сигнального тракта.

Преимущество 2. Значительно легче выделить постоянную составляющую при переносе спектра сигнала на «нулевую частоту». А это необходимо при построении фазовых детекторов систем автоподстройки, синхронных демодуляторов и тому подобных функци-

ональных узлов радиосистем. Удобно применять такие схемы и при построении модуляторов (например, балансно-модулированного и однополосного сигнала).

Преимущество 3. Такие смесители более приспособлены для работы с сигналами большого уровня: ведь здесь, в первом приближении, нелинейных элементов вообще нет.

Преимущество 4. В основном тракте практически нет управляющих сигналов (а значит, легче избавиться от просачивания колебания гетеродина). Чаще всего ключевые смесители выполняются как балансные, а это еще больше ослабляет влияние гетеродина.

Радиолюбитель: *Вероятно, вы дадите сейчас описание широко известного кольцевого смесителя на диодах?*

Опустим: его можно найти во многих книгах. Рассмотрим более интересные схемы. На **рис. 6.14, *а*** представлен, кажется, знакомый балансный каскад с развязкой?

Радиолюбитель: *Не совсем: у вас входы сигнала и гетеродина поменялись местами.*

Верно. И еще одно: уровень колебаний гетеродина настолько велик, что дифференциальная пара работает в режиме токового ключа. Это значит, что весь ток *VT3* протекает попеременно то через левое, то через правое плечо пары. Для этого вполне достаточно, чтобы размах колебаний, действующих между базами, был не менее 0,5 *В*.

Нетрудно показать, что удвоенный ток ПЧ в такой балансной схеме равен:

$$i_{ПЧ} \approx 0{,}6 i_C. \qquad (6.16)$$

Здесь i_C — амплитуда тока частоты сигнала в эмиттерах токового ключа.

На **рис. 6.14, *б*** изображен синхронный демодулятор с *LC* фильтром, выходными величинами являются постоянная составляющая тока и модулирующее колебание. Так же выглядит схема фазового демодулятора. Разбаланс дифференциальной пары по постоянному току, обусловленный входным сигналом, равен:

$$I_1 - I_2 = I_0 \approx 0{,}6 i_C$$

при условии, что колебания гетеродина и сигнала точно сфазированы.

Демодулированное дифференциальное напряжение на выходе фильтра НЧ равно:

$$U_H = I_0 \cdot 2R;\ u_{ВЫХ} = mU_H.$$

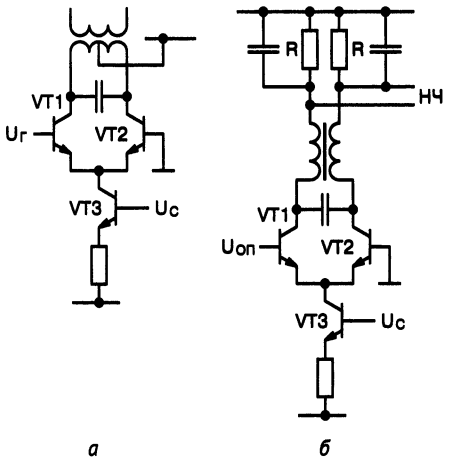


Рис. 6.14. *В ключевом токовом смесителе VT1 и VT2 поочередно закрыты (а); фазовый демодулятор позволяет выделить компоненту постоянного тока (б)*

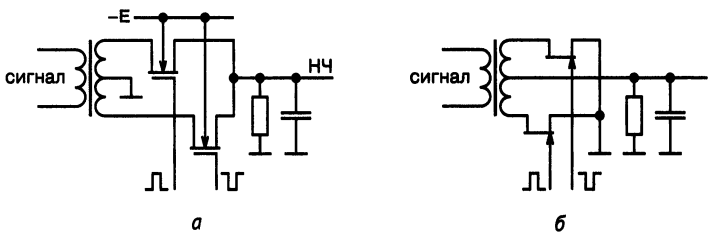
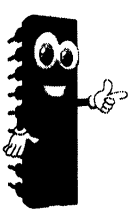


Рис. 6.15. *В ключевом смесителе полевые транзисторы переключаются противофазными управляющими импульсами (а, б – варианты схемы)*

Рис. 6.15 отражает другие схемы — на базе аналоговых ключей напряжения, в качестве которых применены различные полевые транзисторы. Постоянная составляющая выходного напряжения также составляет 0,6 от входной амплитуды — при точном фазировании. Для управления ключами на их затворы подаются прямоугольные колебания в противофазе.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Впрочем, они могут быть и синусоидальными, если их амплитуда велика: фактическое ограничение будет реализовано характеристиками транзисторов.

Если же амплитуда управляющих колебаний недостаточна — схема превратится в подобие обычного аналогового перемножителя.

6.4. Анализ. Амплитудное ограничение

Дифференциальный ограничитель

Без ограничителей амплитуды не обойтись при создании частотных демодуляторов, формирователей опорных колебаний. Построение трактов передачи с ограничителями позволяет получить специальную амплитудную характеристику полосового усилителя, например, логарифмическую.

Радиолюбитель: *А по-моему, любая линейная схема будет «обрезать» передаваемый сигнал, если его размах превысит определенный предел.*

Он называется **апертурой ограничения** ΔU_{max} (**рис. 6.16, *а***). Вы правы, но только в принципе.

На самом деле к ограничителю предъявляют особые требования:

- симметричная амплитудная характеристика,
- быстродействие, соответствующее рабочему диапазону частот (то есть, например, следует избегать применения насыщающихся транзисторов).

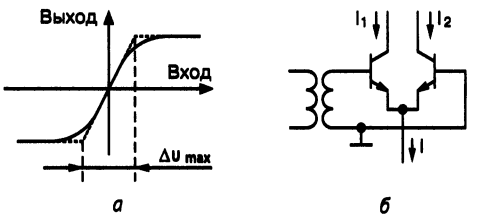


Рис. 6.16. *Амплитудная характеристика реального ограничителя сглажена (а); апертура дифференциального ограничителя не зависит от величины тока (б)*

Рассматривая ключевые смесители, мы уже отметили симметричный дифференциальный каскад как ограничитель амплитуды. Разберем подробнее эту **классическую схему** (**рис. 6.16, *б***), которая для малых сигналов является линейной. Ее свойства как ограничителя основаны на том, что, поскольку общий ток пары I фиксирован, ток каждого из транзисторов не может превысить I.

Апертура ограничения

Как оценить ее величину? Понятно, что амплитудная характеристика реальной схемы является не кусочно-линейной, а плавной (**рис. 6.16, *а***). Считая выходным сигналом разность токов коллекторов, входным — разность напряжений баз, ее можно получить в таком виде:

$$\Delta I = I \cdot \frac{e^{-a} - e^{a}}{e^{-a} + e^{a}}, \text{ где } a = \Delta u / 2\varphi_T.$$

Радиолюбитель: *Ну и формула!*

Да, от такого «наукообразного» подхода мало пользы. Формула сложна, но не это главная беда. Хуже, что она не дает внятного критерия границ апертуры.

Радиолюбитель: *Но я не вижу, как ее можно упростить.*

И не надо. Помните наш секретный прием? Будем интересоваться точкой сопряжения двух моделей: линейной (для малых сигналов) и предельно нелинейной (весь ток через одно из плеч).

Для линейного случая:

$$\Delta I_K = \frac{1}{2} S \Delta U = \frac{I}{4\varphi_T} \Delta U.$$

Здесь учтено, что крутизна сбалансированной дифференциальной схемы — это половина крутизны транзистора, и при этом ток в каждый транзистор — половина общего тока.

Для идеального ограничения:

$$\Delta I_{K\,max} = I.$$

Отсюда оценка апертуры между условными точками «излома» на **рис. 6.16, *а***:

$$\Delta U_{max} = 4\varphi_T = 100\ мВ \qquad (6.17)$$

(для «нормальной» температуры). Красиво, не так ли?

Парадокс входного сопротивления

Входное сопротивление дифференциальной схемы для слабых сигналов равно, как известно:

$$R_{ВХ} = 2h_{21Э} / S. \qquad (6.18)$$

Радиолюбитель: *Но ограничитель работает ведь в режиме «перегрузки». Не снизит ли это входное сопротивление схемы? А она, возможно, подключена к колебательному контуру...*

Что же, проведем проверку (не учитывая, для простоты, частотных зависимостей).

При перегрузке на входе дифференциального каскада — входной ток не может быть меньше нуля и больше, чем $I/h_{21э}$: когда амплитуда на входе значительно превышает половину апертуры, форма колебаний тока базы становится практически прямоугольной. Мощность, равная $u_{вх}I/h_{21э}$, потребляемая входом во время положительной полуволны, должна быть отнесена ко всему периоду (поделена на 2), а значит, условие баланса мощности примет вид:

$$\frac{u_{вх}^2}{2R_{вх}} = \frac{u_{вх}I}{2h_{21э}}.$$

Отсюда:

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}h_{21э}}{I}. \qquad (6.19)$$

Радиолюбитель: *Неужели сопротивление растет с ростом входной амплитуды?*

Да! Легко подсчитать, что выражения (6.18) и (6.19) (для малого и большого сигнала) дадут одинаковый результат при $u_{вх} = 2\varphi_T = 50$ *мВ*; это — оценка границы, разделяющей области применения моделей «малого сигнала» и «большого сигнала» по входному сопротивлению.

Радиолюбитель: *Что опять-таки соответствует апертуре 100 мВ. То же самое число!*

Теперь вы убедились, что оно не случайно.

Эти любопытные выводы пригодятся нам далее.

6.5. LC-генераторы

Баланс амплитуд

Радиолюбитель: *По-моему, вряд ли кто может пожаловаться, что созданный им автогенератор не заработал. Нужна ли здесь какая-то наука?*

Безусловно, нужна. Слепое копирование схем это не лучший путь.

Известно, что генератор — это, в сущности, усилитель, охваченный положительной обратной связью и содержащий **частотно-избирательную цепь** (колебательный контур).

Вы, конечно, помните условия самовозбуждения такого усилителя?

Радиолюбитель: *А то как же: баланс фаз (он как раз и достигается организацией положительной обратной связи) и баланс амплитуд. Второе подразумевает, кажется, что коэффициент передачи для схемы с разомкнутой обратной связью должен быть больше единицы.*

Это является условием самовозбуждения; но **баланс амплитуд** — совсем другое.

Не всегда понимают, что важнейшие показатели — стабильность генерируемой частоты, амплитуда и форма колебаний — определяется режимом установившихся колебаний. Именно тут и достигается баланс амплитуд в подлинном смысле.

Радиолюбитель: *То есть?*

Коэффициент передач по замкнутой петле уменьшается до единицы за счет действия факторов, ограничивающих размах колебаний.

Радиолюбитель: *Но такие факторы, мы говорили, есть в любой схеме...*

Да, однако, небезразлично, каким образом они действуют.

Насыщение транзистора

Вам встречалась схема генератора, использующая биполярный транзистор, подобная изображенной на **рис. 6.17, *а***. Подключите осциллограф к коллектору транзистора в собранном генераторе. И, если вам повезет (не произойдет срыва колебаний), вы будете наблюдать осциллограмму, как на **рис. 6.17, *б***.

Видно, что ограничение амплитуды связано с моментами насыщения транзистора: нарастание колебаний приводит к открыванию — на нижней полуволне при $U_К(t) < U_Б(t)$ — коллекторного перехода. На нем и происходит быстрое расходование остатков энергии, запасенной в индуктивности L, затем — частичный разряд по этой цепи емкости C. А когда разряд приведет к закрыванию перехода — вновь запускается колебательный процесс.

Увы, неопределенная длительность процессов, происходящих при открытом коллекторном переходе, отрицательно влияет на стабильность частоты.

Улучшения формы колебаний (а это и значит — повышения стабильности частоты!) можно достичь ослаблением положительной обратной связи.

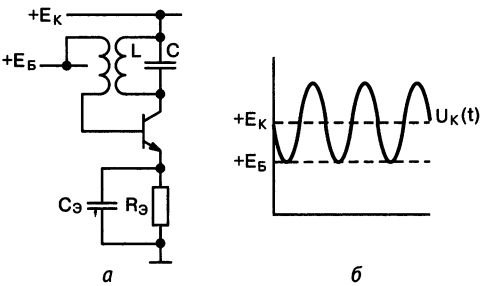


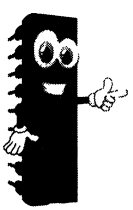
Рис. 6.17. *Генерируемая амплитуда ограничивается открыванием перехода (а), поэтому она фиксирована (б)*

Радиолюбитель: *В чем тут причина улучшения?*

В этом случае амплитуда каждой следующей волны колебаний нарастет относительно предыдущей ненамного, а значит, не так жестоко будет обрезаться открывающимся переходом.

Радиолюбитель: *Понятно.*

Хотя, слишком уменьшая обратную связь, мы рискуем довести дело до срыва генерации.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Схемы такого рода обладают очевидным достоинством: устойчивой и легко рассчитываемой амплитудой колебаний, равной примерно $|E_K - E_Б|$.

Когда предъявляются серьезные требования к стабильности частоты, предпочитают останавливаться на таких автогенераторах, в которых баланс амплитуд достигается с помощью автоматического смещения.

Автоматическое смещение

Транзистор совместно с конденсатором *C2* (**рис. 6.18, *а***) образуют знакомый **эмиттерный детектор**. Уровень пульсации на эмиттере остается примерно постоянным при нарастании амплитуды колебаний на контуре, а значит, в какой-то момент наступит баланс амплитуд (**рис. 6.18, *б***).

К сожалению, в этой схеме нелегко подобрать наилучшую связь с транзистором, т. е. коэффициент включения $n = C1/(C1+C2)$: при слиш-

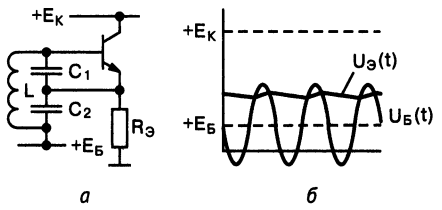


Рис. 6.18. *В генераторе с автоматическим смещением (а) постоянная составляющая напряжения эмиттера зависит от амплитуды (б)*

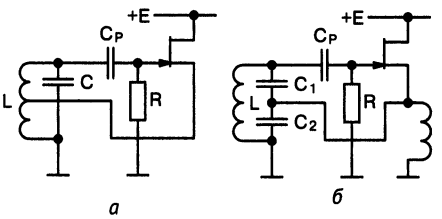


Рис. 6.19. *Генератор с автосмещением на затворе выполняют с автотрансформаторной (а) или емкостной связью (б)*

ком сильной связи установившееся значение амплитуды на базе может превысить $|E_K - E_Б|$, и, значит, неизбежно открывание коллекторного перехода: вернулись к предыдущей схеме... Уменьшение же связи, возможно, приведет к срыву колебаний.

Аналогичными свойствами обладает автогенератор на полевом транзисторе с управляющим переходом. Два варианта приведены на **рис. 6.19**.

Детектирование колебаний переходом затвор-исток вызывает появление на C_P запирающего напряжения смещения. Это приводит к тому, что по мере нарастания амплитуды на контуре гармоника тока транзистора на этой частоте не увеличивается, а даже падает (из-за возрастания $U_И$). На определенном уровне наступает баланс амплитуд.

К сожалению, ожидаемый эффект здесь тоже достигается лишь при весьма слабой обратной связи. А иначе амплитуда установившихся колебаний на контуре легко доходит до десятков вольт. При $u_И \approx E$ ее стабилизация снова происходит путем ограничения, а допустимое напряжение на затворе оказывается превышенным.

Ограничение в петле

Намного предпочтительнее схемы, в которых, с ростом размаха колебаний, начинается ограничение в тракте передачи, не сопровождающееся влиянием на добротность контура. Суть дела в том, чтобы баланс амплитуд устанавливался раньше насыщения входа или выхода усилителя. Последующие схемы относятся как раз к этой категории.

Снова дифференциальный ограничитель

Эту знакомую схему прямо можно использовать как автогенератор. Мы знаем, что апертура дифференциального ограничителя «по входу»

не зависит от тока. Но пределы выходного тока, безусловно, задаются режимом. На **рис. 6.20** размах колебаний тока I_{K0} не может быть больше величины I, задаваемой генератором тока; этим и достигается ограничение напряжения на контуре. Если ток I не превышает десятков-сотен микроампер, так, чтобы соблюдалось:

$$IR_P/2 < E, \qquad (6.20)$$

то транзистор *VT2* не окажется в насыщении, что и требовалось.

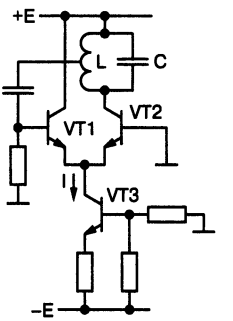


Рис. 6.20. *Генератор с питанием контура ограниченным током: ограничена и амплитуда колебаний*

Здесь удвоенная амплитуда генерируемых колебаний, приблизительно равная IR_P, поддается подсчету (резонансное сопротивление контура R_P с некоторой точностью обычно известно).

Удобно и то, что амплитуда практически не зависит от уровня обратной связи; неполное подключение базы *VT1* к контуру на **рис. 6.20** может иметь смысл только с целью сохранения добротности в момент самовозбуждения.

Легко выразить и условие самовозбуждения для такой схемы (транзисторы — биполярные):

$$IR'_P n > 0{,}1,$$

где ток — в миллиамперах, а сопротивление в килоомах.

Проверьте вывод самостоятельно! Величина R'_P должна учитывать затухание, вносимое сравнительно небольшим входным сопротивлением дифференциальной схемы. А в режиме установившихся колебаний, как мы знаем, входное сопротивление только возрастет!

Две цепи обратной связи

Высокую стабильность частоты обеспечивают генераторы с дифференциальной усилительной схемой, в которой избирательный контур включен в цепь не положительной, а отрицательной обратной связи, например, так, как на **рис. 6.21**. Положительная обратная связь сделана частотно-независимой; ее величина подбирается по минимальному уровню, обеспечивающему устойчивое возбуждение.

Радиолюбитель: *Неужели такое работает?*

Да. Больше того: при указанной настройке можно добиться высокой стабильности частоты колебаний, даже если добротность контурной

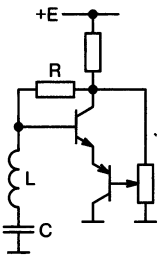


Рис. 6.21. *В мостовой схеме прямоугольное колебание снимается с коллектора транзистора*

катушки низка: **мостовая схема** дает эффект увеличения крутизны фазочастотной характеристики.

Радиолюбитель: *Но у вас не параллельный, а последовательный колебательный контур...*

Потому что его сопротивление на резонансной частоте минимально. Здесь-то и будет наибольшее усиление, достаточное для возбуждения колебаний.

Баланс амплитуд достигается, конечно, ограничением в усилителе, но (за счет необычного включения) ограничение это не влияет на контур.

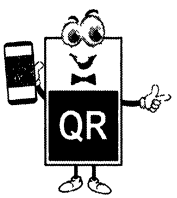
Условием возникновения генерации является здесь (если коэффициент передачи усилителя считать очень высоким) определенный разбаланс моста, образуемого четырьмя элементами:

$$k > \frac{r}{r + R'}$$

где k — коэффициент деления выходного напряжения, установленный потенциометром, R — сопротивление резистора, последовательного с LC-цепью, а r — сопротивление этой цепи при резонансе: $r = (\sqrt{L/C})/Q$.

Радиолюбитель: *Почему же я нигде не встречаю подобных схем?*

Наличие в сигнальных цепях резистивных элементов лимитирует область использования такого рода схем диапазоном частот до сотен килогерц. Другой недостаток: гармонический сигнал можно снять только с точки соединения L и C (в частности, на коллекторе имеется прямоугольное колебание).



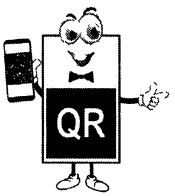
Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик ***«Как работает LC цепь. Резонанс»****. Для автоматического перехода к странице запустите Приложение* ***«Сканер QR и штрихкодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

6.6. Кварцевая стабилизация частоты

Кварцевый резонатор

Автогенераторы, стабилизированные **кварцевым резонатором**, находят широчайшее применение. Стабильность частоты связана с двумя факторами: высокой стабильностью эквивалентных электрических параметров резонатора ($L_{КВ}$ и $C_{КВ}$) и его высокой эквивалентной добротностью.

Пластина пьезокварца с подключенным к ней усилительным элементом может быть возбуждена на частоте последовательного или параллельного резонанса ее эквивалентной схемы.



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Что такое кварцевый резонатор»**. Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Параллельный резонанс

На этой частоте полное сопротивление резонатора (совместно с внешними реактивными элементами) очень велико; в цепь положительной обратной связи резонатор должен быть включен параллельно. Схемы генераторов получаются простыми (они повторяют привычные схемы с параллельными *LC*-контурами, см., например, **рис. 6.22**), легко получить синусоидальное колебание хорошей формы.

Недостаток: зависимость частоты от величины внешних реактивностей, обычно — емкости, действующей параллельно резонатору. Кварцевая пластина играет при этом роль индуктивности, а возбуждение происходит несколько в стороне от частоты механического резонанса. Все это, конечно, не вполне отвечает задаче стабилизации частоты.

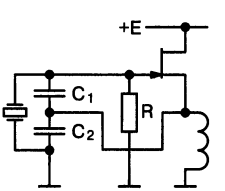


***Рис. 6.22.** Возбуждение на параллельном резонансе: кварц играет роль индуктивности*

Последовательный резонанс

Здесь полное сопротивление резонатора минимально, кварц должен быть включен в цепь положительной обратной связи последовательно. При правильном построении — генератор обеспечит высокую стабильность частоты: она соответствует здесь собственной частоте механического резонанса.

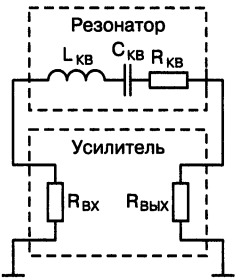


Рис. 6.23. *Возбуждение на последовательном резонансе: входное и выходное сопротивления снижают добротность кварца*

Радиолюбитель: *В чем состоит это ваше правильное построение?*

Посмотрите на **рис. 6.23**, который изображает эквивалентную схему резонатора совместно с входной и выходной цепями усилителя, не поворачивающего фазу колебаний. Сопротивления выхода и входа усилителя соединены последовательно с эквивалентным сопротивлением потерь кварца $R_{КВ}$.

Радиолюбитель: *Значит, они вносят добавочные потери? Уменьшают добротность?*

Ну, конечно. Стабильность генерируемой частоты снижается, что нежелательно. Как с этим поступить?

Радиолюбитель: *Догадываюсь: снижать входное и выходное сопротивление.*

Правильно.

Низкоомный вход и выход

В схеме на **рис. 6.24, *а*** резонатор включается между эмиттерами. Конечно, вместо колебательного контура вы можете использовать и резистивную нагрузку, проверив режимы транзисторов. Но лучше все-таки сохраните контур.

Во-первых, при этом схема сможет работать на значительно более высоких частотах.

Во-вторых, соответствующей настройкой контура вы можете добиться генерации на одной из **высших механических гармоник** кварцевой пластины.

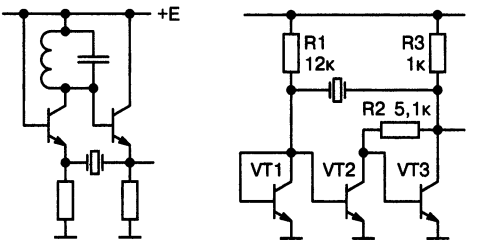


Рис. 6.24. *Низкоомные вход и выход обеспечивают высокую стабильность частоты (а); применение «токового зеркала (б)*

В-третьих, расстройкой контура относительно номинальной частоты кварца можно вызвать перестройку генерируемой частоты в небольших пределах. Хотя, возможно, это будет нелегко.

Радиолюбитель: *Почему нелегко?*

Мы же специально позаботились о том, чтобы не вносить большого затухания в резонатор! Если все-таки необходима перестройка, добротность придется искусственно снижать.

Радиолюбитель: *Как я понял, кварцевый генератор строится по принципу: низкоомный вход, низкоомный выход и нет поворота фазы.*

Вы поняли верно. На **рис. 6.24, *б*** как раз такой пример: преобразователь тока в напряжение дополнен «токовым зеркалом» на транзисторах *VT1* и *VT2*; общий поворот фазы равен нулю.

Универсальная дифференциальная схема

Генераторы с дифференциальным усилителем и последовательным контуром в цепи ООС, как на **рис. 6.21**, отлично работают при замене контура кварцевым резонатором (конечно, на не очень высоких частотах) — см. **рис. 6.25**. Помимо того, что при таком включении практически не снижается добротность кварца, здесь к тому же крайне мала рассеиваемая на нем мощность.

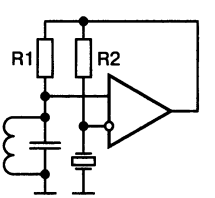


Рис. 6.25. *В мостовой схеме несложно снизить мощность на кварце*

С последним вопросом стоит разобраться отдельно.

Мощность, рассеиваемая кварцем

Она всегда указывается в документации на резонатор.

Радиолюбитель: *Неужели такой параметр существует?*

Да, представьте. Обычно мощность не должна превышать десятков (сотен) микроватт, иначе не может быть реализована заданная стабильность частоты; не исключено даже разрушение кварцевой пластины.

Ясно, что при резонансе, когда кварц представляет собой сопротивление $R_{КВ}$, мощность определяется током через резонатор:

$$P_{КВ} = \frac{i^2 R_{КВ}}{2}, \quad (6.21)$$

где i — амплитуда тока первой гармоники генерируемой частоты. Для нее, конечно, справедливо (см. **рис. 6.23**):

$$i = \frac{u}{R_{ВХ} + R_{ВЫХ} + R_{КВ}}.$$

Чем выше качество схемы (т. е. чем меньше $R_{ВХ}$, $R_{ВЫХ}$, $R_{КВ}$), тем больше, к сожалению, мощность, выделяемая на кварце при известной ЭДС на выходе усилителя u:

$$P_{КВ} \approx \frac{u^2}{2R_{КВ}}. \quad (6.22)$$

Подобного противоречия нет у дифференциальной структуры (**рис. 6.25**), где:

$$i \approx \frac{u}{R2'}$$

а уменьшение R_K, по (6.21), снижает и рассеиваемую мощность.

6.7. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *Сосед, начинающий радиолюбитель, усовершенствовал опубликованную схему детектора миниатюрного радиоприемника: так как до диода течет ток не низкой, а высокой частоты, можно обойтись здесь конденсатором меньшей емкости (**рис. 6.26**). Абсурд, вроде бы...*

Да уж!



Рис. 6.26. *Экономия на конденсаторе большой емкости?*

Радиолюбитель: *Но исправленная схема заработала.*

Следовало пойти дальше, выбросив диод вообще. Громкость приема даже увеличилась бы.

Радиолюбитель: *Почему?*

Последовательное соединение диода и конденсатора — это нонсенс; стационарным состоянием такой цепочки является запирание диода зарядом, накопленным на емкости. Значит, такая цепь эквивалентна просто конденсатору (его роль играет барьерная емкость диода).

В действительности детектирование происходит, по-видимому, на нелинейной характеристике усилительного транзистора.

Радиолюбитель: *Ищу для усилителя «неполярный» электролитический конденсатор. В книге рекомендовано включение по* ***рис. 6.27****. Как пишут, результирующая величина емкости равна не С/2, а С: каждый из конденсаторов действует лишь для одной полуволны тока, а для противоположной он как бы замкнут диодом. Это так?*

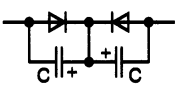


Рис. 6.27. *Чему равна «неполярная» емкость?*

Нет, это заблуждение. Вы согласитесь, что предложенный двухполюсник не может пропускать постоянный ток?

Радиолюбитель: *Да, это очевидно.*

Значит, диоды должны быть всегда закрыты. Так и будет — из-за накопления в средней точке положительного потенциала, близкого к пику потенциалов на анодах диодов. Это поддерживает необходимую поляризацию конденсаторов, а общая емкость будет все же равна С/2, как для последовательного соединения.

Радиолюбитель: *Схему автогенератора (****рис. 6.28****) я отыскал в Интернете. Автор объясняет высокую стабильность частоты высокими входным и выходным сопротивлениями, не ухудшающими добротности контура. Для повышения этих сопротивлений спе-*

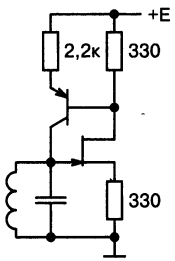


Рис. 6.28. Где причина высокой стабильности?

циально введены резисторы в истоковую и эмиттерную цепи. Убедительно?

Объяснение плохое: ведь в режиме баланса амплитуд приборы вряд ли находятся в усилительном режиме. А значит, вполне могут шунтировать контур.

Радиолюбитель: *Вы не верите, что схема стабильна?*

Верю, но причина иная. Действует **эффект ограничения в петле** — за счет снижения напряжения сток-исток полевого транзистора при положительных пиках колебаний на контуре. Эти провалы $U_{СИ}$ превращают усилитель в ограничитель, снижая усиление.

Именно для того чтобы достигалось эффективное уменьшение $U_{СИ}$, и имеют смысл резисторы в истоке и эмиттере (а не для какой-либо иной цели).

6.8. Дополнение для любознательных

Обращение схем

Известно, что каждой линейной схеме можно поставить в соответствие **обращенную**. При этом сопротивления меняются на проводимости, емкости заменяются индуктивностями, параллельные соединения — последовательными, токи — напряжениями; и наоборот.

Интересно, что идеальный диод инвариантен к обращению. Это подсказывает путь создания необычного класса детектирующих схем, являющихся детекторами тока (в отличие от традиционных детекторов напряжения).

Детектор тока

Рассмотрим цепочку на **рис. 6.29, *а***. При протекании высокочастотного тока в ней устанавливается режим, когда диод постоянно открыт. В образовавшемся замкнутом контуре появляется постоянный ток, по величине равный амплитуде входного тока: $I = i_{ВХ}$, он и будет продетектированным током. Для снятия выходного тока — в детектирующую

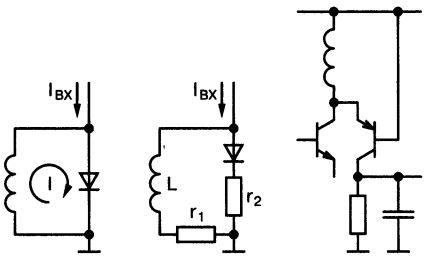


Рис. 6.29. *Постоянный ток следует за амплитудой колебаний (а); сопротивления вредят низкоомности детектора (б); эмиттерный переход это вентиль и датчик тока (в)*

цепочку последовательно следует включить датчик тока с возможно меньшим сопротивлением.

При анализе детектора тока необходимо учитывать последовательные сопротивления, показанные на эквивалентной схеме **рис. 6.29, *б***. Входное сопротивление детектора (из условия баланса мощности):

$$R_{BX} = 2r,$$

где r — сумма всех последовательных сопротивлений: $r = r_1 + r_2$ (**рис. 6.29, *б***). Быть может, здесь придется учесть также входное сопротивление следующего каскада. Если принять во внимание только сопротивление полупроводникового вентиля, легко получить:

$$R_{BX} = \frac{50}{i_{BX}},$$

где входной ВЧ ток берется в миллиамперах.

Радиолюбитель: *Вы излагаете какие-то новости; почему же я нигде не встречал подобных схем?*

Смотрите: чтобы получить по-настоящему низкое входное сопротивление, например, 50 *Ом*, потребуется значительная амплитуда входного тока — порядка 1 *мА*. То есть, эти схемы относительно малочувствительны.

Радиолюбитель: *Тогда стоило ли на них отвлекаться?*

Как хотите... Моя цель была: помочь расширить кругозор. Всегда необходимо подняться над любой проблемой — хотя бы на один уровень выше, чтобы найти действительно оптимальное решение.

Но завершим этот сюжет. Индуктивность L выбирается такой величины, чтобы в нее ответвлялась незначительная доля входного тока. При этом ток через индуктивность можно оценить так:

$$i_L = 0{,}012 / \pi f L.$$

Здесь принято, что ВЧ напряжение на переходе всегда составляет примерно 25 *мВ*. С другой стороны, для модулирующих частот следует учитывать величину постоянной времени цепи, равную L/r.

Практическая схема детектора тока, включенного на выходе ВЧ усилителя, изображена на **рис. 6.29, *в***.

Управление по подложке

Радиолюбитель: *Почему вы не упомянули смесители на двухзатворных МОП-транзисторах?*

Просто не хотел отвлекаться на тривиальные вещи. Но интересно, что аналог двухзатворного смесителя можно построить и на обычном однозатворном МОП-транзисторе.

Радиолюбитель: *Это как?*

Использовать подложку.

Радиолюбитель: *Вроде бы ее принято соединять с истоком...*

Однако вспомните, что подложка является по сути дела вторым управляющим электродом.

Напряжения, подаваемые на подложку (аналогично тому, как и подаваемые на затвор транзистора с управляющим переходом), должны лежать в области отрицательных значений для прибора с каналом *n*-типа. Потому-то мы встречаем здесь знакомую *RC*-цепочку автосмещения. На **рис. 6.30, *а*** вы заметите еще одно: автосмещение исключает стабилизацию тока!

Если величина $u_Г$ подобрана правильно, ей будет соответствовать: $S_{min} = 0$; $S_{max} = 0$, где S — известное значение крутизны при $U_{ПИ} = 0$.

Радиолюбитель: *Снова чудеса. Почему мне никогда не попадалось ничего подобного?*

Дело в том, что заводы-изготовители не испытывают усилительные МОП приборы в режиме управления потенциалом подложки. На практике встречаются работоспособные экземпляры с большой утечкой подложка-исток. Так что схему приходится адресовать лишь радиолюбителям для экспериментов.

В указанном применении можно попытаться на смесительном транзисторе организовать заодно и гетеродин (**рис. 6.30, *б***).

Радиолюбитель: *Вот это да!*

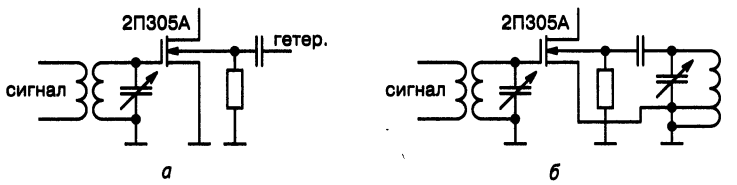


Рис. 6.30. *Управление по подложке — аналог двухзатворного транзистора (а); совмещенный гетеродин (б)*

Но придется смириться с ухудшением качества работы схемы: ведь транзистор, работающий в автогенераторе, в течение большей части периода вообще закрыт. И, конечно, преобразователь с совмещенным гетеродином боится сильных сигналов, когда не исключено захватывание частоты гетеродина.

Четырехквадрантный перемножитель

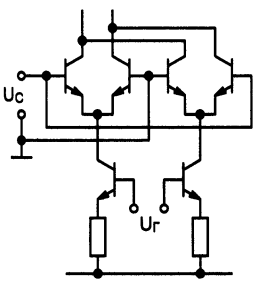


Рис. 6.31. *В двойной балансной схеме компенсируются все входные составляющие*

Иногда при построении перемножителя требуется полностью скомпенсировать все составляющие входных сигналов в цепи нагрузки. В таком случае применяют **двойную балансную схему**: добавляют второй дифференциальный каскад, возбуждаемый гетеродином противофазно, выходы его перекрестно подключают к концам выходной цепи.

Получившаяся при этом конфигурация — это и есть полноценный **четырехквадрантный перемножитель** (**рис. 6.31**). Он применяется в составе интегральных схем.

Смеситель с управляемым сопротивлением

Известная **идея управляемого активного сопротивления** может быть перенесена и в технику схем перемножения.

Радиолюбитель: *В самом деле, возьмем аттенюатор с полевым транзистором (как на **рис. 4.18**), подадим на затвор колебание гетеродина — чем не смеситель?*

Смеситель. Имеющий одно достоинство — простоту, и много недостатков: неудобство сопряжения с резонансными системами, немалое затухание, ограниченный частотный диапазон...

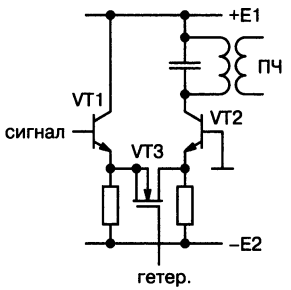
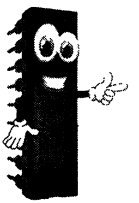


Рис. 6.32. *VT3 управляет коэффициентом передачи, но не токами*

Радиолюбитель: *Жаль.*

Но можно встраивать управляемое сопротивление в усилительные конфигурации! **Рис. 6.32** демонстрирует одну из удачных схем такого рода.



СЕКРЕТ.

Для ее расчета следует знать один секрет: сопротивление канала МОП-транзистора оценивается как $R_{СИ} \approx 1/S$ *(имеется в виду крутизна для усилительного режима при равном напряжении на затворе).*

Выходит, что мгновенная крутизна этой дифференциальной усилительной схемы, равная:

$$\frac{1}{1/S_1 + 1/S_2 + R_{СИ}}, \qquad (6.23)$$

примерно равна S, то есть схема эквивалентна простому смесителю на полевом транзисторе.

Радиолюбитель: *В чем же тогда смысл усложненной трехтранзисторной конфигурации?*

Во-первых, здесь хорошо развязаны цепи трех частот. А, **во-вторых**, и это главное, здесь нет составляющих токов с частотой гетеродина.

Радиолюбитель: *Почему?*

Так ведь (при равных потенциалах эмиттеров) затвор *VT3* никак не может влиять на токи в схеме.

В качестве упражнения дайте оценку величины амплитуды тока гетеродина через контур при небольшом разбалансе схемы, скажем, при $U_{Э1} - U_{Э2} = 0{,}1$ *В*. И еще: нет ли простого способа ликвидировать влияние разбаланса?

Радиолюбитель: *Догадался! Но молчу...*

Оцените также влияние просачивания напряжения $u_Г$ через емкость затвор-канал.

ОТ МНОГОТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМНЫХ СТРУКТУР к ОПЕРАЦИОННЫМ УСИЛИТЕЛЯМ

Для современной аналоговой схемотехники характерны сложные схемные конфигурации из множества транзисторов, охваченные общей отрицательной обратной связью. Они приводят начинающих в замешательство: кажется, невозможно не только самостоятельно придумать нечто подобное, но и просто разобраться, как оно работает.

Данный ***ШАГ*** *простым языком разъяснит то, что казалось непостижимым. Начнет он со схем, в которых режим взаимосвязанных транзисторов устанавливается автоматически. Далее разъясняется: как стабилизируются сигнальные параметры, как проектируют измерительные схемы, на что влияют уровни сигналов.*

Разбираются практические вопросы, ставящие в тупик радиолюбителей. Между прочим, раскрывается некий «главный секрет» которым владеют разработчики таких схем.

Вместе с любознательным читателем будет разработана микросхема промышленного выпуска.

7.1. Самостабилизирующиеся схемы

Обратная связь по режиму

При рассмотрении элементарных линейных каскадов мы постоянно обращали внимание на такие схемы, определенные свойства которых почти не зависят от параметров примененных в них полупроводниковых приборов. Эта важная особенность обеспечивается отрицательной обратной связью (ООС), действующей в отдельном каскаде.

В случаях, когда необходимо удовлетворить еще более высоким требованиям к точности, используются сложные многотранзисторные схемы, представляющие собой единую структуру, охваченную **общей ООС**.

Но мы начнем с применения ООС для решения частной задачи. Вместо стабилизации режимов отдельных каскадов нередко реализуется идея общей стабилизации всей взаимосвязанной структуры при помощи отрицательной обратной связи по режиму, охватывающей схему целиком.

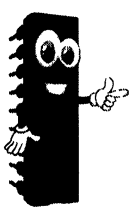
Это придает схемам удивительное свойство сохранять работоспособность в широком диапазоне изменений величин сопротивлений резисторов, напряжений питания и т. д. при минимальном числе пассивных элементов. Что, конечно, особенно ценно для интегральных схем.

Радиолюбитель: *Мне всегда казалось, что авторы хитроумных схем — какие-то великие гении, владеющие секретами, неизвестными профанам.*

Секреты, действительно, есть. Задача этой книги — сделать их доступными каждому желающему.

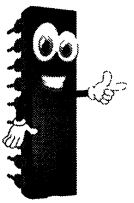
Транзисторное кольцо

Создание самостабилизирующейся схемы всегда начинают с подбора транзисторного «скелета», образующего **замкнутое кольцо** отрицательной обратной связи. При этом обязательно учитывают три требования.



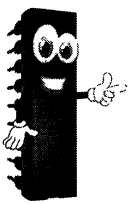
ТРЕБОВАНИЕ 1.

Входным электродом транзистора может служить база или эмиттер; выходным – эмиттер или коллектор.



ТРЕБОВАНИЕ 2.

Должно присутствовать нечетное число транзисторов, включенных в замкнутое кольцо участками база-коллектор. Это — очевидное условие того, чтобы обратная связь по режиму оказалась отрицательной.



ТРЕБОВАНИЕ 3.

Транзисторы должны совмещаться по уровням напряжений на электродах: их сочетание в структуре обязано обеспечивать им всем одновременно активный режим работы.

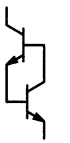


Рис. 7.1. *Построение самостабилизирующейся структуры начинается со «скелета»*

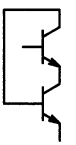


Рис. 7.2. *Неправильно: не согласовано по напряжениям!*



Рис. 7.3. *Комбинируются приборы с разными типами структур*

Подбор транзисторного кольца заканчивается установлением потенциалов всех точек схемы. Тем самым задается режим каждого из транзисторов по напряжению.

Для простейшей двухтранзисторной конфигурации — требованию отрицательной обратной связи удовлетворяют два варианта, изображенные на **рис. 7.1** и **7.2**.

Радиолюбитель: *Ну, вторая схема как-то подкачала...*

Верно: транзисторы несовместимы по уровням напряжений. Легко проследить, что они не могут одновременно находиться в активном режиме. Трудность разрешается сочетанием приборов разных типов полупроводниковых структур (**рис. 7.3**).

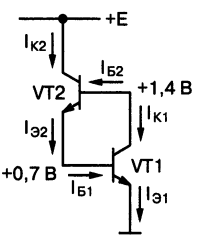


Рис. 7.4. *Все токи должны протекать от «плюса» к «минусу» источника питания*

Задание потенциалов в схеме начинают с присоединения к источникам питания (в нужной полярности). А именно: питающие потенциалы подают на все электроды, не участвующие в образовании кольца обратной связи (см. **рис. 7.4**, где развита идея **рис. 7.1**). После этого, как видно по рисунку, задача нахождения потенциалов других точек схемы сделалась тривиальной. Пойдем дальше.

Пути для токов

Каждому транзистору в кольце отрицательной обратной связи должен быть обеспечен активный режим работы. Для этого следует обеспечить **пути для токов** всех электродов с учетом их нормального направления. В примере на **рис. 7.4**, где эти направления обозначены, сразу заметно:

- нет пути для токов $I_{Б2}$ и $I_{К1}$;
- нет пути для тока $I_{Э2}$, помимо базы транзистора *VT1* (а условие $I_{Э2} = I_{Б1}$ далеко не всегда приемлемо).

Дальнейшее превращение нашей схемы ясно из **рис. 7.5**. Осталось выбрать номиналы резисторов, с целью обеспечить заданные значения токов.

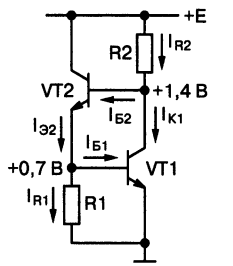


***Рис. 7.5.** Резисторы образуют пути для токов*

Радиолюбитель: *Это сложно?*

Такой расчет уже подготовлен, когда мы назначили потенциалы электродов: в дело вступает просто закон Ома.

Радиолюбитель: *Ну, его-то я знаю...*

Тогда вам (для того же примера **рис. 7.5**) должно быть понятно:

$$I_{К2} \approx I_{Э2} \approx I_{R1} = \frac{0{,}7\,В}{R1};$$

$$I_{К1} \approx I_{R2} = \frac{E - 1{,}4\,В}{R2}.$$

Задайте токи и получите значения сопротивлений. Правда, мы пренебрегли малыми токами баз транзисторов; иначе следовало бы учесть, что:

$$I_{Э2} = I_{R1} + I_{Б1},$$

$$I_{К1} = I_{R2} - I_{Б2}.$$

Попробуйте в собранной схеме изменить величины резисторов относительно расчетных значений.

Радиолюбитель: *Попытался: напряжения на выводах транзисторов почти не изменяются. Меняются только величины токов!*

Вот этим и ценны схемы, которыми мы занимаемся. Их трудно вывести из усилительного режима даже очень большими вариациями параметров элементов.

На **рис. 7.6** и **7.7** показаны этапы создания варианта схемы, «скелет» которой соответствует **рис. 7.3**. Из **рис. 7.7** легко взять соотношения, связывающие токи транзисторов и сопротивления резисторов (при выбранных напряжениях питания):

$$I_{R1} = I_{Э1} + I_{K2} = \frac{E - E_Б - 0{,}7\,B}{R1},$$

$$I_{R2} = I_{K1} - I_{Б2} = \frac{0{,}7\,B}{R2}.$$

А пример на **рис. 7.8** уже иллюстрирует использование такой схемы в каскодном усилителе с низковольтным питанием. При низких питающих напряжениях нелегко стабилизировать режим традиционными способами! Найдите здесь элементы, соответствующие **рис. 7.7**. Разберитесь, каким образом устранена отрицательная обратная связь по сигналу.

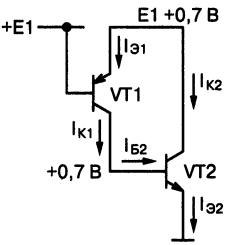


Рис. 7.6. *Для питания базы VT1 необходим отдельный более низкий потенциал*

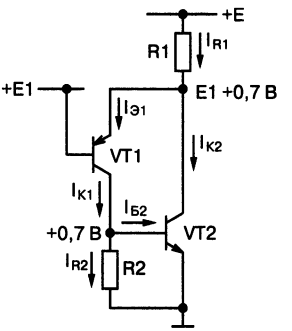


Рис. 7.7. *Разработка схемы завершена*

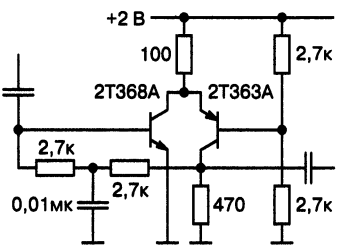


Рис. 7.8. *Схемы с общей стабилизацией режима незаменимы при низковольтном питании*

Главный секрет

Раскрою главный секрет: режим любого транзистора кольца определяется только особенностями входа подключенного к нему (**следующего в кольце** общей ООС) транзистора.

Так, отмечая нестабильность тока активного элемента, не торопитесь возлагать вину на дрейф его собственных параметров: знайте, что проблемы вызваны исключительно нестабильностью входных величин (например, $I_Б$, $U_{БЭ}$) следующего транзистора в кольце!

Слабое звено

Подключение параллельно нагрузочному резистору одного из транзисторов участка база-эмиттер последующего — это всегда «слабое звено» в схемах с общей стабилизацией.

Радиолюбитель: *Почему?*

Вспомните наш «главный секрет». Ток первого из транзисторов будет целиком находиться под влиянием температурного дрейфа напряжения $U_{БЭ}$ второго. Пропорциональное изменение тока транзистора, к которому подключен переход (например, *VT2* на **рис. 7.5**) может оказаться недопустимым (скажем, вызвать заход в насыщение второго каскада усилителя **рис. 7.6**).

Радиолюбитель: *Как же быть?*

Например, «привязать» конец резистора нагрузки к другому потенциалу.

Взгляните на **рис. 7.9, *а***. Ток *VT2* теперь равен:

$$I_{Э2} \approx \frac{E2 + 0{,}7\,B}{R1}.$$

То есть, он тем более стабилен, чем выше *E2*! Что, конечно, не спасет от нестабильности самого напряжения *E2*. Та же цель на **рис. 7.9, *б*** достигнута включением стабилитрона (его относительный температурный дрейф все-таки меньше).

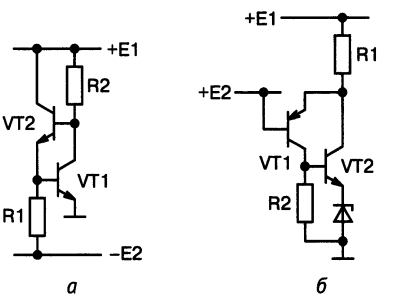


Рис. 7.9. *Повышение стабильности достигается привязкой к дополнительным потенциалам*

7.2. Стабилизация сигнальных параметров

Общая ООС по сигналам

Ценность сложных схем с общей ООС еще и в том, что они могут обеспечить стабилизацию рабочих параметров, — скажем, коэффициента передачи. Причем не только для переменных составляющих, а и для полных входных сигналов. Здесь мы будем впервые иметь дело с линейными схемами «постоянного тока», где до определенной степени не различаются постоянные и переменные составляющие входных напряжений (токов). Те и другие равно являются «входным сигналом».

ПРИМЕЧАНИЕ.

Охват общей ООС является мощным методом получения схем с заданными свойствами, нечувствительных к параметрам отдельных элементов.

Усилитель постоянного тока

Разомкнем транзисторное кольцо самостабилизирующейся структуры в любом месте (но только не перед эмиттерным повторителем). Получится усилительная схема, имеющая вход (предназначенный для обратной связи, его принято называть инвертирующим) и выход.

Первый каскад такого усилителя должен быть непременно дифференциальным: ведь необходимо иметь и второй вход — для подачи внешнего сигнала! В простейшем случае роль сигнального входа играет второй из входных электродов первого транзистора (эмиттер или база), отсоединенный для этого от питающей шины.

Так, на **рис. 7.10** — знакомая нам по **рис. 7.5** схема превращена в **дифференциальный усилитель** (ДУ); вторым (неинвертирующим) входом служит эмиттер *VT1*.

Рис. 7.11 изображает несколько других конфигураций усилителей постоянного тока. Можно проследить, что каждая из них пригодна для построения схемы с общей обратной связью.

Радиолюбитель: *Как об этом можно судить?*

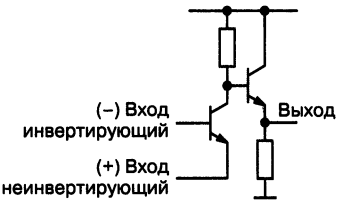


Рис. 7.10. *Дифференциальный усилитель постоянного тока имеет два входа и выход*

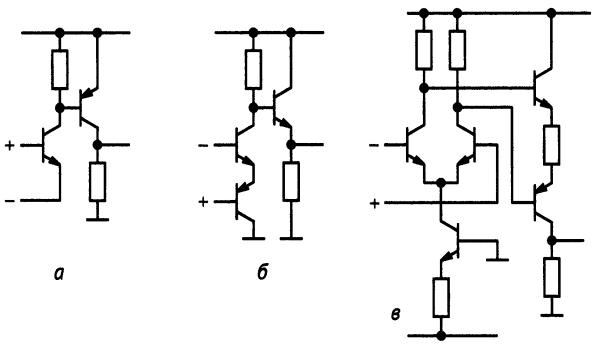


Рис. 7.11. *Различные схемы дифференциальных усилительных структур работоспособны только при наличии обратной связи*

Просто проверьте, что при соединении инвертирующего входа с выходом усилителя все активные приборы совмещаются друг с другом по уровням напряжений.

Радиолюбитель: *Мне кажется почему-то, что схемы не будут работать.*

Разумеется, — без обратной связи: ведь в них отсутствуют элементы стабилизации режимов.

Радиолюбитель: *Зачем же было их изображать?*

Дифференциальный усилитель постоянного тока служит лишь заготовкой для построения стабилизированных линейных схем. Этим мы и займемся.

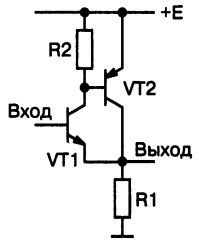


Рис. 7.12. *Повторитель напряжения: входное и выходное напряжения отсчитываются от любой (но одной и той же) точки схемы*

Повторитель напряжения

В любой из конфигураций ДУ замкнем кольцо отрицательной обратной связи с выхода на инвертирущий вход. Свойства полученного линейного устройства оценить легко: пренебрегая до поры «напряжением ошибки» между входами, имеем: $U_{ВЫХ} \approx U_{ВХ}$.

Перед нами повторитель напряжения (см., например, **рис. 7.12**).

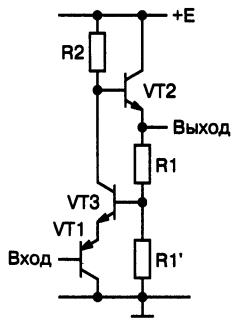


Рис. 7.13. *Масштабный усилитель: входное и выходное напряжения отсчитываются от «нижнего» конца делителя*

Масштабный усилитель

Если обратная связь подана через делитель напряжения (на **рис. 7.13** это $R1, R1'$), — получится схема масштабного усилителя. Действительно, считая, что $U_{БЭ1} + U_{БЭ3} \approx 0$, имеем:

$$\frac{U_{ВЫХ} R1'}{R1 + R1'} \approx U_{ВХ},$$

$$U_{ВЫХ} = K_U U_{ВХ},\ K_U = (R1 + R1')/R1'.$$

Кстати, применение здесь специального дифференциального входного каскада позволило снизить погрешность, вызванную протеканием входного тока по сопротивлениям делителя.

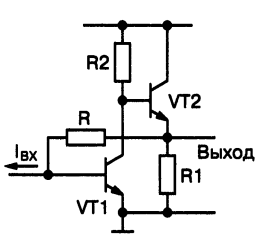


Рис. 7.14. *В преобразователе тока в напряжение — выходное напряжение отсчитывается от неинвертирующего входа*

Преобразователь тока в напряжение

Соединим неинвертирующий вход усилителя с общей шиной. Если выходной сигнал подан через резистор обратной связи на вход усилителя, то эта же точка явится входом получившегося преобразователя тока в напряжение, например, так, как на **рис. 7.14**.

Считая пренебрежимо малыми как $U_{БЭ1}$, так и $I_{Б1}$, получаем:

$$I_{ВХ} \approx I_R,\ I_R \approx U_{ВЫХ}/R, \text{ отсюда:}$$

$$U_{ВЫХ} \approx I_{ВХ} R.$$

Смещение нуля

Выводимые выше формулы для выходного напряжения можно принять разве что в начальном приближении. Мы сознательно игнорировали влияние постоянного напряжения между входами ДУ в рабочем режиме, а ведь оно далеко не нулевое! Составляющую этого напряжения, не зависящую от величины сигнала, называют **напряжением смещения нуля**. Точнее говоря, напряжение, которое потребуется подать на вход, чтобы добиться нуля на выходе, и будет смещением нуля.

В схемах, где применен несимметричный входной каскад, нуль ДУ грубо смещен: для **рис. 7.10**, **7.12** — на 0,7 *В*, а для **рис. 7.13** — даже на 1,4 *В*. В самом деле, более точные соотношения для, например, масштабного усилителя **рис. 7.13**:

$$\frac{U_{ВЫХ}R1'}{R1+R1'} \approx U_{ВХ} - (U_{БЭ1} + U_{БЭ3}),$$

$$U_{ВЫХ} \approx K_U U_{ВХ} - K_U(U_{БЭ1} + U_{БЭ3}).$$

Возможно, что нежелательный, нестабильный второй член и будет в основном определять выходное напряжение схемы.

Радиолюбитель: *Это крайне неприятно, разумеется.*

Отметьте: чем выше усиление, тем больше нестабильность!

Радиолюбитель: *Согласен. И как же бороться со смещением нуля?*

В зависимости от ситуации, пойдем по одному из трех путей.

Путь 1. Иногда можно примириться с наличием значительного смещения нуля. Например, в стабилизаторе напряжения это смещение можно учесть соответствующей корректировкой величины опорного напряжения.

Путь 2. Если требуется повышенная точность передачи постоянных уровней (усилитель постоянного тока), не обойтись без симметричного дифференциального входного каскада (**рис. 7.11, *в***). Грубое смещение нуля ликвидировано, а тонкими эффектами мы займемся в **ШАГЕ 8.**

Путь 3. Если схема призвана работать только с переменными составляющими, можно просто разделить задачи: точной передачи колебаний и стабилизации режимов.

Радиолюбитель: *Как это сделать?*

Сейчас будет показано.

Усилитель переменного напряжения

Выведенные формулы для выходных напряжений не теряют ведь своей силы, если относить их лишь к амплитудным значениям переменных составляющих, когда интересуют именно они. Более того, в последнем случае работа схем гораздо лучше соответствует ожиданиям: выполнение условий типа $u_{БЭ1} << u_{ВЫХ}$ и $u_{БЭ1} << u_{ВХ}$ для амплитуд напряжений гарантируется высоким усилением в петле.

Когда не требуется усиления постоянных составляющих входного сигнала, приходят к вариантам, подобным **рис. 7.15**.

Здесь $K_U = (R3 + R4)/R4$ действителен только на тех частотах, где емкостное сопротивление $1/2\pi fC$ мало по сравнению с *R4*. Высокое усиление для переменных сигналов не сопровождается нежелательным увеличением дрейфа напряжения на выходе. Ведь с точки зрения режима (для постоянной составляющей) схема является просто повторителем напряжения.

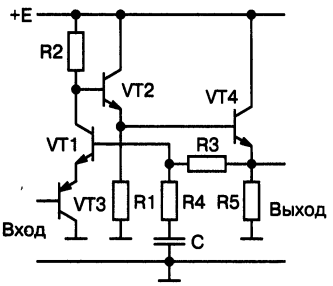


Рис. 7.15. *Для постоянной составляющей напряжения на входе усилитель является повторителем*

Операционные усилители

Радиолюбитель: *Чем дальше, тем больше мне ясно, что вы, по сути дела, разбираете операционные усилители (ОУ) и линейные схемы на их основе.*

Это отчасти верно. Если мы применим упрощенные схемные обозначения, как на **рис. 7.16**, то поймем существо структуры линейных устройств с общей обратной связью, независимо от того, как реализован усилитель.

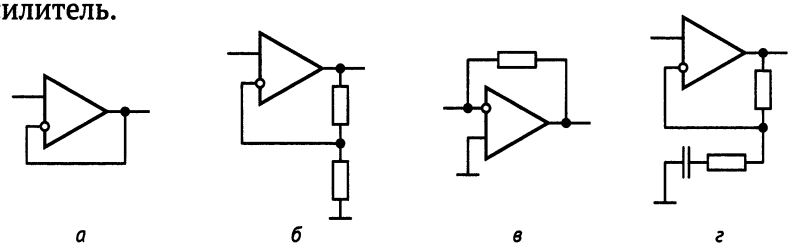


Рис. 7.16. *Повторитель (а), масштабный усилитель (б), преобразователь тока в напряжение (в), усилитель переменного напряжения (г) — структуры на основе дифференциальных усилителей*

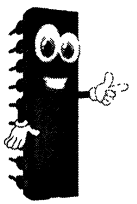
Однако схемы, которые мы разбирали, не являются классическими ОУ.

Радиолюбитель: *Тогда что есть операционный усилитель?*

Понятие операционного усилителя пришло из техники аналогового моделирования. С появлением дешевых интегральных ОУ они сделались типовыми элементами различных линейных и нелинейных устройств.

Радиолюбитель: *Но почему же то, что мы рассматривали, это не ОУ?*

Собственно, универсальный операционный усилитель — это и есть дифференциальный усилитель постоянного тока. Только к нему предъявляются некоторые особые требования.



ТРЕБОВАНИЕ 1.

Шкала уровней выходных напряжений ОУ должна быть достаточно широкой, и примерно симметричной относительно «средней точки» источников питания.

ТРЕБОВАНИЕ 2.

Диапазон допустимых синфазных входных напряжений должен соответствовать шкале выходных напряжений.

ТРЕБОВАНИЕ 3.

Принимаются меры для улучшения всех параметров, влияющих на точность измерительных схем с ОУ (это касается коэффициента усиления, смещения и дрейфа нуля, величин входных токов, уровня подавления синфазного сигнала).

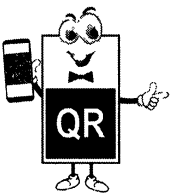
ТРЕБОВАНИЕ 4.

Специально решаются вопросы устойчивости.

Мы не будем здесь разбирать ни схемотехнику универсальных операционных усилителей, ни их применение: этим темам посвящена своя литература. Хотя принципиальные стороны этих вопросов в **ШАГЕ 7** и **ШАГЕ 8** так или иначе затрагиваются.

ПРИМЕЧАНИЕ.

Отдельно мы рассмотрим лишь общие подходы к синтезу специальных схем, от которых требуется точная передача постоянных напряжений и токов.



Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик «Операционный усилитель».
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение «Сканер QR и штрих-кодов» на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.

7.3. Измерительные схемы

Обходимся без операционного усилителя

Термином «**измерительные схемы**» мы объединим функциональные узлы, к которым предъявляются требования предельно достижимой точности того или иного электрического параметра, в том числе и для постоянных составляющих сигналов. Причем диапазон входного (выходного) сигнала может быть сопоставим с уровнями питающих напряжений. Разработчик оказывается порой в ситуации, когда применять готовую интегральную схему ОУ для построения прецизионного устройства нецелесообразно или затруднительно.

Во-первых, имеющиеся напряжения питания могут не соответствовать требующимся для универсального усилителя.

Во-вторых, рабочий диапазон уровней сигналов может превышать тот, на который рассчитаны стандартные ОУ.

В-третьих, быстродействие, ограниченное еще и элементами частотной коррекции (нужной для обеспечения устойчивости усилителя с коэффициентом усиления в десятки тысяч, охваченного глубокой обратной связью), иногда оказывается недостаточным.

В-четвертых, речь, возможно, вообще идет о реализации узла разрабатываемой интегральной схемы.

Проработка вариантов может склонить нас к отказу от универсального (и, в сущности, в каждом частном случае «избыточного») операци-

онного усилителя в пользу применения несложной специализированной прецизионной схемы. На этот случай существует и подход к разработке.

Напряжение ошибки

В рассмотренных нами выше схемах с ООС входное напряжение первого каскада представляет собой ту «ошибку», которая и отражает несоответствие действительных передаточных свойств схемы простой расчетной модели.

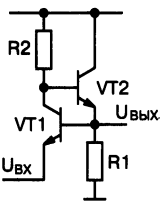


Рис. 7.17. В некомпенсированном повторителе выходной потенциал отстает от потенциала входа

Радиолюбитель: *Нельзя ли разобрать какой-нибудь пример?*

Давайте рассмотрим элементарную схему повторителя напряжения (**рис. 7.17**).

Входное (для первого транзистора) напряжение $U_{БЭ1}$ прямо является абсолютной погрешностью: ведь вместо требуемого для повторителя: $U_{ВЫХ} = U_{ВХ}$ здесь мы имеем:

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} + U_{БЭ1}.$$

Добавочное слагаемое не будет, конечно, постоянной величиной. Дело не только в его температурной зависимости, хотя и она неприятна. Обратитесь к схеме: потенциал коллектора *VT1* равен $U_{ВЫХ} + U_{БЭ2}$, а значит, для тока первого транзистора (если не учитывать $I_{Б2}$) справедливо:

$$I_{K1} \approx I_{R2} = (E - U_{ВЫХ} - U_{БЭ1}) / R2.$$

С ростом входного (и выходного) напряжения ток коллектора *VT1* уменьшается! Следовательно, снижается и величина $U_{БЭ1}$: выходной потенциал отстает в своем увеличении от потенциала входа.

Радиолюбитель: *Короче,* $K_U < 1$.

Именно так.

Компенсирующий транзистор

В измерительных схемах напряжение база-эмиттер входного транзистора нейтрализуют путем встречного включения второго перехода.

Но чтобы добиться действительной компенсации, недостаточно еще идентичности транзисторов и единого их температурного режима (это достигается использованием согласованных транзисторных пар в общем кристалле).

Предельная точность схемы реализуется, когда обеспечен **одинаковый электрический режим** обоих транзисторов пары: то есть — одинаковые значения коллекторных токов и потенциалов, независимо от сигнала на входе.

Преобразованные транзисторные кольца того же повторителя, но уже с добавленной компенсацией, изображены на **рис. 7.18**, однако следует предпочесть вариант с включением компенсирующего транзистора внутрь кольца обратной связи.

Радиолюбитель: *Почему?*

Следите за мной: в точном повторителе схема должна быть построена таким образом, чтобы при любом входном напряжении соблюдалось: $U_{БЭ3} = U_{БЭ1}$. Значит, с увеличением $U_{ВХ}$ ток коллектора компенсирующего транзистора *VT3*, так же, как и у *VT1*, обязан снижаться.

Радиолюбитель: *Да; ну так что?*

То, что пропорционально уменьшающийся ток базы входного транзистора на **рис. 7.18, *б*** соответствовал бы отрицательному входному сопротивлению структуры; реализация компенсированной схемы потребует введения положительной обратной связи!

Радиолюбитель: *Получается, так.*

А это небезопасно; скажем, в случае, если выходное сопротивление источника сигнала превысит $|R_{ВХ}|$, неизбежна потеря устойчивости.

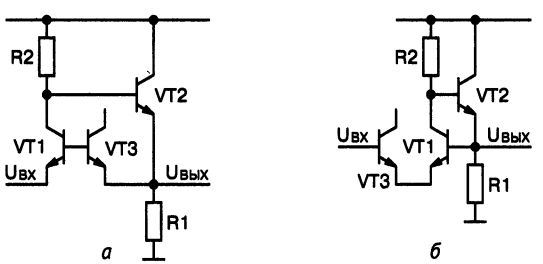


Рис. 7.18. *Напряжения база-эмиттер VT1 и VT3 должны взаимно компенсироваться (а); вывод компенсирующего транзистора из кольца нежелателен (б)*

Согласование режима пары

Итак, остановившись на первом варианте, мы должны дополнить ее теперь цепями, обеспечивающими согласованный режим для транзистора *VT3*. Начинают всегда с включения коллекторного резистора такой же величины, что и у другого транзистора пары: теперь остается уравнять лишь потенциалы коллекторов.

Для *VT1* (см. **рис. 7.19, *а***):

$$U_{К1} = U_{ВЫХ} + U_{БЭ},$$
$$U_{Б1} = U_{ВЫХ} + U_{БЭ},$$
$$U_{КБ1} \approx 0.$$

Обеспечить такой же режим для компенсирующего транзистора ($U_{КБ3} = 0$) не представляет трудностей: см. **рис. 7.19, *б***.

На **рис. 7.19, б** повторитель, вдобавок, несколько улучшен. Устранен очевидный недостаток — довольно большой входной ток (ток эмиттера *VT1*).

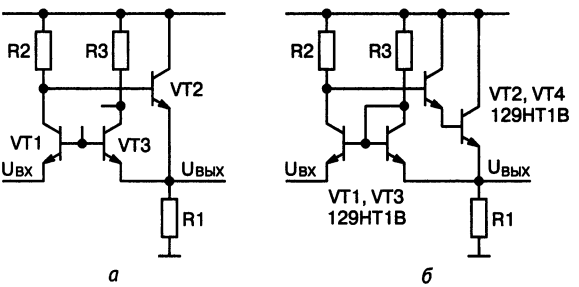
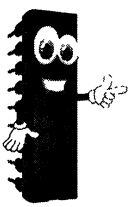


Рис. 7.19. *При R2 = R3 равенство коллекторных потенциалов означает и равенство токов (а); компенсированный повторитель готов (б)*



ЗАДАНИЕ.

Соотношение для него выведите самостоятельно.

Снижению этого тока посредством увеличения сопротивлений коллекторных резисторов препятствует возможный разбаланс согласованной пары базовым током *VT2*. Уменьшить его и помогает составной транзистор.

Радиолюбитель: *И неужели эта примитивная схема эффективна?*

Она дает точность передачи напряжения, не меньшую, чем схема со сложным операционным усилителем — можете проверить.

Конечно, мы не переберем здесь множества возможных схемных решений: на простейшем примере мы разобрали лишь метод, подход.

7.4. Диапазон уровней

Шкалы уровней

Схемы со стабилизированными параметрами (особенно — схемы типа измерительных) работают в широком **диапазоне уровней** входных и выходных напряжении и токов нагрузки, когда нет смысла выделять понятие «входного сигнала» в противоположность «режиму покоя». Исходными данными являются границы шкал возможных мгновенных значений входных и выходных электрических величин.

И расчет номинальных значений для схемы ведется здесь уже не исходя из несуществующего «режима покоя», а из того условия, чтобы при любом возможном сочетании этих электрических величин сохранялся активный режим транзисторов схемы.

Проблема синфазного напряжения

Анализируя в **ШАГЕ 4** соотношения уровней в простых линейных каскадах, мы заботились лишь о выходной цепи усилительной схемы, где присутствует «большой» сигнал. Но здесь уже этого недостаточно: ведь на первый каскад схемной структуры по цепи обратной связи тоже поступает, по меньшей мере, часть входного «большого» сигнала (а, то и весь целиком, как в повторителе).

Практически равные друг другу потенциалы на инвертирующем и не инвертирующем входах дифференциального усилителя — это так называемое **синфазное напряжение**. Собственно для ДУ оно вовсе не является входным, потому и не распространяется дальше первого каскада. Однако оно все-таки присутствует на выводах транзисторов (относительно «земли»). Значит, приходится не забывать проверять уровни напряжений не только в последнем, но и в первом (дифференциальном) каскаде.

Радиолюбитель: *В чем суть проверки?*

Это же очевидно: при любых допустимых синфазных потенциалах на входе (от $U_{ВХ.max}$ до $U_{ВХ.min}$) коллекторные переходы всех транзисторов, относящихся к входному каскаду, должны быть закрыты.

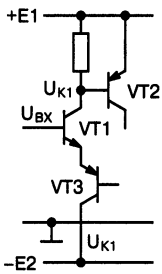
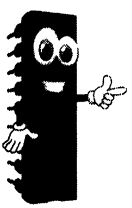


Рис. 7.20. *Расширение диапазона допустимых синфазных сигналов требует повышения $U_{К1}$ и понижения $U_{К3}$*

Радиолюбитель: *Ах, да, раньше мы уже накладывали такое требование для дифференциального каскада.*

Верно.

Подобные же проверки для различных конфигураций вряд ли могут вызвать затруднения. К примеру, для **рис. 7.13** потенциал на базе *VT1* не вправе превышать значения $E - U_{БЭ2} = E - 0{,}7\,В$ и не должен опускаться ниже $U_{БЭ1} + U_{БЭ3} = 1{,}4\,В$. Если нужно предусмотреть работу схемы также и при отрицательных напряжениях на входе, соответственно опускают и потенциал на коллекторе *VT3* (**рис. 7.20**).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Разумеется, подобные проблемы отпадают для схем типа преобразователя тока в напряжение: там синфазный сигнал равен нулю.

Уровни выхода

Вопрос об уровнях напряжений на выходе оконечного транзистора, освещенный в **ШАГЕ 4**, требует здесь уточнения по причинам, которые будут сейчас ясны. Так, рассмотрев в качестве примера схему на **рис. 7.21, *а***, мы заключаем, что потенциал на ее выходе (эмиттер *VT4)* не может быть произвольным.

Радиолюбитель: *Я вижу, что он никак не ниже напряжения на базе VT2, а иначе открылся бы коллекторный переход VT2.*

Да, выходное напряжение не может стать ниже синфазного. Возникает задача **сдвига шкалы выходных уровней** «вниз».

Радиолюбитель: *Для чего?*

Потому что, возможно, требуется более широкий диапазон выходных напряжений. Заметьте еще одно: уже при $U_{ВЫХ} = 0$ закроется *VT4* — ток его эмиттера снизится до нуля.

Радиолюбитель: *Разве?*

Это закон Ома — посмотрите на ток через нагрузочный резистор. Возникает задача **балластировки** выходного транзистора.

Итак, работа с разнополярными сигналами даже на холостом ходу, т. е. при $I_H = 0$, требует доработки схемы.

Сдвиг уровня

Строя схему типа **масштабного усилителя разнополярных напряжений** по типу **рис. 7.16, *б***, мы сталкиваемся с ситуацией, когда выходное напряжение может быть как выше, так и ниже синфазного входного сигнала. Значит, приходится сопоставлять диапазоны уровней синфазного напряжения и уровней напряжений на выходе (шкалу выходных напряжений). Не всегда их легко совместить (**рис. 7.21, *а***).

Схемы, подобные **рис. 7.20**, разрешают подобную трудность за счет применения транзистора другого типа проводимости, но этот вариант может быть проблематичным для интегральной схемы.

Рис. 7.21, *б* показывает реализацию сдвига уровня с применением генератора тока на *VT5*. В ней шкала выходных напряжений смещена относительно диапазона напряжений на коллекторе *VT2* вниз на величину $U_{БЭ4} + I_{K5}R$. Регулируя второе слагаемое, можно расположить эту шкалу относительно «нуля» желаемым образом, например, симметрично.

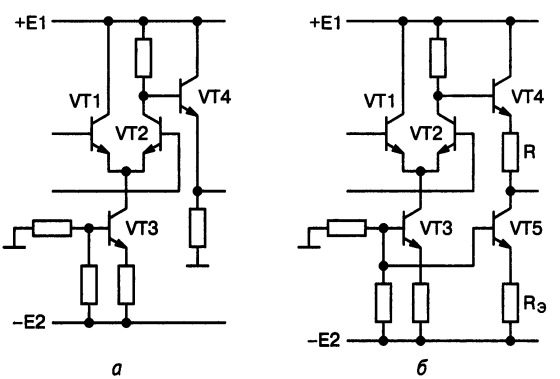


***Рис. 7.21.** Шкала выходных напряжений ограничена (а); генератор балластного тока одновременно решает и задачу сдвига уровня (б)*

Балластный ток

Снова сравним **рис. 7.21, *а*** и ***б***. Генератор тока на *VT5* выполняет также еще одну функцию: задает балластный ток выхода, равный I_{K5}, не допуская запирания выходного транзистора *VT4* и обеспечивая самый нижний уровень выходного потенциала, равный потенциалу базы *VT5*.

Подведем итог — что мы должны сделать при создании схемы.

Во-первых. Выбрать напряжения питания так, чтобы $E1 > U_{ВЫХ.max}$ и $-E2 < U_{ВЫХ.min}$.

Во-вторых. Если это требуется, то тем или иным способом «отвязать» шкалу выхода от шкалы синфазных напряжений.

В-третьих. Задать балластный ток оконечного транзистора из условия отсутствия закрывания для всех возможных значений $U_{ВЫХ}$.

Радиолюбитель: *Но ведь простой резистор, присоединенный к «минусовой» питающей шине, тоже создает балластный ток.*

Это так, но проведите элементарные расчеты, и вы убедитесь, что оптимальное значение сопротивления подобрать сложно.

Ток нагрузки

Расчет требуемого балластного тока усложняется при $I_H \neq 0$. Наивно было бы полагать, что «сопротивление нагрузки» всегда включено между выходом и нулем.

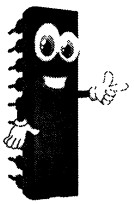
Радиолюбитель: *Мне так и казалось...*

Нагрузка может быть «привязана» не к нулевой шине. И даже быть вовсе не омической.

Радиолюбитель: *То есть — нелинейной?*

Да. Следовательно, мы должны располагать в общем случае данными о том, как меняется I_H в зависимости от $U_{ВЫХ}$, то есть вольтамперной кривой нагрузки!

Впрочем, фактически требуется знать лишь одно значение I_H: для $U_{ВЫХ.max}$ либо для $U_{ВЫХ.min}$, — смотря по тому, какой из этих случаев является «наихудшим», соответствующим наименьшему току последнего транзистора.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Подгрузка балластным током призвана не допустить его закрывания в этом случае.

Двухполярные каскады

Схемы, подобные изображенной на **рис. 7.22**, исключают закрывание оконечного каскада. Поэтому они не нуждаются в балластных токах. Но надо быть готовым столкнуться со своими особенностями, иные из которых будут затронуты в дальнейшем.

Наше рассмотрение многотранзисторных схем, охваченных общей обратной связью (в том числе измерительных) ограничивалось пока лишь одной стороной: вопросами синтеза. Не менее важный вопрос количественного анализа — требует особого разговора, в **ШАГЕ 8**.

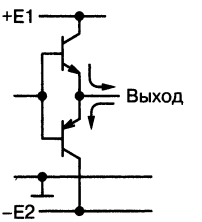
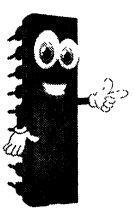


***Рис. 7.22.** В двухполярных оконечных каскадах обеспечиваются любые направления выходного тока*

Радиолюбитель: *Предвижу, что это сложная тема.*

Да, поэтому начинающий может поначалу ее пропустить. Хотя проблемы стоят того, чтобы потратить на них время.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Следует осознать: многотранзисторные структуры с общей отрицательной обратной связью — вовсе не панацея для решения любых задач линейной схемотехники, а лишь частное средство, занимающее (при грамотном его применении) свое скромное место.

7.5. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *В брошюре, откуда я взял схему предусилителя (**рис. 7.23**), сказано, что режим первого транзистора устанавливается потенциометром R2. Только этот режим почему-то не регулируется...*

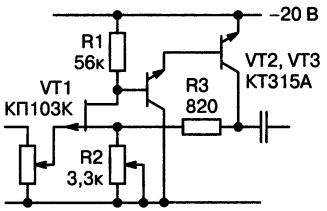


Рис. 7.23. *На что влияет потенциометр?*

Естественно. Величина *R2* определяет режим вовсе не *VT1*, а *VT3*! В самом деле, на основании нашего «главного секрета» — ток стока *VT1* зависит от входа следующего каскада. В данном случае:

$$I_{C1} = \frac{U_{БЭ2} + U_{БЭ3}}{R1} = \frac{1{,}3\ В}{56\ кОм} = 23\ мкА$$

(не принимая во внимание незначительного базового тока *VT2*).

Радиолюбитель: *А что там насчет VT3?*

Мы убедились, что ток полевого транзистора крайне мал. Следовательно, потенциал истока примерно равен напряжению отсечки (ведь $U_З = 0$), и:

$$I_{КЗ} = U_{ОТС} / R2.$$

От *R2* зависит также и коэффициент передачи напряжения: $K_U = (R2 + R3) / R2$.

Радиолюбитель: *Я собрал лабораторный стабилизатор по схеме* ***рис. 7.24****. Но при испытании на холостом ходу не удается получить выходное напряжение ниже 0,5 В (далее потенциометр почему-то прекращает управлять напряжением)...*

Когда вы строили повторитель, не убедились в возможности активного режима для транзисторов во всем диапазоне входных уровней. Ведь при $U_{ВХ} = 0$ (чему должно соответствовать $U_{ВЫХ} = 0$) транзисторы будут закрыты!

Радиолюбитель: *Точно...*

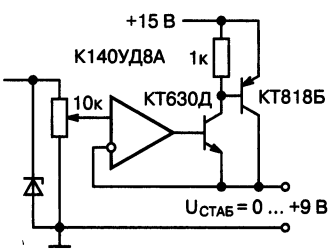


Рис. 7.24. *Почему не получается снизить стабилизированное напряжение?*

А еще точнее, они закроются уже тогда, когда ток нагрузки сравняется с током утечки коллекторного перехода транзистора КТ818Б. Из вашей информации следует, между прочим, что:

$$R_Н = 0{,}5\ В / I_{КБ0}.$$

Это позволяет оценить входное сопротивление вашего вольтметра...

Радиолюбитель: *Понимаю: это шутка.*

Если серьезно, то нужно было обеспечить выходному каскаду балластный ток, хотя бы так, как на **рис. 7.25**. Ток через *R*, при минимальном выходном напряжении, должен быть больше $I_{КБ0}$ оконечного транзистора (с учетом его возможного нагрева).

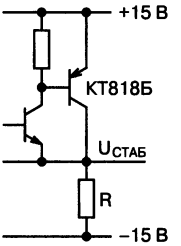


Рис. 7.25. Балластный ток должен превышать ток утечки транзистора

Радиолюбитель: *Есть идея: в двухтранзисторной структуре для повышения стабильности тока коллектора VT1 добавить резистор в цепь эмиттера (R1 на **рис. 7.26**).*

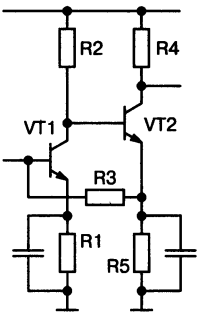


Рис. 7.26. Улучшили стабильность?

Давайте проверим:

$$E - U_{БЭ2} - U_{БЭ1} - U_{R3} = I_1(R1 + R2),$$

$$I_1 = \frac{E - U_{БЭ2} - U_{БЭ1} - U_{R3}}{R1 + R2}.$$

Резистор *R1* влияет на величину тока, но не имеет отношения к степени стабильности, определяемой числителем выражения. Самостабилизирующиеся структуры не соответствуют известным по традиционным схемам шаблонам. Данный резистор излишен.

Радиолюбитель: *У меня отказала усилительная схема. На **рис. 7.27** я проставил результаты замера потенциалов. И все-таки не могу определить, какой из транзисторов надо заменять.*

Отыскать дефектный транзистор в неработающей самостабилизирующейся структуре бывает нелегко: при выходе из строя одного из транзисторов изменяются режимы всех! В большинстве случаев разрыв кольца обратной связи ведет к тому, что исправные приборы оказываются или закрытыми, или переходят в насыщение. Значит, надо искать тот, для которого сочетание напряжений не соответствует ни одному из возможных состояний: он-то и будет дефектным.

Для исправной схемы, очевидно, потенциалы всех баз и коллекторов должны составлять 0,7 *В*. На **рис. 7.28** подозрителен режим *VT3*: нулевое напряжение на базе соответствует закрытому транзистору, но при этом $U_{КЭ}$ не может быть нулевым! Налицо короткое замыкание коллектор-эмиттер.

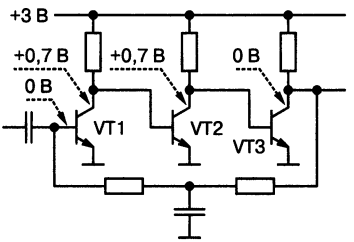


Рис. 7.27. *Какой из транзисторов неисправен?*

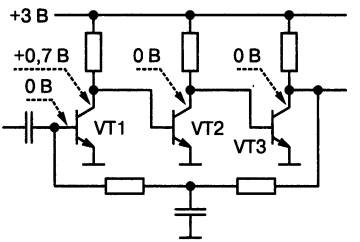


Рис. 7.28. *У неисправного VT3 потенциалы базы и коллектора несовместимы*

Радиолюбитель: *Хорошо, а что же у меня?*

Ситуация в вашей задаче сложнее: напряжения на электродах всех приборов в принципе совместимы. Отметим транзистор, находящийся в мнимо активном режиме (*VT2*). При разрыве кольца активный режим невозможен; после некоторого раздумья готово и заключение: обрыв коллектора *VT2*.

7.6. Дополнение для любознательных

Стабилизированный усилитель

Знакомясь с порядком создания схем с общей стабилизацией режима, мы составили одну из простых конфигураций (**рис. 7.5**). А **рис. 7.29** уже изображает построенный на ее основе двухкаскадный усилитель. Добавлен резистор коллекторной нагрузки для *VT2* (он находится вне кольца обратной связи, а значит, не влияет на токи транзисторов). Кроме этого, предусмотрено включение резистора между базой *VT1* и эмиттером *VT2* (это позволило подавать на базу входной высокочастотный сигнал). Пожалуй, конфигурация удобна для выпуска ее в качестве микросхемы усилителя; что же, займемся ей детальнее.

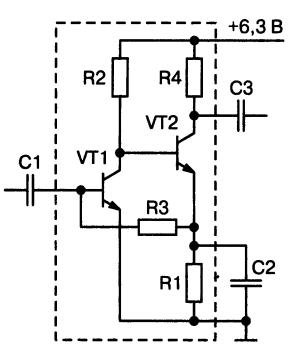


Рис. 7.29. *Конденсатор C2 устраняет обратную связь по усиливаемому сигналу*

Разрабатываем интегральную схему

Зададим токи каскадов: $I_{K1} = 0{,}4\,мА$, $I_{K2} = 2\,мА$. Считая $h_{21Э} \approx 30$, получаем величины базовых токов: 13 и 66 *мА*.

Резистор *R3* включен в кольце обратной связи, а значит, наличие его может снизить стабильность. Предусмотрим хотя бы, чтобы дополнительное падение напряжения на нем от тока базы составляло не более 0,1 *В*, тогда для *R3* получается:

$$R3 = 0{,}1\ В / 13\ мкА = 8\ кОм.$$

Потенциал эмиттера *VT2* составляет: $U_{БЭ1} + 0{,}1\,В \approx 0{,}8\,В$, отсюда получаем для *R1*:

$$R1 = 0{,}8\ В / 2\ мА = 400\ Ом.$$

Потенциал базы *VT2*: $U_{Б2} = U_{Э2} + 0{,}7\,В = 1{,}5\,В$, отсюда имеем для *R2*:

$$R2 = (6{,}3\ В - 1{,}5\ В)/(0{,}4\ мА + 0{,}066\ мА) = 10\ кОм.$$

Увеличению номинала резистора нагрузки *R4* (при желании получить большее усиление) будет препятствовать снижение предельной амплитуды неискаженных колебаний на выходе. Для $u_{ВЫХ} = 1\,В$ — по меньшей мере такой же величины должна быть разность потенциалов коллектора и базы *VT2*. Прибавляя еще 0,5 *В* (запас на возможную нестабильность), будем иметь:

$$U_{K2} = U_{Б2} + 1{,}5\,В = 3\,В,$$

$$R4 = (6{,}3\ В) / 2\ мА = 1{,}7\ кОм.$$

Расчет элементов воображаемой интегральной схемы на этом завершен.

Радиолюбитель: *Погодите, да судя по величинам сопротивлений получилась в точности микросхема типа 122УН1 — широкополосный усилитель!*

Сюрприз. Как видите, мы воспроизвели ход мысли ее разработчиков.

Физический эталон

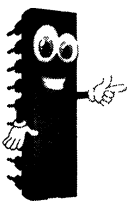
Радиолюбитель: *Мне кажется, что повышения стабильности режима схем можно достичь более сильной отрицательной обратной связью. Она лучше будет противодействовать любому изменению режима.*

Это заблуждение. Электрические режимы в сколь угодно сложной структуре всегда опираются на некоторые **эталонные физические величины**, которые и фигурируют в числителях расчетных формул.

Радиолюбитель: *Что это за эталоны такие?*

Теоретически возможно, чтобы роль эталона выполнил какой-либо ток. В качестве курьеза можно припомнить опубликованные схемы, в которых физическим эталоном являлся по существу $I_{КБ0}$...

В зависимости от схемы, опорными могут оказаться напряжения питания, напряжения стабилизации стабилитронов. В конце концов, им может служить просто $U_{БЭ}$ транзистора, что мы и имели в примитивных схемах (реальным физическим эталоном тогда является термический потенциал перехода φ_T).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Ни при какой самой «глубокой» обратной связи стабильность режимов не может быть лучше стабильности опорного эталона. Всегда надо осознавать, каким физическим эталоном определяются режимы в схеме. Иначе она строится по догадке, и можно ждать сюрпризов.

АНАЛИЗ МНОГОТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ с ООС

*Этот **ШАГ** предназначен для профи и желающих углубить понимание. Он посвящен вопросам анализа линейных схем с общей ООС: в отношении точности, частотного диапазона, динамических свойств. Оказывается, что расчеты не так сложны, как можно было вообразить. Но неожиданно выясняется, что в подобных схемах основную роль играют нелинейные эффекты.*

Заодно приходится развеивать ходячие заблуждения. Как частотная граница может зависеть от температуры; почему эмиттерный повторитель хуже, чем простой усилитель, работает на нагрузку; что может и что не может обратная связь — читателя ожидает много сюрпризов. Как обычно, разобраны вопросы из практики.

А страницы, посвященные разработке аналоговых стабилизаторов напряжения, будут полезны абсолютно всем.

8.1. Точность измерительных схем

Показатели качества

Разработка аналоговых схем предполагает непременно количественную оценку параметров. Вспоминаются такие величины, как входное и выходное сопротивления, коэффициент передачи (или отклонение его от установленного значения)... Кажется, они-то и должны интересовать в первую очередь: как при выборе конфигурации, так и при ее расчете. Но это заблуждение, и нам предстоит разобраться — почему.

Имея дело со схемами типа измерительных, приходится скептически относиться к дифференциальным параметрам. В самом деле, такие схемы никак нельзя отнести к малосигнальным. Диапазон входных и выходных электрических величин бывает таков, что теряет смысл привычное понятие «режима» активных элементов.

Так что функционирование схем вряд ли может характеризоваться параметрами, связанными с небольшими приращениями напряжений и токов относительно фиксированных их значений.

Одним из условий, определяющих успех, является правильное назначение **показателей качества**.

К примеру, прав ли радиолюбитель, считающий, что точная измерительная схема, предназначаемая для подключения к высокоомной цепи, должна иметь максимально возможное входное сопротивление?

Радиолюбитель: *Не сомневаюсь.*

А зря. Одно только неограниченное увеличение $dU_{ВХ} / dI_{ВХ}$ еще не означает устранения постоянного (или, что еще хуже, дрейфующего с температурой) входного тока. Который, быть может, настолько резко снизит точность, что борьба за получение высокого дифференциального сопротивления потеряет смысл.

Радиолюбитель: *Тогда как же правильно подходить к делу?*

Для схемы, от которой требуется наивысшая точность передачи сигнала, интересует, в конечном счете, одно: в каких пределах будет находиться **результирующая погрешность**, ошибка. Причем в зависимости от любых факторов, подлежащих учету: уровня входного сигнала, изменений напряжений питания и тока нагрузки, температуры и т. д.

Составляющие этой погрешности определяются общей структурой линейной конфигурации. Но вне зависимости от структуры — предельная величина напряжения ошибки на входе дифференциального уси-

лителя постоянного тока наложит ограничение на точность, которую вообще можно ожидать от схемы.

Анализ напряжения ошибки

Конечно, нас будут интересовать только схемы с балансным каскадом на входе (о других нет смысла и говорить). Будем заниматься факторами, препятствующими полной компенсации ошибки. Таких факторов два.

Фактор 1. Неидентичность транзисторов. Она характеризуется разностью напряжений база-эмиттер транзисторов при одинаковом их режиме.

Например, для согласованной пары 129НТ1В технические условия предусматривают:

$$\left|U_{БЭ1} - U_{БЭ2}\right| \le 3\,мВ \text{ при } I_K = 1\,мА \text{ и } U_{КБ} = 5\,В.$$

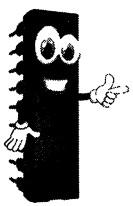
На самом деле указанная разность почти не зависит от режимов транзисторов, пока эти режимы согласованы.

Радиолюбитель: *Вы имеете в виду, что при других значениях токов — погрешность будет та же?*

Да. Но для биполярных, а не для полевых транзисторов!

Радиолюбитель: *Ну вот, например, у согласованной полевой пары 504НТ2А разность напряжений затвор-исток не более 30 мВ при IC = 100 мкА, UСИ = –5 В.*

Эта справедливо только для оговоренного режима. Правда, можно полагаться на то, что величина $\Delta U_{ЗИ}$ с уменьшением I_C может снижаться, но не возрастать.



СОВЕТ.

Следует обращать внимание и на предельную величину температурного дрейфа разности входных напряжений; соответствующие данные можно найти в документации.

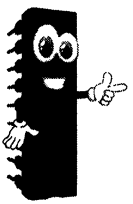
Фактор 2. Разбаланс токов. Степень влияния его на разность напряжений взаимно компенсируемых эмиттерных переходов выражается, собственно, крутизной транзистора. То есть надо иметь в виду простое, но фундаментальное соотношение:

$$\Delta U_{БЭ} = \Delta I_K / S. \qquad (8.1)$$

Из (8.1) мы легко выведем: 10-процентное различие коллекторных токов идентичных транзисторов вызывает разницу напряжений $U_{БЭ}$, равную 2,5 *мВ*.

Радиолюбитель: *Как: независимо от абсолютных величин этих токов?*

Да, но опять же — не для полевых транзисторов. Убедитесь элементарным расчетом, что для них — влияние относительного разбаланса токов на $\Delta U_{ЗИ}$ падает с уменьшением I_C.



ВЫВОД.

Именно разбаланс транзисторов согласованной дифференциальной пары требует детального рассмотрения. Потому что он определяет ту составляющую погрешности, на которую можно реально повлиять.

Сначала нас интересуют причины возможного различия токов.

Разброс коллекторных резисторов

Этот фактор непосредственно диктует разницу токов, если потенциалы коллекторов согласованной транзисторной пары равны. Не забудем, что относительное различие фактических величин двух сопротивлений при допуске, например, ±10% может достичь 20 процентов. Если резисторы выполнены на кристалле интегральной схемы, то их идентичность весьма высока.

Различие коллекторных напряжений

Разумеется, в структуре с общей обратной связью мы ведем речь о той величине ΔU_K, которая обусловлена схемой последующих каскадов — не забываем наш «главный секрет».

Радиолюбитель: *Понятно. Вероятно, различие коллекторных напряжений влияет на характеристики прямой передачи транзисторов?*

Нет, практически не влияет — при очень малых токах коллектора (что типично для режима компенсированного входного каскада).

Радиолюбитель: *Тогда чем же опасна разница коллекторных потенциалов?*

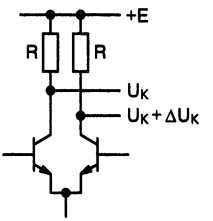


Рис. 8.1. *Чем выше E, тем меньше разбаланс, создаваемый различием коллекторных напряжений*

Просто-напросто вызывает различие токов резисторов. Опять приходим к разбалансу.

Из **рис. 8.1** видно, что относительный разбаланс равен:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U_K}{E - U_K}.$$

Очевидно, увеличение потенциала питания улучшает симметрию токов.

Ответвление тока

Равенство токов резисторов нагрузки дифференциальной пары не означает еще равенства токов коллекторов. Должна быть оценена доля тока, ответвляющаяся в последующую часть схемы.

Нередко величина ответвляющегося тока более всего зависит от внешней нагрузки, и от уровня входного сигнала. Значит, анализ должен быть проведен для всего диапазона возможных изменений упомянутых величин.

Парадокс «выходного сопротивления»

Для многих привычно, впрочем, что величина дифференциального параметра $dU_{ВЫХ} / dI_H$ как раз и должна характеризовать влияние тока нагрузки на точность схемы.

Радиолюбитель: *Ну, конечно, это же выходное сопротивление.*

То есть требуется вроде бы провести его расчет.

Радиолюбитель: *Это сложно?*

Не очень. Надо оценить величину крутизны прямой передачи усилительной схемы $S_y = | dU_{ВЫХ} / dI_{ВХ} |$ (при этом схема считается работающей на короткозамкнутую нагрузку).

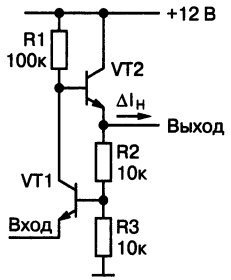


Рис. 8.2. *Выходное сопротивление имеет смысл лишь для малых изменений тока нагрузки*

Сейчас я продемонстрирую один фокус. Рассмотрим схему **рис. 8.2**, для нее крутизна:

$$S_y = \left| \frac{dI_{Э2}}{dU_{БЭ1}} \right|$$

(входы дифференциального усилителя — это эмиттер и база *VT1*).

Глядя на схему, развернем цепочку формул:

$$dI_{Э2} = h_{21Э2} dI_{Б2};$$

$$dI_{Б2} = dI_{R1} - dI_{K1};$$

$$dI_{R1} = -dU_{БЭ2} / R1 = -dI_{Э2} / S_2 R1;$$

$$dI_{K1} = S_1 dU_{БЭ1}.$$

Отсюда без труда получается:

$$S_y = \frac{S_1 h_{21Э2}}{\frac{h_{21Э2}}{S_2 R1} + 1}.$$

Зачем мы вычисляли S_y? Потому что с этой величиной прямо связано искомое выходное сопротивление:

$$\frac{1}{R_{ВЫХ}} = S_y \frac{dU_{ВХ}}{dU_{ВЫХ}},$$

где $dU_{ВХ} / dU_{ВЫХ}$ имеет смысл коэффициента передачи напряжения с выхода на вход по цепи обратной связи. Например, для **рис. 8.2** он равен $R3/(R2+R3)$. Следовательно:

$$R_{ВЫХ} = \frac{1 + \frac{h_{21Э2}}{S_2 R1}}{S_1 h_{21Э2}} \cdot \frac{R2+R3}{R3}. \qquad (8.2)$$

Полагая $U_{ВЫХ} = 5\,В$, без труда определим токи транзисторов (без внешней нагрузки): $I_{K2} = 0{,}25\,мА$, $I_{K1} = 0{,}065\,мА$. Это дает значения дифференциальных параметров транзисторов: $S_2 = 10\,мА/В$, $S_1 = 2{,}6\,мА/В$. Считая, что $h_{21Э} = 40$ для *VT2*, из (8.2) получается: $R_{ВЫХ} = 20\,Ом$.

Радиолюбитель: *Громоздко... Но в общем-то понятно.*

Теперь можно смело взяться за оценку влияния нагрузки на выходное напряжение. Скажем, при появлении тока нагрузки величиной 5 *мА* — насколько снизится $U_{ВЫХ}$?

Радиолюбитель: *Это ясно: на* $\Delta U_{ВЫХ} = \Delta I_H R_{ВЫХ} = 0{,}1$ *В.*

А теперь прикиньте, как изменятся режимы в схеме при $I_H = 5$ *мА* : ток базы *VT2* возрастет до 125 *мкА*, *VT1* закроется, напряжение на выходе упадет практически до нуля!

Радиолюбитель: *Вот это сюрприз...*

Данный шокирующий пример того, что линейная модель оказывается полностью неадекватной — отнюдь не последний в этом **ШАГЕ**.

Радиолюбитель: *Значит, мы зря потратили время на математические упражнения...*

Пожалуй. Впрочем, анализ выходного сопротивления схемной структуры может оказаться небесполезным, если применить его там, где линейная модель действует. А именно, соотношением для $R_{ВЫХ}$ удобно воспользоваться в целях проверки на возможность самовозбуждения.

8.2. Устойчивость схем с ООС

Комплексный коэффициент передачи тока

Было бы слишком смелым утверждать, что задача анализа **устойчивости** проста. Мы здесь лишь попытаемся разобраться в существе явлений.

Возможную неустойчивость схем с обратной связью удобно интерпретировать как раз через ее **дифференциальное выходное сопротивление**, обратно пропорциональное крутизне усилителя — имея в виду частотную зависимость этого параметра. Учитывать здесь практически приходится лишь коэффициент передачи тока базы — самый зависимый от частоты параметр.

Говоря языком теоретической электротехники, **коэффициент передачи тока базы** является не действительной, а комплексной величиной. В весьма высокой степени справедливо:

$$\bar{h}_{21Э} = \frac{h_{21Э}}{1 + jf / f_\beta}, \qquad (8.3)$$

где в числителе — статическое значение параметра, а относительно f_β будет сказано ниже.

Анализ ДУ на устойчивость начинается с того, что в соотношение для выходного сопротивления подставляют комплексные коэффициенты передачи тока, зависящие от частоты. Например, к рассмотренной ранее схеме (**рис. 8.2**), для которой формула для $R_{ВЫХ}$ (8.2) уже получена, мы теперь запишем:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\frac{\bar{h}_{21Э2}}{S_2 R1} + 1}{S_1 \bar{h}_{21Э2}}.$$

Радиолюбитель: *А куда же подевались R2 и R3?*

Для упрощения примем *R2* = 0 (превратим масштабный усилитель в повторитель, см. **рис. 8.3, *а***). Вы простите мне желание не загромождать суть дела добавочными коэффициентами?

Радиолюбитель: *Охотно.*

Далее:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\left[\frac{h_{21Э2}}{S_2 R1(1 + jf / f_{\beta 2})} + 1\right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 2})}{S_1 h_{21Э2}} =$$

$$= \frac{1}{S_1 h_{21Э2}} + \frac{1}{S_1 S_2 R1} + \frac{jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21Э2}}. \qquad (8.3)$$

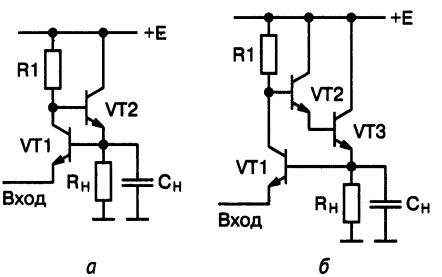


Рис. 8.3. *Устойчивый повторитель (а) при добавлении транзистора превращается в потенциально неустойчивый (б)*

Потенциальная неустойчивость

Для того чтобы схема с общей обратной связью самовозбудилась, нужно, чтобы выполнились сразу несколько условий.

Во-первых, активная часть выходного сопротивления должна быть отрицательной. На тех частотах, где это происходит, схема становится потенциально неустойчивой.

Во-вторых, на одной из частот в диапазоне потенциальной неустойчивости реактивные составляющие выходной проводимости и проводимости нагрузки должны скомпенсироваться (сумма равна нулю). Эта точка и соответствует возможной частоте генерации.

В-третьих, активная проводимость (положительная) нагрузки на этой частоте должна оказаться меньше абсолютной величины отрицательной выходной проводимости схемы (то есть сумма — отрицательной).

Теперь совершенно ясно, что ДУ, который мы анализировали (**рис. 8.3, *а***), устойчив всегда: активная составляющая $Z_{ВЫХ}$, то есть первые два слагаемых (8.3), положительны.

Однако рассмотрим похожую конфигурацию с составным транзистором на выходе (**рис. 8.3, *б***).

Приняв, для упрощения выкладок, что транзисторы *VT2* и *VT3* одинаковы ($f_{\beta 2} = f_{\beta 3}$), мы, без особого дополнительного анализа, исходим из прежнего выражения для выходного сопротивления. Только заменяем в нем, по понятным причинам, $\bar{h}_{21Э2}$ на $\bar{h}_{21Э2} \cdot \bar{h}_{21Э3}$, а S_2 на $0{,}5S_2$. Тогда:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\left[\dfrac{h_{21Э2}h_{21Э3}}{0{,}5S_2R1(1+jf/f_{\beta 2})^2}+1\right]\cdot(1+jf/f_{\beta 2})^2}{S_1h_{21Э2}h_{21Э3}} =$$

$$= \frac{1}{S_1h_{21Э2}h_{21Э3}} + \frac{2}{S_1S_2R1} - \frac{f^2}{f_{\beta 2}{}^2S_1h_{21Э2}h_{21Э3}} + \frac{2jf}{f_{\beta 2}S_1h_{21Э2}h_{21Э3}}. \quad (8.4)$$

«Незначительная» доработка схемы существенно изменила ее свойства: с повышением частоты активная часть выходного сопротивления (первые три члена) непременно станет отрицательной!

Легко увидеть, что это случится, во всяком случае, при $f > f_{\beta 2}$. А значит, применение транзисторов с лучшими частотными свойствами расширит диапазон устойчивости, и дальше мы увидим, чем это полезно.

Далее, из (8.4) видно, что реактивная составляющая $\bar{Z}_{ВЫХ}$ (последний член) имеет индуктивный характер. Следовательно, опасна емкостная нагрузка.

Реальная неустойчивость

Наша новая схемная структура стала потенциально неустойчивой.

Радиолюбитель: *Что значит — потенциально? Будет ли самовозбуждение в действительности?*

Чтобы это узнать, придется получить выражение для обратной величины: комплексной выходной проводимости $1/\bar{Z}_{вых}$, выделив действительную и мнимую части.

Радиолюбитель: *Погодите: так ведь выходное сопротивление это величина, обратная крутизне. Значит, выходная проводимость это и есть крутизна. А ее мы получили раньше.*

В принципе, верно — с двумя поправками.

Во-первых, выражение для S_y надо сделать комплексным, подставив комплексные коэффициенты передачи тока.

Во-вторых, учесть коэффициент обратной связи (выходной делитель).

Радиолюбитель: *Пусть мы это сделали — и что дальше?*

Анализируя выражение для $1/\bar{Z}_{вых}$, надо ответить на вопросы:

- не становится ли на некоторых частотах абсолютная величина отрицательной активной составляющей выходной проводимости большей, чем активная проводимость (положительная) нагрузки?
- имеют ли реактивные проводимости выхода и нагрузки разные знаки?
- не становятся ли одинаковыми на этих частотах их величины?

Радиолюбитель: *Если есть хотя бы одно «нет»?*

Тогда опасения снимаются.

Само собой разумеется, что надо проводить расчеты, ориентируясь на наихудший случай (максимальная ожидаемая величина R_H), а если C_H предполагается меняющейся, — то в диапазоне возможных значений этой емкости.

Радиолюбитель: *Допустим, расчет показал, что самовозбуждение реально. Или же собранный усилитель возбудился. Как быть?*

Возможно, придется использовать элементы частотной коррекции. Здесь мы подошли к сложным вопросам, уж точно выходящим за рамки книги. Но я все равно не могу удержаться от некоторых замечаний.

Предельная частота усиления по току

Выше у нас фигурировал параметр f_β, и пора объяснить, что это. Это та частота, на которой модуль коэффициента передачи тока снижается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим значением $h_{21э}$.

Радиолюбитель: *Откуда ее взять?*

Для отдельных приборов (например, 1Т403) f_β непосредственно гарантируется изготовителем, но это редко. Чаще приходится самому давать оценку f_β.

Радиолюбитель: *Как это можно сделать?*

Просто знать, что на данной частоте сопрягаются две различные модели транзисторов, которые нам приходилось использовать ранее:

- с фиксированным коэффициентом передачи тока, равным его статическому значению (для низких частот);
- с коэффициентом передачи тока, модуль которого обратно пропорционален частоте (для очень высоких частот).

Можно прямо пользоваться удобным соотношением: $f_\beta = f_T / h_{21э}$, связывающим искомую частоту с характерной частотой транзистора f_T (той, при которой $|h_{21э}| = 1$).

Радиолюбитель: *Не очень-то понятно...*

Разберем конкретный пример. Для 2Т608Б справочник дает: $|h_{21э}| \geq 2$ на частоте 100 *МГц*. Тогда $|h_{21э}| = 1$ будет на частоте, как минимум, 100×2 = 200 *МГц*.

А величина $h_{21э}$ для этого же транзистора лежит в пределах 40—160. Значит, в наихудшем случае: f_β = 200/160 = 1,25 *МГц*.

Радиолюбитель: *В наихудшем — это в каком?*

В данном случае — при максимальном $h_{21э}$.

Звено первого порядка

На частотах, существенно меньших, чем f_β наиболее высокочастотного из транзисторов, схема с отрицательной обратной связью самовозбудиться не может: частота возможной генерация всегда будет лежать вблизи предельной частоты усиления по току.

На это и рассчитывают: просто искусственно сужают во много раз частотный диапазон ДУ. Для этого намеренно вводят какую-либо из емко-

стей, от которых при разработке высокочастотных усилителей старались, напротив, избавиться (сравните с **ШАГОМ 3**).

Не всякое сужение частотного диапазона достигает цели. Но если оно обуславливается единственным инерционным звеном (так называемым **звеном 1-го порядка**) — схема устойчива. В самом деле, какова бы ни была конфигурация, крутизна усилителя при этом будет выражаться так:

$$\bar{S} = \frac{S_y}{1 + jf / f_{max}}, \qquad (8.5)$$

где f_{max} — частота, для которой начинается спад частотной характеристики звена.

В числителе — статическое значение крутизны: ведь мы предполагаем, что

$$f_{max} << f_\beta, \qquad (8.6)$$

и, следовательно, частотные свойства транзисторов принимать в расчет нет смысла.

Условие (8.6) для (8.5) приводит к тому, что любая схема оказывается потенциально устойчивой — активная составляющая комплексного выходного сопротивления, обратно пропорционального $\bar{S}_y$, заведомо положительна.

Виртуальный транзистор

Обратитесь к примеру на **рис. 8.4**, где частотная коррекция создана включением конденсатора. По существу, его емкость имитирует диффузионную емкость «транзистора», образованного из *VT2* и *VT3* и имеющего параметры: $h_{21Э} = h_{21Э2}h_{21Э3}$, $S = 0{,}5S_2$, $C_Д = C$.

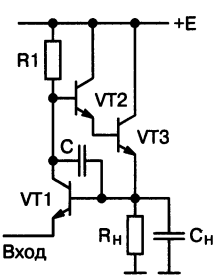


Рис. 8.4. *Включение корректирующего конденсатора превращает составной транзистор в «одиночный» — виртуальный*

Поскольку величина *C* значительно больше собственных емкостей транзисторов (а иначе она бесполезна), такое включение превращает, с точки зрения частотных свойств, два транзистора в один. В самом деле, известное нам из **ШАГА 3** соотношение:

$$C_Д = S / 2\pi f \,|\, h_{21Э} \,|,$$

мы легко можем преобразовать:

$$C_Д = S / 2\pi f_T = S / 2\pi f_\beta h_{21Э}.$$

Введение добавочной емкости *C*, играющей как бы роль «диффузионной», соответствует эквивалентному значению f_β для составного «виртуального транзистора»:

$$f_{\beta ЭКВ} = S/2\pi Ch_{21Э} = S_2/4\pi Ch_{21Э2}h_{21Э3}.$$

Если величину *C* выбрали так, чтобы наибольшее значение $f_{\beta ЭКВ}$ было во много раз ниже минимально возможных $f_{\beta 2}$ и $f_{\beta 3}$, то будут практически исключены влияния других частотно-зависимых факторов, кроме звена 1-го порядка. В сущности, мы вернулись (в отношении устойчивости) к конфигурации **рис. 8.3, *а***.

Любопытно, что теоретически — аналогичный эффект коррекции может быть достигнут иначе: если один из транзисторов *VT2*, *VT3* взят с граничной частотой f_β во много раз меньшей, чем другой.

Радиолюбитель: *Смысл частотной коррекции — ухудшить передаточные свойства схемы в диапазоне частот. Но ведь, с другой стороны, это и плохо?*

Да, к сожалению. Однако заметьте: если применены транзисторы с высокими значениями f_β, потребуется корректирующая емкость меньшей величины.

Радиолюбитель: *Значит, частотные свойства улучшатся?*

Вообще-то да. Но, в частности, не обойтись без расчетов. Ими мы займемся далее.

8.3. Частотные свойства схем

Типичные ошибки

Распространено мнение, что отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания и стабилизирует амплитудно-частотную характеристику линейных схем.

Радиолюбитель: *А разве это не так?*

Да, в общем, так оно и есть... Во многих книгах можно встретить выкладки, подтверждающие, что применение общей ООС якобы улучшает во много раз частотные свойства усилителя.

Радиолюбитель: *Якобы???*

Снова и снова мы будем предостерегать от наивного доверия к готовым рецептам.

Типичная ошибка в том, что упускают из виду границы применимости тех или иных общих положений. Выводы, базирующиеся на линейных моделях, нужно с великой осторожностью распространять на схемы, работающие с большими сигналами. Потому что такие выводы соблазняют не заглядывать «внутрь» схемы, не пытаться понять происходящие в ней процессы.

Радиолюбитель: *Это и не кажется необходимым...*

Ваше мнение ошибочно. Сейчас поймем, почему.

Звено с ограничением

Вспомним положения теории замкнутых систем автоматического регулирования. На структурной схеме, изображенной на **рис. 8.5**, представляет интерес последовательно включенные: **звено с ограничением** и **инерционное звено**.

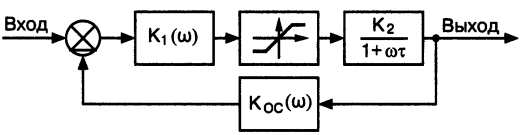


Рис. 8.5. *С ростом частоты возрастает амплитуда сигнала на входе ограничителя*

Очевидно, что с повышением частоты ω входного синусоидального колебания выше $1/\tau$, при заданной амплитуде на входе (а значит, и выходе) системы, должна резко нарастать амплитуда сигнала на выходе (а значит, и входе) звена с ограничением. Наконец, колебания выйдут за пределы апертуры ограничителя: это и будет реальным пределом частотного диапазона системы.

Радиолюбитель: *Но какое отношение это имеет к усилительной схеме, пусть и с общей обратной связью?*

Прямое. В каждом из каскадов принципиально имеются факторы как амплитудного, так и частотного ограничения. Но раньше всего они проявятся, конечно, в том месте ДУ, где имеется транзистор, работающий с максимальным использованием динамического диапазона.

Радиолюбитель: *То есть оконечный?*

Нет, предоконечный.

Радиолюбитель: *Как же так?*

Это мы разберем ниже.

Низкочастотный выходной транзистор

Листая старые радиолюбительские журналы, отмечаешь: в прежние годы казалось заманчивым использовать в широкополосных низкочастотных усилителях дешевые мощные транзисторы. Их плохие частотные свойства препятствовали бы их применению, будь это в каскадах без обратной связи.

А между тем подобные эксперименты вели порой к странным результатам.

Для **рис. 8.6** при фиксированной амплитуде высокочастотного тока коллектора выходного транзистора $i_{К2} = i_Н$ — амплитуда его базового тока в схеме с общей ООС нарастает с увеличением частоты передаваемых колебаний. Действительно:

$$i_{Б2} = i_{К2} / |h_{21Э}|,$$

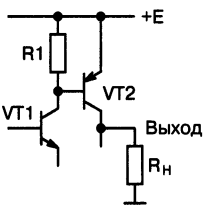


Рис. 8.6. *При снижении $|h_{21Э2}|$ предвыходной каскад перегружается базовым током оконечного транзистора*

а модуль коэффициента передачи тока выходного транзистора с частотой падает. Не надо удивляться, если амплитуда тока базы даже превысит его постоянную составляющую ($i_Б > I_Б$), ведь мы имеем здесь дело с током перезаряда диффузионной входной емкости.

Теперь понятно, что если нарушится обязательное условие:

$$i_{К1} < I_{К1}, \qquad (8.7)$$

то неизбежен заход в область отсечки транзистора *VT1*, он-то и проявит свойства «звена с ограничением». Кстати, сигнальная составляющая тока коллектора *VT1* включает не только ток базы *VT2* (амплитудой $i_{Б2}$), но и ток через резистор *R* (амплитудой $i_R = u_{Б2} / R = i_{К2} / S_2 R$).

Полная амплитуда:

$$i_{К1} = i_{Б2} + i_R.$$

Радиолюбитель: *Не согласен с вами: ведь базовый ток на высоких частотах емкостный. Значит, суммировать надо с учетом фазы?*

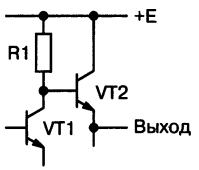


Рис. 8.7. *Эмиттерный выход не дает расширения частотного диапазона*

В принципе вы правы, и сумма вроде бы должна быть меньше. Но для не слишком высоких частот — лучше в видах надежности намеренно завысить оценку тока. Кстати, возможны ведь дополнительные повороты фазы базового тока, из-за того, что ток нагрузки имеет емкостную составляющую. А это случается часто!

Исходя из (8.7), оцениваем предельную частоту, на которой неискаженная передача сигнала еще гарантирована. Если же потребуется расширить частотный диапазон схемы, придется увеличивать ток покоя предвыходного каскада путем уменьшения *R*!

В схеме с эмиттерным выходом (**рис. 8.7**) предвыходной транзистор должен обеспечивать ту же самую амплитуду тока базы *VT2*. Но только переменная составляющая тока через резистор вычисляется, конечно, иначе:

$$i_R = u_{Б2} / R \approx u_{ВЫХ} / R.$$

Требования к току покоя *VT1* получатся практически теми же.

Впрочем, как мы сейчас увидим, вопрос о реализации выбранного тока покоя предвыходного транзистора не так-то прост.

Температура и предельная частота

Радиолюбитель: *Неужели температура может влиять на частотные свойства схем? Не верится...*

Однако это так. Вспомним «главный секрет»: базовая цепь выходного транзистора определяет режим предыдущего. А режим предвыходного прибора, как мы выяснили, имеет решающее значение.

Рассмотрим **рис. 8.8, *а***. Очевидно:

$$I_{К1} = I_R + I_{Б2} = U_{БЭ2} / R + I_{Б2}.$$

Знакомое нам «слабое звено»: стабильность тока коллектора *VT1* невысока. Но теперь мы понимаем, чем это опасно: ухудшением частотных свойств при снижении $I_{К1}$ ниже определенного уровня (определяемого амплитудой тока базы выходного транзистора $I_{Б2}$), когда нарушится условие (8.7). А такое снижение весьма вероятно при работе в условиях повышенной температуры.

Особенно — если в качестве *VT2* взят германиевый транзистор, как это практиковалось в схемах прежних лет.

Радиолюбитель: *Почему плох именно германиевый?*

Во-первых, с ростом температуры снижается величина $U_{БЭ}$ выходного транзистора, причем, у германиевых приборов — относительно сильнее.

Во-вторых, увеличение температуры приводит к резкому росту тока утечки коллекторного перехода $I_{КБ0}$. Величина этого тока может доходить до миллиампер у мощных германиевых приборов.

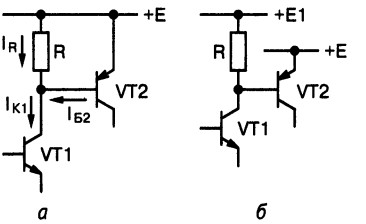


Рис. 8.8. *«Слабое звено» (а): температурное снижение тока приводит к искажениям высоких частот; необходима фиксация режима (б)*

Заметьте, $I_{КБ0}$ протекает в базовой цепи противоположно рабочему базовому току.

Радиолюбитель: *Выходит, что $I_{Б2}$ с ростом температуры может изменить направление?*

Легко. Тогда (при постоянном I_R) $I_{К1}$ упадет еще сильнее!

По крайней мере, первый из этих двух факторов устраняется переходом к известному из **ШАГА 7** включению с повышенной стабильностью режима (**рис. 8.8, *б***). Ценно: уменьшается заодно и переменная составляющая коллекторного тока предвыходного транзистора (она включает практически только $i_{Б2}$).

По страницам старых журналов

Включение, наподобие варианта, изображенного на **рис. 8.9**, соблазняет начинающих радиолюбителей «экономией элементов». Здесь ток коллектора первого транзистора равен:

$$I_{К1} = I_{Б2} = \frac{I_{К2}}{h_{21Э}} - I_{КБ0}.$$

Обязательное условие:

$$I_{К1} > i_{Б2} = \frac{i_{К2}}{|h_{21Э}|}$$

будет нарушено уже на умеренно высоких частотах, что повлечет за собой неизбежные искажения. Впрочем, влияние тока $I_{КБ0}$ может привести к прекращению работы схемы на всех частотах и для любых сигналов, подробнее вы узнаете об этом из **ШАГА 10**.

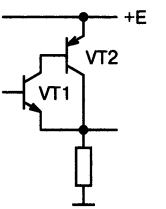


Рис. 8.9. *В «упрощенном» повторителе ток коллектора VT1 недостаточен, линейность сохраняется лишь при низком КПД*

Схемы с коррекцией

В «закорректированном» усилителе всегда имеется одно звено, инерционность которого несравненно больше прочих: то самое звено первого порядка, которое и служит гарантией устойчивости.

С ростом частоты раньше всего начинает повышаться уровень сигнала на входе именно этого инерционного каскада. И вполне вероятно, что перегрузка произойдет в каскаде, предшествующем ему, а вовсе не в предоконечном (впрочем, они могут и совпадать).

Мифы «полосы пропускания»

Для аналоговой схемы с общей ООС обязательным является сохранение линейности в заданном диапазоне частот, исключающее моменты размыкания обратной связи. Заметьте: пока это обеспечено, никакого спада амплитудно-частотной характеристики наблюдаться **вообще не будет**.

Радиолюбитель: *Стало быть, граница полосы пропускания зависит от уровня сигнала?*

Да, если эту границу понимать в смысле сохранения линейности передачи. Радиолюбитель-практик и по опыту хорошо знает: в таких схемах, при превышении определенной частоты входных колебаний, никогда не наблюдается просто спад амплитуды на выходе, а всегда появляются искажения.

Радиолюбитель: *Но повсюду пишут о расширении полосы пропускания за счет обратной связи...*

При этом упускают из виду: спад амплитудно-частотной характеристики, обусловленный параметрами активной части ДУ, означает резкое возрастание напряжения ошибки, схема просто оказывается перегруженной. Анализ частотных свойств усилителей с общей ООС на базе линейной модели, как правило, вообще недопустим!

Выше мы разобрались в том, как оценить гарантированную верхнюю граничную частоту работы схемы в режиме большого сигнала при испытании ее синусоидальным колебанием. Однако это мало что даст для выяснения реакций структур на нестационарное воздействие, например, импульс на входе. В таких случаях полезнее не частотный, а временной подход.

8.4. Динамические свойства схем

Скорость нарастания

Реальная электронная схема не способна воспроизвести на выходе скачок напряжения (тока) с бесконечной крутизной фронта. Этому препятствует ряд факторов, ограничивающих предельную величину $V_U = [dU_{ВЫХ}(t)/dt]_{max}$ так называемой **скорости нарастания (или спада)** выходного напряжения. Существенно то, что для одной и той же схемы скорости нарастания и спада обычно имеют совершенно разные значения. В ряде случаев важна также предельная величина $V_I = [dI_{ВЫХ}(t)/dt]_{max}$.

Введенный показатель удобен тем, что очевидным образом связывается с параметром входного воздействия $dU_{ВХ}(t)/dt$. Пусть на вход подан импульс с известной крутизной фронта. Тогда, например, масштабный усилитель должен обладать скоростью нарастания по выходу:

$$V_U \geq K_U \frac{dU_{ВХ}(t)}{dt},$$

чтобы не произошло размыкания общей обратной связи.

Предельную скорость нарастания вычисляют из условия, что транзистор схемы, ограничивающий ее быстродействие, находится на пороге активного режима. Как это делается, мы увидим на примерах.

Заряд емкости нагрузки

Часто предельная скорость нарастания (спада) — это скорость заряда или разряда емкости, параллельной нагрузке: $V_U^+ = I_{ЗАР}/C_H$ (или $V_U^- = I_{РАЗР}/C_H$).

Например, для **рис. 8.10, *а***, где изображен возможный фрагмент выхода усилителя, заряд C_H может происходить током, гарантированная величина которого:

$$I_{ЗАР} = I_{К2max} - I_H \approx h_{21Э2} I_{К1max} - I_H, \qquad (8.8)$$

а значит, скорость нарастания будет зависеть от максимального тока коллектора $I_{К1}$, допускаемого схемой.

А для **рис. 8.10, *б*** (из условия нахождения *VT1* на грани запирания, т. е. $I_{К1} \approx 0$):

$$I_{ЗАР} = I_{Э2max} - I_H \approx h_{21Э2} I_R - I_H =$$

$$= h_{21Э2}(E - U_{ВЫХ} - 0{,}7\,В)/R - I_H. \qquad (8.9)$$

Итак, ток заряда емкости нагрузки равен превышению максимального выходного тока (который может отдать схема на границе выхода приборов из усилительного режима) над наибольшим током, потребляемым активной частью нагрузки.

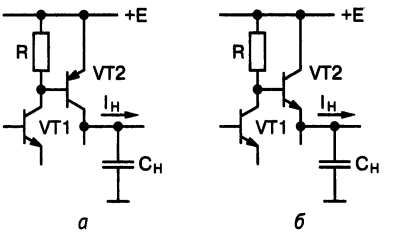


Рис. 8.10. *При низкоомной нагрузке трудно обеспечить скорость нарастания (а); для эмиттерного выхода (б) этого нелегко добиться даже без нагрузки*

Радиолюбитель: *Вывод представляется очевидным.*

По мере нарастания выходного напряжения величина V_U^+ будет изменяться в зависимости от вида вольтамперной кривой нагрузки.

Радиолюбитель: *А если нагрузка — резистор?*

Тогда просто: $I_H = U_{ВЫХ} / R_H$, ток нагрузки увеличивается по мере заряда. Значит, даже для более удачного варианта **рис. 8.10, *а*** ток заряда будет, к сожалению, снижаться с нарастанием $U_{ВЫХ}$.

Радиолюбитель: *Значит, наихудшие динамические свойства соответствуют высоким уровням выходного напряжения?*

Да, это следует из (8.8). Возможно, это не вызовет проблем в реальных случаях (например, передача импульса с экспоненциальным передним фронтом).

Радиолюбитель: *Кажется, что вариант с эмиттерным повторителем (**рис. 8.10, б**) должен быть значительно лучше...*

Напротив, он значительно хуже! Здесь даже при $I_H = 0$ емкость C_H заряжается практически экспоненциально (8.9).

С ростом $U_{ВЫХ}$ допустимая схемой скорость нарастания напряжения стремится к нулю, отсюда — возможные искажения переднего фронта

входного воздействия (там, где значение V_U^+ уже недостаточно): так, как это показано на **рис. 8.11**.

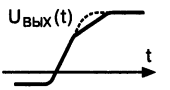


Рис. 8.11. *Заряд емкости нагрузки вызовет искажения фронта*

Разумеется, поправить дело может использование повышенного потенциала E для питания резистора R на **рис. 8.10, *б***, или даже генератор тока в качестве нагрузки предвыходного транзистора. Проверьте, что изменится при этом в соотношении (8.9).

Разряд емкости нагрузки

Разряд емкости нагрузки гарантируется правильным выбором балластного резистора $R_Б$ (см. **рис. 8.12, *а***), ведь он и образует путь разряда.

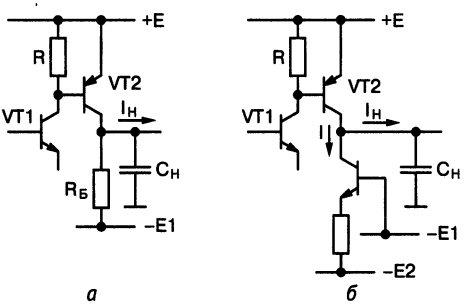


Рис. 8.12. *Балластный резистор может не обеспечить быстрого разряда $C_н$ (а); предпочтительнее генератор балластного тока (б)*

Радиолюбитель: *Емкость разряжается еще и через нагрузку?*

Возможно. Но ведь нагрузка может быть высокоомной. А может даже давать ток, наоборот, заряжающий емкость.

Легко проследить по схеме, что в самом крайнем случае, когда выходной транзистор почти закрыт:

$$I_{РАЗР} = \frac{U_{ВЫХ} + E1}{R_Б} + I_Н. \qquad (8.10)$$

Здесь положительное направление $I_Н$ отвечает втекающему в нагрузку току (а противоположное направление будет препятствовать разряду емкости). Снижению уровня потенциала на выходе соответствует уменьшение разрядного тока, что грозит искажениями нижней части спада импульсного сигнала, как на **рис. 8.13**.

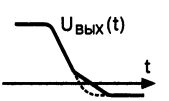


Рис. 8.13. *Разряд емкости нагрузки – причина искажений спада импульса*

Заменив разрядный резистор генератором балластного тока, мы несколько улучшим динамику схемы (см. **рис. 8.12, *б***), так как теперь уже:

$$I_{РАЗР} = I + I_H \qquad (8.11)$$

Когда нагрузкой является омическое сопротивление, получается:

$$I_{РАЗР} = I + U_{ВЫХ} / R_H.$$

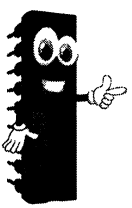
Хорошо видно: чем шире должен быть диапазон уровней на выходе схемы (в сторону отрицательных значений $U_{ВЫХ}$), тем труднее обеспечить заданный предел на скорость спада V_U^-.

Радиолюбитель: *Значит, надо увеличивать балластный ток.*

Увы, это приведет к добавочной нагрузке на выходной транзистор во время положительного фронта. То есть к уменьшению гарантированной скорости нарастания!

Радиолюбитель: *Как же быть?*

Считают иногда оправданным применение уже упоминавшихся **двухполярных выходных каскадов**. Они работают для любого из перепадов сигнала так же, как рассмотренные нами в качестве примера схемы — для положительного фронта.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Схем двухполярных каскадов предложено множество; в каждой из них как заряд, так и разряд емкости нагрузки происходит через открытый транзистор.

Быстродействие выходного транзистора

Разумеется, динамические свойства схем с общей обратной связью будут ограничены даже при работе на чисто активную нагрузку. А основным фактором, влияющим на возможности схемы воспроизводить нарастания и спады напряжений, окажется в большинстве случаев быстродействие транзистора последнего каскада.

Как указывалось ранее, для нестационарных воздействий инерционность транзистора бывает удобно связывать с постоянной времени τ. Она характеризует процесс экспоненциального установления тока коллектора $I_K(t)$ при скачке базового тока. Так, если происходит известное изменение коллекторного тока, то значение тока базы реального транзистора в данный момент времени определяется следующим образом:

$$I_Б(t) = \frac{I_K(t)}{h_{21Э}} + \frac{\tau}{h_{21Э}} \frac{dI_K(t)}{dt}, \qquad (8.12)$$

где $h_{21Э}$ — статическое значение параметра. Базовый ток, по сравнению с безынерционной моделью (ей соответствует первое слагаемое), имеет добавок:

$$\Delta I_Б = \frac{\tau}{h_{21Э}} \frac{dI_K(t)}{dt}. \qquad (8.13)$$

Он связан с постоянной времени реального транзистора, и скоростью нарастания (спада) тока с учетом знака производной.

Радиолюбитель: *Откуда взялись такие формулы?*

А вы изучали в вузе **преобразования Лапласа**?

Радиолюбитель: *Да, припоминаю. Что-то довольно хитрое.*

Если вы попробуете припомнить, то легко проверите (8.12). Во всяком случае, характер тока базы иллюстрируется **рис. 8.14**.

Радиолюбитель: *Но я вижу, между прочим, что IБ в процессе спада даже сменяет направление на противоположное!*

И это вполне может соответствовать действительности.

Итак, для того, чтобы благополучно передавать фронты сигнала с заданной крутизной, диапазон токов базы выходного транзистора должен обеспечиваться с запасом, равным $\Delta I_Б$ в каждую сторону (**рис. 8.14**). А это, как и прежде, накладывает соответствующие требования на предвыходной каскад: он не должен выходить из активного режима даже в случае минимального из возможных значений $h_{21Э}$. И, разумеется, качественная оценка, данная нами ранее в отношении их частотных свойств, остается вполне справедливой и теперь.

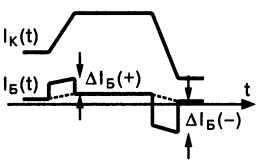


Рис. 8.14. *При воспроизведении фронтов — базовый ток оконечного транзистора имеет выбросы обоих направлений*

Например, для прибора 2Т608Б мы ранее уже получили: $f_T \geqslant 200$ *МГц*. А, зная, что для него же: $h_{21Э} = 40—160$, в наихудшем случае постоянную времени имеем равной — по формуле (5.7):

$$\tau = h_{21Э} / 2\pi f_T = \frac{160}{6{,}28 \cdot 200} = 0{,}12 \text{ мкс}.$$

Это будет верхней оценкой; фактическое значение в большинстве случаев намного меньше.

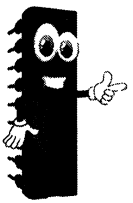
Между прочим, нетрудно теперь переписать и формулу для непосредственного расчета величины выброса базового тока известного транзистора, если требуется обеспечить заданную величину параметра V_I:

$$\Delta I_Б = V_I / 2\pi f_T. \qquad (8.15)$$

Бросок тока нагрузки

Случай **переменной нагрузки** на выходе — не редкость в электронных устройствах, и, в ряде случаев, необходимо, чтобы линейный режим не нарушался в моменты скачков тока, иначе неизбежны нежелательные «всплески» выходного напряжения.

Расчет допустимой величины $V_I = dI_H / dt$ ведется, как и ранее, с учетом того, что коммутация нагрузки приводит к появлению выброса базового тока выходного транзистора (относительно его величины в установившемся режиме) на $(dI_K / dt) / 2\pi f_T$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Не следует упускать из вида, что этот выброс возможен и в направлении, противоположном обычному направлению тока!

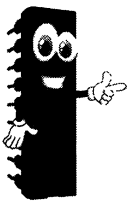
Оценку проводят, конечно, для $U_{ВЫХ} = const$, но обязательно надо убедиться, что предвыходной каскад способен обеспечить требуемый ток базы при любом уровне напряжения на выходе (в пределах рабочего диапазона).

В качестве конкретной реализации изложенных общих принципов — стоит рассмотреть теперь стабилизаторы напряжения.

8.5. Аналоговая стабилизация напряжения

Создаем стабилизатор

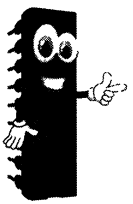
Трудно найти электронное устройство, где не применялись бы **стабилизаторы напряжения**. И, тем не менее, ошибки здесь нередки. Поэтому есть смысл не ограничиваться отсылкой к имеющейся в достатке литературе, а указать все же на особенности этого класса линейных схем с общей обратной связью. Мы подчеркнем те моменты, которые чаще всего упускают.



ПРИМЕЧАНИЕ.

По существу аналоговый стабилизатор напряжения является повторителем (либо масштабным усилителем) высокостабильного опорного напряжения — вот и определена структура схемы... Но для успеха этого недостаточно.

Сетевой выпрямитель



ВНИМАНИЕ.

*Ошибку в расчете **выпрямителя**, предшествующего стабилизатору (**рис. 8.15, а**), не исправить потом никакой, даже самой «усиленной», стабилизацией.*

Чтобы такого не случилось, необходимо ясно представлять соотношения уровней напряжений, как они изображены (для синусоидального питающего напряжения) на **рис. 8.15, *б***. И, в первую очередь, **форму выходного напряжения** сетевого выпрямителя.

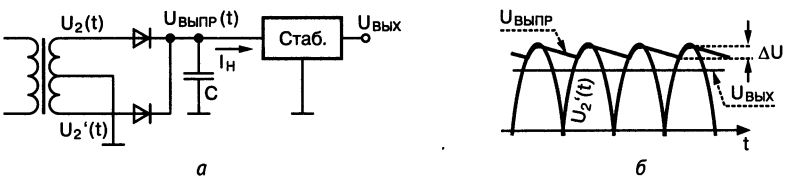


***Рис. 8.15.** Нижний уровень пульсаций на входе стабилизатора (а) должен оказаться выше требуемого выходного напряжения (б)*

Как видно, на пиках напряжения вторичной обмотки конденсатор фильтра заряжается почти до амплитудного значения u_2. Точнее:

$$U_{ВЫПР.max} = u_2 - U_{ПР}.$$

Прямое падение напряжения на диодном вентиле $U_{ПР}$ — его важнейший справочный параметр. Обычно оно не превышает 1 *В* для кремниевых диодов, а в случае мостового выпрямителя эту величину надо удвоить.

В промежутке между соседними пиками конденсатор разряжается на нагрузку. Считая процесс разряда линейным, а его длительность равной половине периода частоты сети (для двухполупериодного выпрямителя), получаем спад напряжения на емкости:

$$\Delta U \approx I_H \Delta t / C, \qquad (8.16)$$

где, например, $\Delta t = 0{,}01\ с$ для частоты сети 50 *Гц*. Уровень минимумов выпрямленного напряжения будет равен:

$$U_{ВЫПР.min} = U_{ВЫПР.max} - \Delta U.$$

Радиолюбитель: *В книгах даются более сложные формулы, чем (8.16).*

Потому что их авторы принимают процесс разряда конденсатора экспоненциальным.

Радиолюбитель: *Да ведь так оно и есть!*

Да — для омической нагрузки. А откуда вы взяли, что она такова?

Радиолюбитель: *Не знаю...*

К тому же мы здесь пренебрегли тем, что длительность разряда все же меньше полупериода — сколько-то длится и заряд.

Радиолюбитель: *Вот видите!*

Но принятые нами допущения приведут просто к тому, что вычисленный по (8.16) размах пульсаций ΔU получится слегка завышенным. И прекрасно: это обеспечит полезный запас.

Учитесь упрощать расчеты, принимая модели, которые будут **заведомо не лучше реальности** (помните, мы об этом говорили?)

Радиолюбитель: *Да я не против.*

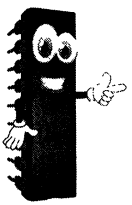
Принцип аналоговой стабилизации состоит в гашении излишнего напряжения. Однако невозможно добавить недостающего! Поэтому в любой момент времени должно соблюдаться:

$$U_{ВЫПР}(t) > U_{ВЫХ}.$$

Некоторые источники питания (например, преобразователи постоянного напряжения в переменное в составе DC/DC конвертеров) выдают почти прямоугольные колебания, что намного снижает требования к величине фильтрующей емкости. В такой ситуации за Δt следует брать длительность фронтов колебаний.

Коэффициент полезного действия

Минимально допустимая разница ($U_{ВЫПР.min} - U_{ВЫХ}$) определяется конкретной схемой стабилизатора, но, во всяком случае, не может быть меньше 1—2 *В*. Неоправданное повышение выпрямленного напряжения снижает КПД схемы: ведь мощность, равная $(U_{ВЫПР.min} - U_{ВЫХ}) \cdot I_H$, рассеиваемая регулирующим транзистором, теряется впустую! Кроме всего прочего, это связано с проблемой отвода тепла.



ВНИМАНИЕ.

Но нельзя и балансировать «на грани»: стабилизатор напряжения должен обеспечивать работоспособность и при сниженном до заданного предела первичном напряжении.

Впрочем, эти соображения иногда отступают перед соблазном, увеличив u_2, сэкономить на величине емкости конденсатора фильтра.

Итак, при заданном токе нагрузки I_H разработчику придется позаботиться о соответствующем выборе величин u_2 и C, чтобы их сочетание, как минимум, обеспечивало работоспособность стабилизатора. Хорошо фиксируемые осциллографом «лунки» на выходном напряжении будут свидетельствовать о том, что автору конструкции не удалось этого добиться. Подобный «стабилизатор» лучше было бы не делать вообще.

Опорное напряжение

Оно создается обычно **кремниевым стабилитроном**, через который задан ток. От качества источника опорного напряжения на девять десятых будут зависеть параметры стабилизатора.

Первое, чему надо уделить внимание, — это режим стабилитрона. Технической документацией оговорен диапазон допустимых токов I_{CT} (**рис. 8.16**), обычно широкий. С другой стороны, для часто применяемого включения, изображенного на **рис. 8.16**, справедливо:

$$I_{CT} = I_R - I = \frac{E - U_{CT}}{R} - I. \qquad (8.17)$$

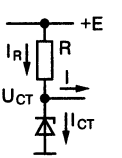


Рис. 8.16. *Чем ближе E к напряжению стабилизации, тем чувствительнее схема к нестабильности этого напряжения*

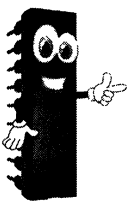
Что вы усматриваете в этой формуле?

Радиолюбитель: *Я замечаю обилие знаков «минус», а это всегда настораживает.*

Верно: это отражает высокую чувствительность тока стабилитрона к изменению различных факторов.

Радиолюбитель: *Каких именно?*

Таких факторов столько, сколько независимых переменных в (8.17): нестабильность питающего напряжения E и входного тока ДУ I, разброс фактических величин напряжений стабилизации $U_{СТ}$ и сопротивлений резистора R.



СОВЕТ.

Как всегда, следует убедиться в том, что значение $I_{СТ}$ не выходит за допустимые пределы даже при самых неблагоприятных сочетаниях.

И **основной проблемой** оказывается то, что сравнительно небольшая нестабильность напряжения питания E может вызвать изменение разности $(E-U_{СТ})$ в несколько раз! Снизить столь высокую чувствительность поможет увеличение E. По этой причине для питании стабилитрона не довольствуются порой имеющимся уже выпрямителем, а устраивают отдельный выпрямитель с повышенным напряжением.

Так как источник опорного напряжения определяет потенциальные точностные параметры всей схемы, то им мы займемся далее.

Стабильность опоры

Возможная нестабильность величины $U_{СТ}$ связана с изменениями тех же самых величин, о которых мы говорили в связи с (8.17). Два фактора: температурная нестабильность сопротивления R и температурный дрейф рабочей ветви характеристики стабилитрона — устраняются (в случае необходимости) использованием прецизионных элементов.

Степень влияния изменений питающего напряжения E на опорное напряжение зависит от паспортного параметра стабилитрона — **дифференциального сопротивления** $r_{СТ}$. Обычно приводится верхний предел этой величины с указанием тока $I_{СТ}$, при котором производится замер (а вообще с ростом тока $r_{СТ}$ падает).

Пусть на схем (**рис. 8.16**) стабилитрон типа 2С117Т, $U_{СТ} = 6{,}4\ В$, $R = 2{,}2\ кОм$. Нестабильность $U_{СТ}$ легко оценить для известных пределов изменения напряжения питания. Так при E = 15...30 $В$ диапазон тока I_R будет заключен между 4 и 10,7 $мА$. Если $I \approx 0$, а $r_{СТ} \le 20\ Ом$, то получаем, что при колебаниях напряжения питания в указанных пределах изменение опорного напряжения может достигать:

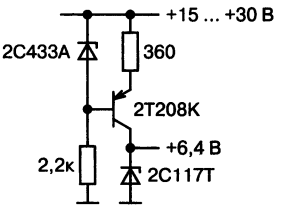


Рис. 8.17. *Стабилизированный генератор тока делает опорное напряжение независимым от первичного питания*

$$\Delta U_{СТ} = \Delta I_{СТ} r_{СТ} = 6{,}7 \cdot 20 = 130\ мВ.$$

Как быть, если такая величина недопустима? Применить каскадное включение двух ячеек со стабилитронами. Но значительно удобнее использовать стабилизированный генератор тока — **рис. 8.17**.

Влияние на опорное напряжение изменений входного тока усилителя I оценивается, аналогично, как $\Delta I r_{СТ}$.

Радиолюбитель: *Ну, ток входа несущественен, и, следовательно, на этом расчет нестабильности закончен.*

Это не так: чуть ниже мы рассмотрим вариант, в котором только данный ток (вытекающий из входа) и питает стабилитрон.

Изменения тока входа могут быть вызваны:

- **во-первых**, изменением тока нагрузки от $I_{H\,min}$ до $I_{H\,max}$, следствием будет влияние этого тока на выходное напряжение стабилизатора. Уменьшить его возможно увеличением общего усиления ДУ по току dI_H / dI.
- **во-вторых**, изменением питающего напряжения от наименьшего до наибольшего, следствием будет дополнительная зависимость стабилизированного напряжения от первичного. Уменьшить ее можно схемотехническими приемами, стабилизирующими ток входа.

Разберем эти приемы на типичной для стабилизатора схеме (**рис. 8.18**). Это знакомый масштабный усилитель, только здесь стабилитрон является источником входного напряжения. Очевидно:

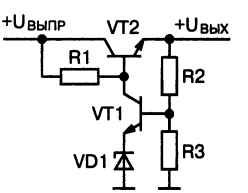


Рис. 8.18. *Стабилитрон питается эмиттерным током VT1*

$$I_{СТ} = I_{Э1} \approx I_{К1} = (U_{ВЫПР} - U_{ВЫХ} - U_{БЭ2}) / R1 - I_{Б2}.$$

Ток базы *VT2* рассчитывается просто:

$$I_{Б2} \approx I_H / h_{21Э2}.$$

Учтя минимально гарантированное значение коэффициента передачи тока транзистора *VT2*, мы получим верхнюю границу для $I_{Б2}$, которую удобно использовать для оценки возможного влияния нагрузки.

В самом деле пределы изменения $I_{Б2}$ при известных колебаниях тока нагрузки определяют ту величину $\Delta I_{СТ} = \Delta I_{К1} \approx \Delta I_{Б2}$, от которой зависят:

- колебания опорного напряжения $\Delta U_{СТ} = \Delta I_{СТ} r_{СТ}$;
- колебания напряжения ошибки усилителя $\Delta U_{БЭ1} = \Delta I_{СТ} / S_1$.

И первое, и второе равно приводят к изменениям выходного напряжения. Не следует забывать, конечно, что, как для масштабного усилителя:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{R2+R3}{R3}(\Delta U_{СТ} + \Delta U_{БЭ1}) = \frac{R2+R3}{R3} \cdot \Delta I_{Б2}(r_{СТ} + 1/S_1). \quad (8.18)$$

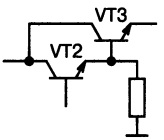


Рис. 8.19. *Уменьшение влияния нагрузки достигается повышением усиления по току*

Если нестабильность напряжения (8.18), вызванная непостоянством нагрузки, получается слишком большой, есть смысл уменьшить ток базы *VT2*, например, применением составного транзистора (**рис. 8.19**). Подумайте, какой важнейший неучтенный нами фактор будет определять теперь воздействие тока нагрузки на величину $U_{СТ}$, а тем временем мы пойдем дальше.

Из соотношения (8.17) очевидно, что чем меньше разница между $U_{ВЫПР}$ и $U_{ВЫХ}$, тем сильнее влияет первичное напряжение на ток, проходящий через стабилитрон. Более того: тем сильнее влияет на этот ток величина входного напряжения регулирующего транзистора $U_{БЭ2}$, зависящая от тока нагрузки.

Радиолюбитель: *Это и есть дополнительный фактор, о котором вы упоминали?*

Точно. Радикальное решение состоит в том, чтобы заменить резистор *R*1 схемой генератора тока (**рис. 8.20**).

Радиолюбитель: *Думаю, что эта схема потребует запаса входного напряжения. Пострадает КПД...*

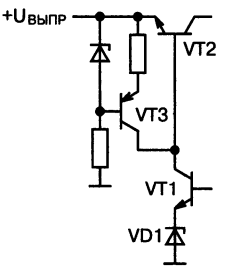


Рис. 8.20. *Генератор тока: потенциалы в схеме не влияют на ток опорного стабилитрона VD1*

Да, величина $(U_{ВЫПР.min} - U_{ВЫХ} - U_{БЭ2})$ не может быть теперь меньше того предела, при котором насыщается транзистор *VT3* (напряжения стабилизации вспомогательного стаби-

литрона). Поэтому всегда желательно иметь для питания базовой цепи регулирующего транзистора дополнительный выпрямитель, дающий повышенное напряжение.

Радиолюбитель: *Но если будет такой выпрямитель, тогда удастся обойтись и без генератора тока!*

Вполне возможно — расчет покажет.

Дрейф напряжения ошибки

Уже указывалось, что изменения входного напряжения усилителя постоянного тока (т. е. напряжения ошибки) могут быть вызваны:

- колебаниями выпрямленного напряжения,
- непостоянством тока нагрузки...

Нельзя забывать и про температурный дрейф напряжения база-эмиттер. В заданном диапазоне температур окружающей среды эта нестабильность ($\Delta U_{БЭ1}$) может вызвать недопустимые изменения $U_{ВЫХ}$.

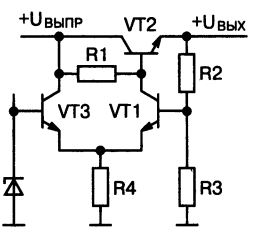


Рис. 8.21. *Дифференциальное включение компенсирует дрейф $U_{БЭ}$*

Для нерегулируемых стабилизаторов (фиксированное синфазное напряжение) компенсация напряжения ошибки может быть упрощенной: применением компенсирующего транзистора, поставленного в такой же режим — как, например, на **рис. 8.21**. Здесь, разумеется, сумма токов транзисторов *VT1* и *VT3* равна $(U_{СТ} - 0{,}7\ В)/R4$.

Уровень пульсаций

Собственно говоря, пульсации выпрямленного напряжения входят в общую нестабильность первичного напряжения.

Радиолюбитель: *Так ведь мы проследили, каким образом учитывается влияние этой нестабильности (будь она долговременной или действующей с удвоенной частотой питающей сети), наметили возможные пути ее снижения; о чем же разговор?*

Нередки случаи, когда медленная нестабильность выходного напряжения блока питания все-таки не столь опасна.

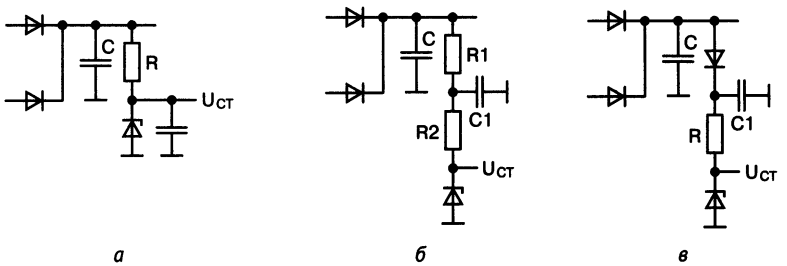


Рис. 8.22. *Ошибка: включение фильтрующего конденсатора параллельно стабилитрону бессмысленно (а); следует использовать RC фильтр (б) или повторное выпрямление (в)*

А вот наложенные на него низкочастотные пульсации могут оказаться, например, в рабочем диапазоне частот питаемой усилительной схемы. И тогда пытаются, не усложняя существенно стабилизатор, как-то снизить уровень пульсаций опорного напряжения.

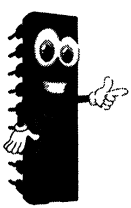
Радиолюбитель: *Вероятно, можно просто включить фильтрующую емкость параллельно стабилитрону (**рис. 8.22, а**).*

Часто так и поступают. Эффект, разумеется, равен нулю: сопротивление стабилитрона для переменной составляющей тока и без того мало.

Радиолюбитель: *А присоединить конденсатор параллельно выходу стабилизатора?*

Еще более нелепо.

Чтобы наилучшим образом проявился **эффект фильтрующего конденсатора**, следует разделить балластный резистор на две равные части, как на **рис. 8.22, *б***, где $R1 = R2 = 0{,}5R$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Амплитуда первой гармоники пульсаций на емкости C1 будет в $\pi fRC1$ раз меньше, чем на выходе выпрямителя.

Если балластный резистор и без того имеет небольшой номинал, тогда проверьте, не даст ли лучшие результаты фильтр с диодом (**рис. 8.22, *в***), величину пульсаций на выходе которого оцените, как и для обычного выпрямителя, по (8.16).

Коммутация нагрузки

Подключение и отключение потребителей связано с мгновенными **бросками выходного тока** стабилизатора, которые, разумеется, не могут быть отработаны схемой. Значит, возможны нежелательные всплески напряжения, к примеру, в моменты переключения логических микросхем.

Чтобы защититься от этих всплесков, нередко предусматривают емкость на выходе стабилизатора, так, как показано на **рис. 8.23**. Ее роль — ограничить величину V_I, связанную с бросками тока нагрузки. Вряд ли кто-то отважится утверждать, что величину этой емкости выбирают расчетным путем. И, тем не менее, простейший анализ был бы поучительным.

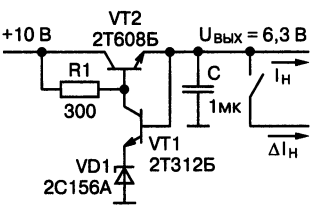


Рис. 8.23. *Выходной конденсатор предотвращает всплеск напряжения при коммутации нагрузки*

Допустим, что в стабилизаторе (**рис. 8.23**) произошло скачкообразное увеличение тока нагрузки $I_H = 20\ мА$ на величину $\Delta I_H = 5\ мА$. Начинается разряд выходного конденсатора так, что:

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = \frac{\Delta I_H}{C}.$$

В схеме, представленной на **рис. 8.23**, этот процесс оказывается непосредственно на входе ДУ: $dU_{ЭБ1}/dt = dU_{ВЫХ}/dt$, что вызывает нарастание выходного тока (т. е. тока эмиттера *VT2*) со скоростью, определяемой крутизной усилительной схемы:

$$\frac{dI_{Э2}}{dt} = S_У \frac{dU_{ЭБ1}}{dt}.$$

Если окажется, что это, полученное из линейной модели, значение скорости нарастания тока не может быть реально обеспечено схемой, значит, моменту коммутации нагрузки будет соответствовать провал $U_{ВЫХ}$.

Для **рис. 8.23** легко получить (считая, что $dI_{Б2} \approx dI_{К1}$):

$$S_У = \frac{dI_{Э2}}{dU_{ЭБ1}} \approx \frac{dI_{К1}}{dU_{ЭБ1}} \frac{dI_{Э2}}{dI_{Б2}} \approx S_1 h_{21Э2}.$$

Полагая $h_{21Э} \approx 40$ для прибора 2Т608Б, и учитывая, что при $I_{К1} = 10$ *мА* $S_1 = 400$ *мА/В*, получаем:

$$S_У = 40 \cdot 400 = 16 \text{ А/В}.$$

Чтобы сохранялась линейность схемы в момент скачка тока, для нее должна быть обеспечена скорость нарастания:

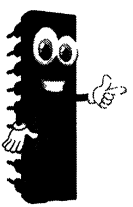
$$V_I \geq \frac{dI_{Э2}}{dt} = 16 \cdot \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} = 80 \text{ мА/мкс},$$

а весь переходный процесс будет длиться менее 0,1 *мкс*.

Иной и не подозревает, что с увеличением усиления в петле обратной связи стабилизатора напряжения возрастают требования к его динамическим свойствам. «Высококачественные» схемы питания, использующие сложные операционные усилители, вообще не способны отслеживать пульсации нагрузки! В таких случаях функция конденсатора состоит лишь в том, чтобы поддержать на какое-то время выходное напряжение в разумных пределах; о точности этого параметра не идет и речи.

Оценим наибольший бросок базового тока транзистора *VT2* в рассматриваемой схеме, учитывая, что выше $f_T \geq 200$ *МГц* для 2Т608Б было получено.

$$\frac{dI}{dt} \cdot \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{80}{6{,}28 \cdot 200} = 0{,}06 \text{ мА}.$$



ВЫВОД.

Выброс тока базы регулирующего транзистора оказался незначительным по сравнению со статическим значением тока в цепи коллектора VT1 (несколько милиампер): нарушения точности выходного напряжения в момент скачка нагрузки не предвидится, величина С достаточна.

8.6. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *Вот пример, вычитанный из книги. В усилителе с KU = 200 нелинейные искажения составляют 10%. Снизить их до 1% легко: достаточно ввести обратную связь с учетом того, что:*

$$U_П' / U_П = 1/(1 + K_U \beta),$$

где $U_П$ и $U'_П$ — прежнее и новое значения напряжений эквивалентной помехи, а β — коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи. Подсчет дает $\beta = 0{,}045$. Почему вы не говорили о таких вычислениях?

А если подумать? Нелинейные искажения в усилителе означают: K_U вовсе не является константой, как наивно полагается в выкладках! В частности, если искажения вызваны каким-либо видом ограничения в активных приборах, их не снизить никакой обратной связью (при заданных уровнях сигнала на выходе).

Радиолюбитель: *Приятель решил собрать аудиоусилитель (**рис. 8.24**) для частот 20 Гц — 20 кГц. На всякий случай он даже взял СВЧ транзисторы. Удивительно простая схема!*

Посмотрите внимательно: при передаче непрерывных двухполярных колебаний неизбежны моменты размыкания обратной связи (когда оба транзистора закрыты). На **рис. 8.25, *а*** показан процесс на базах транзисторов $U_Б(t)$ в идеализированной схеме.

Реальный операционный усилитель не может, конечно, воспроизвести мгновенные скачки напряжения величиной около 1,4 *В*. Можно было бы, пожалуй, удовлетвориться, если бы переходный процесс занимал, скажем, до 5% от длительности полуволны колебаний (25 *мкс* для $f = 20$ *кГц*), т. е. до 1,2 *мкс*. Но даже для этого ОУ должен обладать предельной скоростью нарастания по выходу более 1 *В/мкс*.

У примененной микросхемы 153УД1 гарантированное значение V_U во много раз меньше. Искажения на частоте 20 *кГц* будут, конечно, куда большими, чем показанные на **рис. 8.25, *б***.

Радиолюбитель: *В блоке питания стабилитрон должен, по моему замыслу, питаться уже стабилизированным напряжением (**рис. 8.26**). Но макет не работает... В чем дело?*

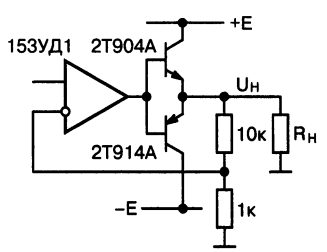


***Рис. 8.24.** Широкополосный усилитель?*

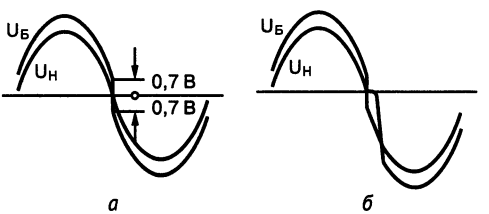


***Рис. 8.25.** Точное воспроизведение колебаний требует мгновенных скачков базового напряжения (а); в реальной схеме сигнал искажается (б)*

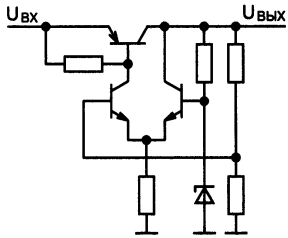


Рис. 8.26. Почему на выходе ноль?

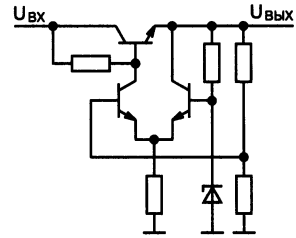


Рис. 8.27. Здесь «начальный старт» гарантирован

При подаче питания — на выходе схемы и не может возникнуть другого напряжения, кроме нуля: проследите, что состояние «все транзисторы закрыты» является вполне устойчивым. Изменение схемы (**рис. 8.27**) избавит от этого недостатка, сохраняя вашу (безусловно, полезную) идею.

Радиолюбитель: *Сделал 12-вольтовый выпрямитель, но выпрямленное напряжение равно почему-то 16 В! Проверяю вольтметром вторичную обмотку трансформатора — требуемые 12 В налицо. Откуда лишнее напряжение?*

Вы забыли, что шкалы вольтметров переменного тока градуируются в **эффективных значениях** синусоидальных напряжений. Показание, равное 12 *В*, соответствует амплитуде напряжения $12\sqrt{2} = 17\,В$! Надо уменьшать число витков.

Радиолюбитель: *Мой друг — радиолюбитель собирает усилитель мощности класса А. Ток покоя транзистора (**рис. 8.28**) стабилизирован на уровне 1,5 А. Только вот усилитель почему-то отказывается у него работать. В чем причина?*

В «чересчур сильной» стабилизации. Вспомогательный транзистор, стабилизирующий ток коллектора, подавляет также и составляющую полезного сигнала. Надо включить фильтрующее звено (**рис. 8.29**).

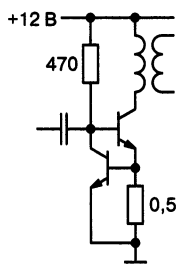


Рис. 8.28. Как заставить усилитель усиливать?

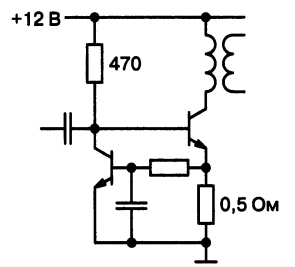


Рис. 8.29. RC звено устраняет отрицательную обратную связь по сигналу

МНОГОКАСКАДНЫЕ АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ

Вопросы совместимости разработанных по отдельности каскадов часто выпадают из поля зрения, в крайнем случае, говорят о каком-то «согласовании». Но ошибки приводят к тому, что сопрягаемые каскады неправильно функционируют в цепочке.

*В этом **ШАГЕ** разъясняется, что такое совместимость по информации, и какими решениями она достигается. Ошибки в сопряжении каскадов оборачиваются и другой стороной: воздействием помех и даже самовозбуждением. Если не понимать причин явлений, то борьба с ними окажется безуспешной. Но проблемы легко снимаются правильными схемными решениями.*

Разобраны интересные практические ситуации, например, когда эмиттерный повторитель не является таковым.

9.1. Совместимость по информации

Система и подсистемы

Привычно считать, что электронная схема составлена, как из кубиков, из отдельных каскадов.

Радиолюбитель: *А разве разработка устройства не начинается с подразделения на функциональные узлы?*

В принципе, это так: оптимизацию всей схемы как целого можно разве что вообразить в качестве идеала. Реальной задачей является разработка каждого из «кубиков» в отдельности. Собственно, чему и были посвящены предыдущие **ШАГИ**.

Однако специалисты, владеющие основами так называемого **системного подхода**, предвидят тут некоторую трудность.

Радиолюбитель: *Какую?*

Разработчик вынужден постоянно обращаться к заданным для системы техническим требованиям, чтобы наилучшим образом выбрать параметры ее составных частей (подсистем).

Радиолюбитель: *Не понимаю. Допустим, мы задумали радиоприемник. Зададим коэффициенты усиления каскадов...*

Но ведь это оптимизационная задача, требующая учета комплексного показателя качества. В самом деле: масса, стоимость, надежность будущего аппарата, вероятно, не менее важны, чем электрические параметры (чувствительность, наличие и степень подавления паразитных каналов приема, уровень перекрестных помех и т. п.) Да и последние могут противоречить друг другу.

Разработчик, придумавший «хорошие» каскады для своего аппарата, не закончил дело, а сделал только первый шаг. Еще не раз придется ему пересмотреть схему, проводя оценку различных характеристик получившегося устройства, пробуя добиться наилучшего их сочетания изменением схем отдельных каскадов. Возможно, он придет в результате к решению переработать и функциональную схему (забраковав всю прежнюю работу), чтобы радикально повысить эффективность устройства в целом.

Радиолюбитель: *Это, вероятно, следствие неопытности.*

Наоборот, этот-то путь и позволяет хотя бы отчасти приблизиться к оптимуму системного показателя качества.

И первым из тех факторов, которые придется учитывать тому, кто составляет сложную схему из элементарных «кубиков», будет взаимодействие, **взаимовлияние каскадов**. Возникающим здесь проблемам и посвящен этот ШАГ.

«Согласование» каскадов

Радиолюбитель: *Не понимаю, почему вы взяли кавычки этот привычный по литературе термин «согласование»?*

Просто хочется привлечь внимание к ошибкам, бездумно допускаемым в простом, казалось бы, вопросе. Говоря о правильном согласовании выхода одного каскада с входом другого, мы подразумеваем, конечно же, определенный критерий «правильности»?

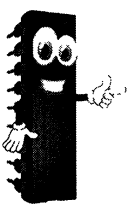
Радиолюбитель: *Разумеется: равенство выходного сопротивления источника сигнала входному сопротивлению приемника (RИ = RBX). Все мы читали, что при этом достигается передача максимума мощности полезного сигнала.*

Но как раз это-то (кроме редких случаев) не слишком важно.

Радиолюбитель: *Вот тебе раз! Почему?*

Потому что усиление транзистора по мощности (если только речь идет не о сверхвысоких частотах) достаточно велико, чтобы на первый план выдвигались совсем другие показатели качества.

Даже во входных каскадах высокочувствительных приемно-усилительных устройств, где, казалось бы, наилучшее использование мощности сигнала гарантирует минимальный уровень шумов, дело в действительности обстоит сложнее — этот вопрос пояснен в самом конце.



ВНИМАНИЕ.

А нам здесь, рассматривая задачу сопряжения каскадов, нельзя забывать главного: и входные, и выходные сопротивления в схемах являются принципиально нелинейными, да еще и весьма неопределенными.

Поэтому указанная задача заинтересует нас, прежде всего, с точки зрения сохранения расчетных свойств каскадов при их стыковке. То есть, **информационной совместимости** каскадов.

Информационные электрические величины

Вопрос: какое из четырех приведенных ниже приближенных соотношений характеризует работу эмиттерного повторителя?

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ}; \quad (9.1)$$

$$u_{ВЫХ} = i_{ВХ} h_{21Э} R_Н;$$

$$i_{ВЫХ} = u_{ВХ} R_Н;$$

$$i_{ВЫХ} = i_{ВХ} h_{21Э}.$$

Радиолюбитель: *Странно... Пожалуй, абсолютно каждое! В каждом — выходная электрическая величина (напряжение или ток) связана со входной.*

Совершенно верно.

Но лишь первое (9.1) отражает существо передаточных свойств рассматриваемого каскада, будучи свободным, к тому же, от участия параметров транзистора и нагрузки. Входящим сюда величинам (входному и выходному напряжению) мы придаем смысл **электрических аналогов передаваемой информации**.

Для каждого из каскадов, рассмотренных нами, всегда давалась формула, связывающая информационные величины: например, выходной ток со входным напряжением (для преобразователя напряжения в ток), выходное напряжение со входным током (для преобразователя тока в напряжение)...

И, скажем, в последнем случае напряжение на входе вовсе не является информационной величиной. Оно не обязано быть в строгом соответствии с полезным сигналом!

Когда упускают из виду такие вещи, следствием является ошибочная стыковка цепей с разнородными информационными электрическими величинами. Проиллюстрируем это примерами.

Связь напряжение-напряжение

В усилительной схеме (**рис. 9.1, *а***) низкоомный выход преобразователя тока в напряжение чрезмерно нагружен низким входным сопротивлением аналогичного каскада. Выигрыш в усилении получается ценой неверного информационного сопряжения (выходная величина первого каскада — напряжение, а входной для второго должен являться ток).

Результатом стыковки несовместимых каскадов является следующее. В зависимости от соотношения между выходным ($R_{ВЫХ.1}$) и входным ($R_{ВХ.2}$) сопротивлениями смежных каскадов — в одном из них будет нарушено действие обратной связи, и он превратится в обычный каскад максимального усиления.

При $R_{ВЫХ.1} > R_{ВХ.2}$: $u_{ВЫХ.2} \approx i_{ВХ.1} h_{21Э1} R3$.

При $R_{ВЫХ.1} < R_{ВХ.2}$: $u_{ВЫХ.2} \approx i_{ВХ.1} R1 S_2 R4$.

В обоих случаях в соотношение, характеризующее передаточные свойства двухкаскадной схемы, вошли параметры транзисторов. Что это означает?

Радиолюбитель: *Знаю: нестабильность характеристик передачи, возможность искажений сигналов.*

Верно, но заметьте еще одно. Записанные соотношения никак не вытекают из базовых формул, справедливых для каждого из каскадов до их стыковки:

$$u_{ВЫХ.1} = i_{ВХ.1} R1;\ u_{ВЫХ.2} = i_{ВХ.2} R3.$$

Радиолюбитель: *А как же должны быть правильно сопряжены каскады?*

Грамотно построенный вариант двухкаскадного усилителя — на **рис. 9.1, *б***.

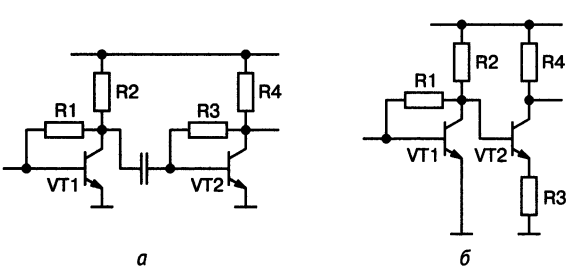
Здесь справедливо:

$$u_{ВЫХ.1} = i_{ВХ.1} R1;\ u_{ВЫХ.2} = u_{ВХ.2} R4 / R3.$$

При соединении каскадов состыкованы теперь однородные величины — выходные и входные напряжения, так что $u_{ВХ.2} = u_{ВЫХ.1}$, следовательно:

$$u_{ВЫХ.2} = i_{ВХ.1} R1 \cdot R4 / R3. \qquad (9.2)$$

Свойства каскадов при их сопряжении не нарушены.



а *б*

Рис. 9.1. *Ошибка: два преобразователя тока в напряжение стыковать нельзя (а); при правильном сопряжении $R_{ВХ.2} >> R_{ВЫХ.1}$ (б)*

Связь ток-ток

Высокое входное сопротивление каскада на *VT2* на **рис. 9.2, *а*** «согласовано», как кажется, с выходным сопротивлением предшествующего генератора тока. Но в такой схеме состыкованы несовместимые каскады:

$$i_{ВЫХ.1} = u_{ВХ.1} / R1,\ u_{ВЫХ.2} = u_{ВХ.2} R3 / R2,$$

$$\text{однако: } u_{ВЫХ.2} = u_{ВХ.1} h_{21Э} R3 / R1$$

(при одинаковых обмотках трансформатора и достаточно большой их индуктивности).

Так как выходной информационной величиной первого каскада является ток, правильнее применить во втором каскаде, например, преобразователь тока в напряжение (**рис. 9.2, *б***):

$$i_{ВЫХ.1} = u_{ВХ.1} / R1,\ u_{ВЫХ.2} = i_{ВХ.2} R3,$$

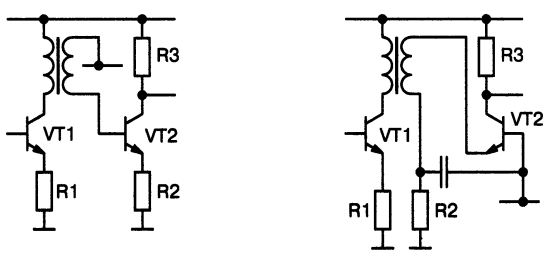
$$i_{ВЫХ.1} = i_{ВХ.2},\ u_{ВЫХ.2} = u_{ВХ.1} R3 / R1. \qquad (9.3)$$

Радиолюбитель: *Полагаю, что схема по **рис. 9.2, а** дала бы большее усиление.*

Безусловно. Но меньшее усиление оборачивается высокой стабильностью и отсутствием искажений. Кстати, двухкаскадная схема со связью «ток-ток» — и есть так называемая **каскодная**.

Радиолюбитель: *Я замечаю, что правильное информационное сопряжение предполагает вовсе не равенство сопротивлений соединяемых каскадов, а, наоборот, их резкое различие?*

Да. Это требование, впрочем, можно и обойти.



а *б*

***Рис. 9.2.** Ошибка: два преобразователя напряжения в ток соединять нельзя (а); при правильном сопряжении $R_{ВХ.2} << R_{ВЫХ.1}$ (б)*

Связи напряжение-ток и ток-напряжение

В знакомом уже нам по **рис. 9.1, *а*** двухкаскадном усилителе для правильного сопряжения каскадов введен дополнительный резистор $R5$ (**рис. 9.3**), «превращающий в ток» выходное напряжение первого каскада. Если только обеспечено: $R5 >> R_{ВЫХ.1}$ и $R5 >> R_{ВХ.2}$, то легко получить:

$$u_{ВЫХ.2} = i_{ВХ.1} R1 \cdot R3 / R5. \qquad (9.4)$$

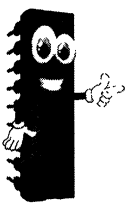
Аналогично можно доработать известную по **рис. 9.2, *а*** схему, включив параллельный резистор $R4$ как нагрузку первого каскада.

Когда взято:

$$R4 / n^2 << R_{ВЫХ.1} \text{ и: } R4 << R_{ВХ.2},$$

то для усилителя на **рис. 9.4** получается:

$$u_{ВЫХ.2} = u_{ВХ.1} R4 \cdot R3 / (nR1 \cdot R2). \qquad (9.5)$$



ПРИМЕЧАНИЕ.

Между прочим, в схеме с трансформатором резистор нагрузки обеспечивает еще и равномерность амплитудно-частотной характеристики: как вблизи резонанса трансформатора, так и на низких частотах – когда снижается индуктивное сопротивление первичной обмотки.

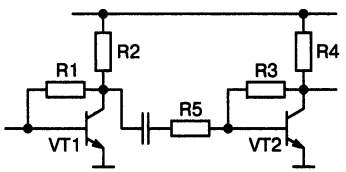


Рис. 9.3. *Для правильного сопряжения с входом второго каскада добавлен последовательный резистор*

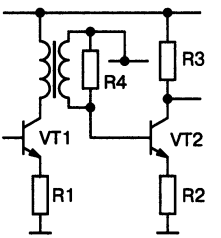


Рис. 9.4. *Сопряжение с высокоомным входом достигается параллельным резистором*

Разветвления

Вопросы совместимости сопрягаемых каскадов играют важную роль при организации разветвлений в схеме. Например, не вызывает сомнений подключение к одному выходу нескольких высокоомных входов следующих каскадов (**рис. 9.5, *а***). Однако для связи типа ток-ток параллельное соединение низкоомных нагрузок противопоказано (**рис. 9.5, *б***).

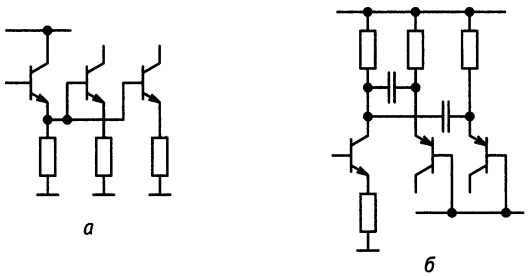


Рис. 9.5. *Параллельные высокоомные входы не влияют друг на друга (а); неправильно: токовые входы параллелить нельзя (б)*

Радиолюбитель: *Почему?*

Во-первых, трудно обеспечить распределение выходного тока первого каскада в заданной пропорции между отдельными входами.

Радиолюбитель: *Понятно: он будет растекаться обратно пропорционально сопротивлениям входов...*

И учтите, что, вдобавок, из-за нелинейности сопротивлений это распределение, возможно, не обойдется без искажений сигналов.

Два (и более) низкоомных входа совместимы только тогда, когда включены последовательно в цепь, информационной величиной которой является ток.

Радиолюбитель: *Как же можно организовать здесь последовательное включение?*

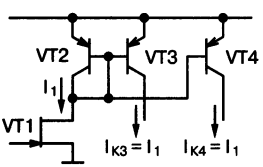


Рис. 9.6. *«Токовое зеркало» создает независимые цепи выходного тока*

Например, с помощью разделительных трансформаторов.

Радиолюбитель: *Ну, это плохой выход.*

Пожалуй. Тогда вот вам приемлемое решение — «размножение» тока предыдущего каскада с помощью «токового зеркала» (**рис. 9.6**).

Объединения

Не менее внимательно должны прорабатываться вопросы объединения выходов. Неопытный радиолюбитель, сведя две цепи в одну точку, воображает, что сложил сигналы. Хотя результат существенно будет зависеть как от выходных сопротивлений источников сигналов, так и от входа последующего каскада.

Типичный пример подобного рода «связи» изображен на **рис. 9.7** (преобразователь частоты, в котором сигнал гетеродина поступает на вход смесительного транзистора через емкость $C_{СВ}$).

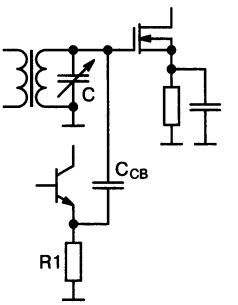


Рис. 9.7. *Упрощенное «сложение» сигналов приводит к взаимозависимости цепей*

Радиолюбитель: *А что, классическая схема. В чем тут ошибка?*

Во взаимозависимости объединяемых цепей. Из-за малого выходного сопротивления источника колебаний гетеродина конденсатор $C_{СВ}$ оказался включенным параллельно колебательному контуру, влияя на его перестройку по частоте. В свою очередь, эта перестройка не может не воздействовать на уровень колебаний гетеродина на затворе. Этот уровень зависит от коэффициента передачи, равного $C_{СВ}/(C_{СВ}+C)$, который при регулировании входного контура меняется пропорционально квадрату частоты настройки...

Радиолюбитель: *Тогда вот вам схема с «дифференциальным» включением входа (**рис. 9.8, а**). Между базой и эмиттером действует сумма двух входных напряжений U1 и U2.*

Из эквивалентной схемы (**рис. 9.8, *б***) вы поймете, что это совсем не так. Передаточные свойства для суммы сигналов будут определяться выходным сопротивлением Z_2 источника, действующего в эмиттере. И если не удастся сделать сопротивление Z_2 очень малым, то это обернется снижением усиления каскада (в разной мере на различных частотах).

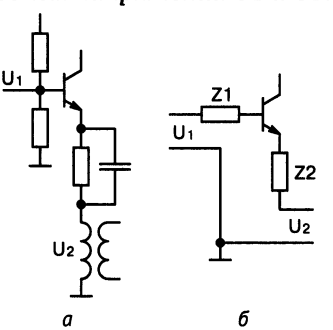


Рис. 9.8. *Напряжение база-эмиттер смесителя – вовсе не сумма двух ЭДС (а); обратная связь действует через выходное сопротивление гетеродина (б)*

Радиолюбитель: *Ну, это еще не так страшно...*

Но вдобавок произойдет линеаризация его характеристики прямой передачи.

Радиолюбитель: *И прекрасно!*

А вы не забыли, что собирались получить нелинейный каскад — смеситель?

Радиолюбитель: *Ах, да...*

Трудности отпадают, когда для сложения двух напряжений используют полноценные дифференциальные схемы, разобранные в **ШАГЕ 2**. Но как быть, если требуется объединение большего числа сигналов? Тогда используют различные конфигурации преобразователей тока в напряжение, позволяющих суммировать токи. В том же **ШАГЕ 2** мы уже рассматривали вариант подобной схемы с суммирующими резисторами.

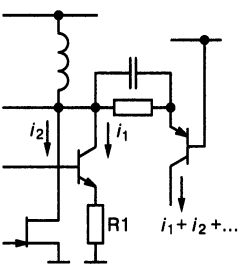


Рис. 9.9. *Для суммирования сигналов пригодны различные конфигурации каскодных схем*

Возможны и другие решения, в развитие каскодных схем — со сложением токов. Так, для **рис. 9.9** (при достаточно большом индуктивном сопротивлении дросселя на рабочих частотах) выходной ток будет образован сложением токов объединяемых каскадов i_1, i_2...

Эти каскады при любом их числе всегда совместимы, если их общее выходное сопротивление существенно выше входного сопротивления каскада с токовым входом.

До сих пор мы занимались вопросами совместимости каскадов по виду информационных электрических величин. Не менее важна совместимость их по сигналам. Она имеет прямое отношение к степени воздействия на тракт сигнала различных помех.

9.2. Неконтролируемые связи в схемах

Самовозбуждение усилителей

Если вам приходилось работать с высокочувствительными усилителями, вы хорошо знаете, как легко самовозбуждаются такие схемы. Для того чтобы создавать устойчивые многокаскадные линейные устройства, необходимо разобраться в причинах неработоспособности усилителя, каждый из каскадов которого сам по себе совершенно устойчив.

Немаловажные в этом аспекте вопросы правильного **конструирования** — выходят, разумеется, за рамки схемотехники. Но, между прочим, следует заметить, что степень опасности, создаваемой нежелатель-

ными связями через паразитные емкости, а также через паразитные взаимные индуктивности между схемными элементами, относящимися к различным каскадам, обычно преувеличивают.

Радиолюбитель: *Да, я как-то воевал со свистящим усилителем. Пробовал усилить экранировку — это никак не помогло.*

Все верно. Наша задача — рассмотреть схемотехнические факторы, влияющие на устойчивость. Это те же самые факторы, которые определяют защищенность тракта от любых помеховых воздействий. Дело в том, что в большинстве случаев нежелательные связи действуют через общие цепи усилителя **в местах сопряжений каскадов**.

Паразитные параметры общих шин

Я не раз напоминал о том, что сигнальные напряжения в схемах (как и любые напряжения) имеют два полюса.

Радиолюбитель: *Знаете, вырабатывается привычка считать второй полюс напряжения как бы автоматически «заземленным»...*

Знаю. Продуктом такой иллюзии являются усилители, увешанные гирляндами развязывающих и фильтрующих цепей.

Попытаемся разобраться, как действуют паразитные междукаскадные связи в схемах, построенных без учета совместимости каскадов по сигналам. В типичной структуре такого вида, изображенной на **рис. 9.10**, вы сразу отметите элементы $Z_1 - Z_6$, которых не было, разумеется, в первоисточнике, откуда заимствована схема. Эти элементы

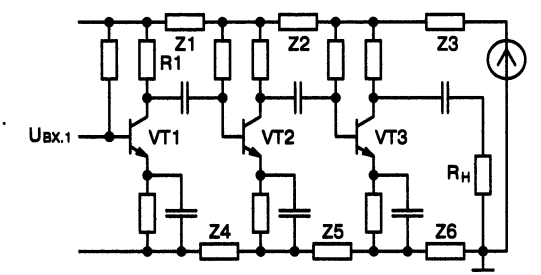


***Рис. 9.10.** Общие шины усилителя — это распределенные сопротивления*

отражают паразитные параметры **общих цепей** усилителя: шины питания и общей, «земляной» шины.

Радиолюбитель: *Вообще-то считают все точки соединительного проводника эквипотенциальными.*

Это ошибка. Даже сравнительно короткий отрезок монтажного провода или печатного проводника обладает заметным активным сопротивлением.

Радиолюбитель: *Какое уж там сопротивление!*

Так ведь нередко сотых или тысячных долей Ома в общей цепи достаточно для самовозбуждения низкочастотного усилителя с мощным выходным каскадом, работающим на низкоомную нагрузку. Возвращаясь к схеме **рис. 9.10**, вы отметите, что в Z_3 входит также и внутреннее сопротивление источника питания.

Радиолюбитель: *Оно, возможно, не так уж мало, согласен.*

В диапазоне радиочастот значительно весомее вклад паразитной индуктивности проводников общих цепей. Отрезок монтажного провода длиной 10 *см* покажет значение индуктивности около 0,1 *мкГн*; на частоте 20 *МГц* индуктивное сопротивление получается 12 *Ом*.

Радиолюбитель: *Неужели? Не ожидал.*

Рассмотрим под новым углом зрения поведение усилительной схемы на **рис. 9.10**.

Напряжение сигнала на выходе, например, первого каскада выражается, как известно:

$$u_{ВЫХ.1} = u_{ВХ.1} S_1 R1.$$

Это напряжение действует на нагрузке каскада и выделяется на коллекторе *VT1* относительно верхнего (по схеме) конца *R1*. Но оно не является входным для второго каскада, во что, может быть, хотелось бы верить: $u_{ВЫХ.1} \neq u_{ВХ.2}$.

Действительно, два полюса входа — это эмиттер и база транзистора. И если база *VT2* для сигнала соединена с коллектором предыдущего каскада, то потенциал эмиттера по сигналу вовсе не соответствует потенциалу верхнего конца нагрузки *R*. И в той, и в другой точке присутствуют различные напряжения помех, вызванные протеканием сигнальных токов каскадов через сопротивления общих цепей. Между полюсами входа второго каскада, кроме полезной составляющей $u_{ВЫХ.1}$, присутствуют слагаемые напряжения помех.

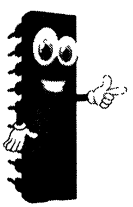
Понятно, что эти помехи будут усилены последующей частью схемы.

Из-за того, что паразитные переменные потенциалы общих шин (мы их назвали помехами) образуются за счет прохождения сигнальных составляющих токов каскадов по сопротивлениям $Z_1 - Z_6$ этих шин, понятен вывод о наличии в такой схеме неконтролируемых обратных связей между последующими и предыдущими каскадами усиления.

Если же любитель вдобавок подсоединит заземляемый конец источника сигнала не к эмиттеру *VT1*, а, например, к точке, отмеченной на схеме значком «земля», включив тем самым паразитные падения напряжения на $Z_4 - Z_6$ во входную цепь первого каскада, то на этом построение полностью неработоспособного усилителя будет завершено.

Радиолюбитель: *Можно поправить дело, подключая между шиной питания и «землей» блокировочный конденсатор. А еще лучше — несколько конденсаторов в разных точках.*

Это не даст желаемого эффекта: емкостные сопротивления обычно слишком велики, чтобы заметно изменить распределение помеховых потенциалов на низкоомных элементах.



ВЕРДИКТ.

В таких случаях в радиолюбительской литературе выносится забавный вердикт: «склонен к самовозбуждению»...

Конструкции общих шин

Все-таки лобовой путь борьбы с паразитными связями в усилителе — снижение активных и реактивных составляющих сопротивлений общих цепей. Трудно обойти этот важный вопрос, хотя и относящийся к конструированию, а не к схемотехнике.

Вы, наверно, неоднократно видели высокочастотную схему, помещенную в замкнутую металлическую коробку?

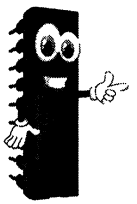
Радиолюбитель: *Конечно: это, видимо, делается в целях экранировки.*

Не только. Но и для того, чтобы получить идеальный провод «земли», индуктивность которого равна нулю.

Радиолюбитель: *Почему нулю?*

Индуктивность проводящей полости точно равна нулю (но только если ее размеры не таковы, чтобы явиться непредусмотренным резонатором).

Удовлетворительно служит для этой же цели просто плоская металлическая пластина (шасси), на которой располагается монтаж — не слишком близко к краям.

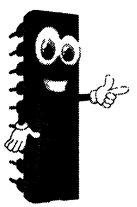


ВНИМАНИЕ.

Понятно, что такое шасси должно не только присутствовать, но и являться фактическим проводом «земли»: каждый элемент присоединяется к нему отдельно в ближайшей точке, иной вариант просто не имеет никакого смысла.

При использовании печатного монтажа общим проводом обычно является один проводящий слой двухстороннего металлизированного диэлектрика.

Если вы с заземляющей пластиной сложите вторую, изолированную от нее тонкой прокладкой, получится **высококачественная шина питания.** В производстве — подобный сандвич реализуется многослойной печатью.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Не следует надеяться, что указанные меры застрахуют от самовозбуждения низкочастотный усилитель: в нем паразитная связь замыкается чаще всего через внутреннее сопротивление источника питания.

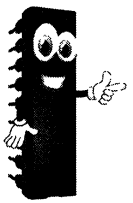
Защищенные междукаскадные связи

Правильная конфигурация междукаскадных связей обеспечивает совместимость по сигналам, и делает абсолютно устойчивой работу высокочувствительного многокаскадного усилителя. Даже при «неудачных» конструкциях общих цепей и низкокачественном источнике питания!

Радиолюбитель: *И каким же фокусом это достигается?*

Достигается выбором таких связей, при которых во входную цепь каждого каскада не включаются помеховые сигналы с общих проводников.

На **рис. 9.11, *а*** в замкнутый контур, образованный вторичной обмоткой (выходом источника сигнала) и участком затвор-исток транзистора (входом следующего каскада), входит еще и отрезок общей шины.



ВНИМАНИЕ.

*Если схема отражает действительный монтаж, то налицо **ошибка**, связанная с внесением в контур сопряжения помех от падения напряжения на участке общей шины.*

Рис. 9.11, *б* отображает правильную организацию контура сопряжения: оба полюса выходного напряжения источника прямо соединены с двумя полюсами входа. Связь с шиной должна быть всегда лишь в единственной точке. Но проблема в том, что добиться этого не всегда так же легко, как здесь.

Восстановить «разбитый» контур сопряжения, и тем самым получить защищенную междукаскадную связь, помогают схемотехнические методы, их мы и рассмотрим.

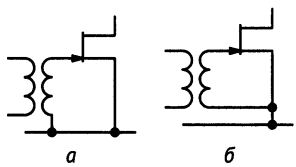


***Рис. 9.11.** Неправильно: помеха вносится в контур сопряжения отрезком шины (а); связь с шиной должна быть в одной точке (б)*

Связь напряжение-напряжение

Связь напряжение-напряжение очень чувствительна к помехам на общих шинах, которым подвержена при ошибках. Для успеха необходимо всякий раз помнить, относительно каких точек схемы действуют входные и выходные полезные напряжения примененных каскадов:

- напряжение сигнала, поданное на базу (затвор) транзистора, действует относительно его эмиттера (истока), а поданное на эмиттер — относительно базы. Если в эмиттере включен резистор обратной связи, то напряжение, приложенное к базе, действует относительно конца этого резистора;
- входное напряжение дифференциального усилителя, поданное хотя бы только на один его вход, все равно действует относительно второго входа;
- выходное напряжение схем, созданное падением от тока на нагрузке, действует относительно второго конца нагрузки;
- выходное напряжение схем, для которых коэффициент передачи напряжения определяется отрицательной обратной связью, имею-

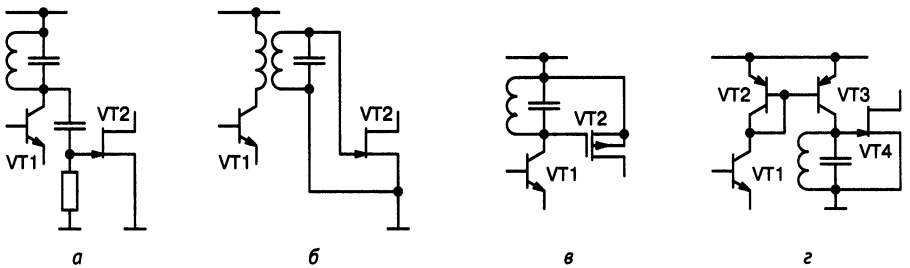


Рис. 9.12. *Неправильно: усилена помеха с шины питания (а); следует применить: индуктивную связь (б); транзистор обратной структуры (в); «токовое зеркало (г)*

щих низкое выходное сопротивление, действует относительно той же точки схемы, что и входное.

Радиолюбитель: *Все это звучит абстрактно, а нельзя ли рассмотреть практические ситуации?*

К ним мы и переходим. На **рис. 9.12, *а*** (связь напряжение-напряжение) контур сопряжения грубо разрушен, на вход *VT2* поступает сумма сигналов — полезный (на контуре) плюс помехи, присутствующие на шине питания относительно «земли». Налицо неверное сопряжение по сигналам.

Радиолюбитель: *Позвольте, да я сто раз встречал подобное включение!*

Вот потому ваши схемы и самовозбуждались сто раз. Проблема в том, что (в отличие от **рис. 9.11**) контур сопряжения связан с двумя разными шинами. Как обойти эту трудность?

Индуктивная междукаскадная связь

В схеме **рис. 9.12, *б*** выходное напряжение предыдущего каскада трансформируется на вход последующего. Этим достигается универсальная совместимость по сигналам. **рис. 9.12, *б*** отражает правильное подключение вторичной цепи (сравним с **рис. 9.11**).

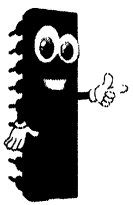
Индуктивная связь в принципе наиболее защищена. Она может с успехом применяться не только для резонансных (как на рисунке), но и широкополосных схем. Но в последнем случае, при неумелом применении, может внести нежелательную частотную зависимость.

Всегда существуют паразитные емкости, образующие с обмоткой трансформатора резонансную систему. Величины этих емкостей неиз-

вестны, так что полагаться на оценку частоты паразитного резонанса не стоит.

Подавление параллельного резонанса трансформатора в широкополосной схеме может быть обеспечено низкоомным выходом (либо низкоомным входом следующего каскада). Для этого должно выполняться:

$$2\pi fL > R.$$



ПРИМЕЧАНИЕ.

Самый благоприятный режим работы для широкополосного трансформатора – это короткое замыкание по выходу (например, вход преобразователя тока в напряжение).

Радиолюбитель: *Вот уж не предполагал... Почему?*

Тогда почти не играют роли ни величины индуктивности обмоток, ни паразитные емкости.

Правда, должен признать, что при этом в большей степени оказывает негативное влияние так называемая индуктивность рассеяния.

Радиолюбитель: *А вот еще вопрос: что если коэффициент трансформации отличен от единицы?*

Это просто. Трансформатор поднимет уровень сигнала, если обмотка с большим числом витков обращена в сторону, где сопротивление выше.

Чередование структур

Понятно, что индуктивная связь устроит далеко не всегда. Как видно из **рис. 9.12, *в***, использование в последующем каскаде транзистора со структурой противоположного типа дало возможность подать напряжение с нагрузки первого каскада непосредственно на вход второго, избежав внесения в контур сопряжения помех из общих цепей.

«Токовое зеркало»

Конфигурация, изображенная на **рис. 9.12, *г***, позволяет «приземлить» нагрузку первого каскада и тем самым удобно связать ее с входом следующего.

Радиолюбитель: *Мне кажется, что вместо одного здесь явились сразу три сопряжения.*

Это верно. Но связь между *VT2* и *VT3* защищается правильным включением, как показано на рисунке; связь же между *VT1* и *VT2* относится к типу ток-ток, о ней — ниже.

Следует попутно отметить, что параметры прямой передачи для схемы с «токовым зеркалом» практически не отличаются от таких же для исходной схемы на **рис. 9.12, *а*** (из-за примерного равенства токов в обоих плечах «токового зеркала»).

Дифференциальный усилитель

Входы дифференциальной схемы прекрасно сопрягаются с любым источником сигнала (**рис. 9.13, *б***), если не наделать ошибок — как на **рис. 9.13, *а***.

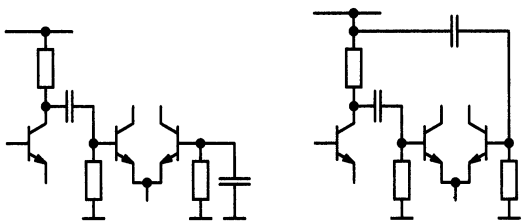


Рис. 9.13. *Неправильно: между входами дифференциальной схемы просачивается помеха (а); правильно: соединяем входы с двумя полюсами источника сигнала (б)*

Усилители с коэффициентом передачи напряжения, достигающим сотен тысяч — это обычно соединения нескольких дифференциальных каскадов.

Путаница с развязкой

Развязывающая цепочка поможет правильному сопряжению каскадов по сигналам, если только ее включить правильно. А ошибки весьма часты: взгляните **рис. 9.14, *а***, где конденсатор C_p соединили с общей шиной вблизи каскада — источника.

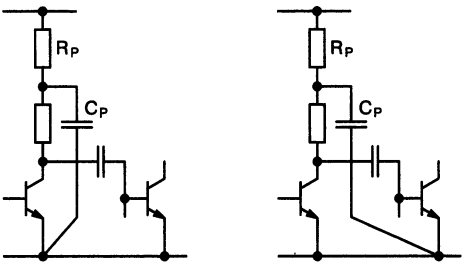


Рис. 9.14. *Неправильно: подключение цепи $R_{РСР}$ разбивает контур сопряжения (а); следует изменить соединение (б)*

Радиолюбитель: *Я читал рекомендацию: заземлять все элементы, относящиеся к данному каскаду, в одной точке. Здесь так и поступили.*

Однако вам должно быть теперь ясно, что правильная организация связи соответствует **рис. 9.14, *б***: контур сопряжения не разорван неверным включением.

Радиолюбитель: *Согласен: возвращаемся к* ***рис. 9.11.***

Когда радиолюбители не понимают необходимости прослеживать контур сопряжения, следствием оказываются не только неустойчивые к помехам связи, а даже просто лишние элементы. Как, например, на **рис. 9.15, *а***.

Радиолюбитель: *Позвольте, но эта схема — самая классическая классика!*

Так и есть. Однако смотрите: связав единственным конденсатором эмиттер с верхним (по схеме) выводом резистора нагрузки, мы достиг-

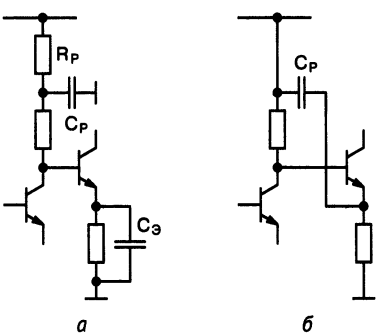


Рис. 9.15. *Нелепо: две RC ячейки явно избыточны (а); лишние детали изымаем (б)*

нем и требуемого эффекта блокировки эмиттерного резистора, и правильного сопряжения по сигналам (**рис. 9.15, *б***).

Радиолюбитель: *И деталей стало меньше... Просто чудеса.*

Связь ток-ток

Подобная связь в принципе устойчива к помехам: в ней отсутствует замкнутый контур сопряжения. На первый взгляд потенциал базы *VT2* (**рис. 9.16, *а***) не должен влиять на работу схемы.

Тем не менее, помехи на шинах могут воздействовать и здесь, только механизм иной. Вспомнив, что транзистор *VT1* имеет конечную выходную проводимость (см. **ШАГ 2**), мы поймем, что пульсации напряжения базы (а значит, и напряжения на стоке) u_1 эквивалентны воздействию помехи прямо на затвор:

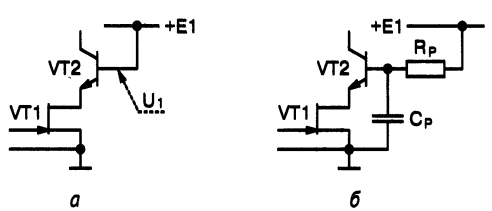
$$u_{ВХ.ЭКВ} = u_1 g_{22} / S.$$

Обратитесь к паспортным данным распространенных полевых транзисторов, и вы обнаружите, что отношение g_{22} / S не так уж мало (может превышать 0,1).

Из-за невысокого выходного сопротивления каскада — источника связь ток-ток оказалась все же подверженной помехам. Возможно, что придется замкнуть контур сопряжения развязывающей емкостью, как на **рис. 9.16, *б***.

Для сравнения укажем, что если на месте *VT1* применен преобразователь напряжения в ток на биполярном, а не на полевом транзисторе, подавление помехи по питанию будет не менее чем тысячекратным; такая связь защищена без дополнительных мер.

Известная особенность схемных структур максимального усиления, — невысокое выходное сопротивление, — обернулась теперь падением степени защищенности междукаскадных связей.



а *б*

Рис. 9.16. *Помеха на шине эквивалентна входному воздействию (а); лучше замкнуть контур сопряжения (б)*

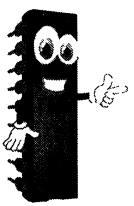
Цепи задания режима

Цепи задания режима связывают входные электроды транзистора с шинами питания, и поэтому нередко разбивают контур сопряжения. Именно такую ситуацию вы видите на **рис. 9.17, *а***, где делитель *R1R2* передает на базу не только часть постоянного напряжения с шины, но и присутствующую на ней помеху. Конечно, уровень помехи на входе будет определяться параметрами делителя, нижнее плечо которого образуют и *R2*, и входное сопротивление каскада, и сопротивление источника сигнала.

Но, все же, этот уровень может оказаться недопустимым, и тогда используют известные уже методы развязки, как, например, на **рис. 9.17, *б***.

В этом варианте контур, включающий, кроме источника сигнала и входа каскада, параллельные им резисторы *R1* и *R2*, соединяется с нулевой шиной лишь в одной точке; большая величина C_P изолирует его от источника *+E*.

В ряде случаев, особенно при использовании полевых приборов, подобные меры оказываются излишними. Так, на **рис. 9.18**, если резистор *R1* имеет величину 1 *МОм*, а внутреннее сопротивление микрофона составляет 100 *Ом*, помеха с шины *E1* будет подавлена в 10^4 раз.



ВНИМАНИЕ.

Еще раз отмечаю: задача создания устойчивых относительно самовозбуждения многокаскадных схем полностью совпадает с задачей повышения защищенности схем от различного рода помех. Скажем, сетевых пульсаций питающих напряжений.

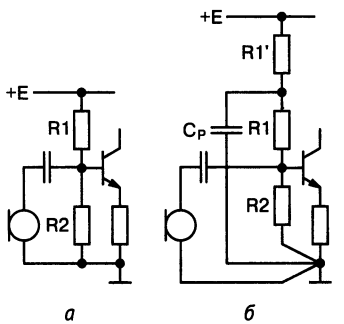


Рис. 9.17. *Резистор R1 вносит помеху с шины в контур сопряжения (а); необходима развязка (б)*

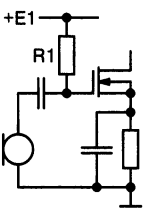


Рис. 9.18. *Резистор R1 большого номинала практически не вносит помех*

9.3. Вопросы из практики

Радиолюбитель: *Чтобы повысить усиление, даваемое схемой на* ***рис. 9.19****, я увеличил нагрузку первого каскада (индуктивность дросселя L), но это не дало никакого эффекта. Тогда я увеличил сопротивление нагрузки второго каскада R3, но также безрезультатно. В чем же дело?*

Перед нами — двухкаскадная схема со связью ток-ток (т. е. каскодная) с низкоомным выходом. Коэффициент передачи здесь, очевидно, равен:

$$K_U = \frac{i_{ВЫХ.1}}{u_{ВХ.1}} \cdot \frac{u_{ВЫХ.2}}{i_{ВХ.2}} = S_1 R2.$$

Понятно, что $i_{ВХ.2} = i_{ВЫХ.1}$.

Итак, следовало увеличивать сопротивление резистора *R2*!

Радиолюбитель: *При проверке усилителя (****рис. 9.20****) на выходе прослушивается сильный фон с частотой 100 Гц, значительно превышающий уровень пульсаций на шине E1. Откуда он берется?*

Явление объяснимо: вы здесь не учли, что выходное напряжение эмиттерного повторителя отсчитывается относительно той же точки, что и входное, на **рис. 9.20** — это заземленный вывод вторичной обмотки входного трансформатора. Значит, к данной точке и должен быть подключен нижний (по схеме) вывод *C2*, а тем самым — эмиттер *VT2* по сигналу.

Соединив указанный вывод с шиной *E2*, вы подали на усиление вторым каскадом все действующие на этой шине относительно «земли» помехи, в том числе и пульсации сетевого выпрямителя. Если источник *E2* будет использоваться для питания также и последующих каскадов усилителя, самовозбуждение гарантировано.

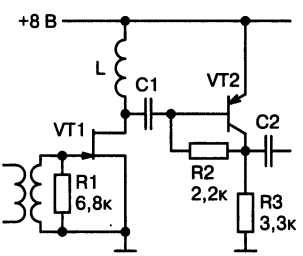


Рис. 9.19. *Почему не увеличивается усиление?*

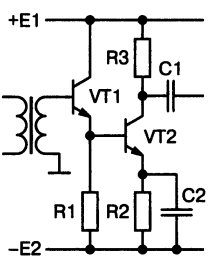
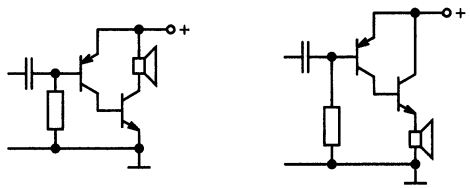


Рис. 9.20. *В чем причина сильного фона?*



а *б*

Рис. 9.21. *Что выбрать: усилитель с общим эмиттером (а) или эмиттерный повторитель (б)?*

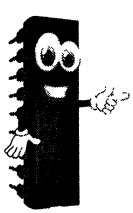
Радиолюбитель: *Из двух журнальных схем низкочастотного усилителя (**рис. 9.21**) мой сосед — юный радиолюбитель решил выбрать второй вариант: применением эмиттерного повторителя можно, как он слышал, снизить выходное сопротивление, согласовав схему с низкоомной нагрузкой. Он прав?*

Чепуха. Второй вариант вовсе не является эмиттерным повторителем.

Радиолюбитель: *То есть как?*

Вход его питается током, а не напряжением. Значит, это — низкостабильный усилитель тока с коэффициентом передачи $K_I = h_{21Э}$. Обе схемы абсолютно эквивалентны.

Радиолюбитель: *Моя идея смесителя (**рис. 9.22**) основана на изменении сопротивлении полевого транзистора, стоящего в цепи передачи, колебанием гетеродина. Как вам смеситель?*



ВЫВОД.

*Он не будет работать: управление сопротивлением, включенным последовательно с очень высоким выходным сопротивлением предыдущего каскада, бессмысленно. Следует применить смеситель, работающий по принципу управления распределением токов, как на **рис. 9.23**.*

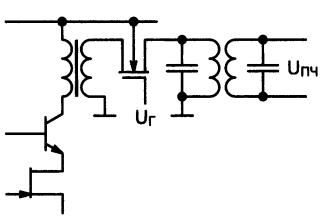


Рис. 9.22. *Смеситель с управляемым последовательным сопротивлением?*

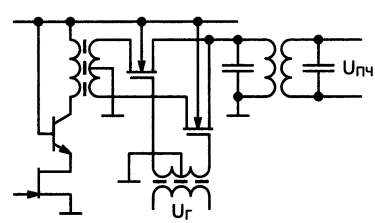


Рис. 9.23. *Смеситель перераспределяет ток предыдущего каскада*

9.4. Дополнение для любознательных

Согласование по шумам

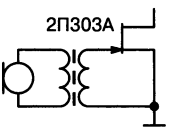


Рис. 9.24. *Наращивание витков вторичной обмотки еще не означает улучшения согласования*

В микрофонном усилителе (**рис. 9.24**) решено, применением согласующего трансформатора, снизить влияние шумов входного полевого транзистора.

Это влияние можно отобразить моделью, содержащей в цепи затвора «идеального» транзистора **эквивалентный источник шумового напряжения** $e_{ш}$, суммирующегося с полезным сигналом. Так для прибора 2П303А средний квадрат ЭДС шумов, согласно паспорту, не превышает $(0{,}03\,мкВ)^2$ на каждые 1 *Гц* полосы частот. Применение повышающего трансформатора увеличит, как кажется, уровень напряжения полезного сигнала. И тем больше, чем выше коэффициент трансформации n, (входное сопротивление каскада практически бесконечно).

Радиолюбитель: *Получается, что увеличивая число витков вторичной обмотки, мы достигнем неограниченного превышения уровня полезного сигнала над шумами?*

На самом деле нет.

Во-первых, никаким согласованием нельзя снизить величину отношения эффективных напряжений шума и сигнала ниже той, которая определяется шумами внутреннего сопротивления источника сигнала, — в соответствия с известной **формулой Найквиста**

$$e_{ш}^2 = 4RkT\Delta f.$$

К примеру, активное сопротивление $R = 100\ Ом$ при температуре $T = 300\ K$ является генератором шумового напряжения (в полосе частот $\Delta f = 10\ кГц$) 0,13 *мкВ эфф*!

А бывает, что неограниченного снижения влияния шумов транзистора нет смысла добиваться: из-за неизбежного присутствия на входе и другого рода помех (электрических наводок).

Во-вторых, «улучшение согласования» ограничено паразитной емкостью во входной цепи транзистора, превращающей вторичную обмотку трансформатора в колебательный контур. Резонансная частота, при большом числе витков, может оказаться в рабочем диапазоне, что недопустимо для широкополосного усилителя.

А в узкополосном — наоборот, именно резонанс входной цепи и определяет максимум напряжения сигнала на затворе.

В-третьих, при сопротивлении цепи затвора от сотен килоом и выше нельзя уже пренебречь добавочным влиянием также и генератора шумового тока $i_Ш$, который присутствует в более точной модели. Как это влияет на согласование, мы сейчас увидим на примере биполярного транзистора.

Шум биполярного транзистора

Шумовая модель содержит практически независимые источники шумового напряжения $e_Ш$ и шумового тока $i_Ш$ в цепи базы. По этой причине эффективное значение эквивалентного напряжения шума на входе усилительного каскада (**рис. 9.25**), обусловленное транзистором, будет равно:

$$u_Ш = \sqrt{e_Ш^2 + (i_Ш R_Б)^2}. \qquad (9.6)$$

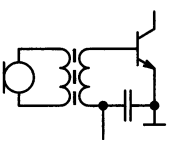


Рис. 9.25. *Максимальное превышение сигнала над шумом будет при сопротивлении источника, меньшем входного сопротивления*

Здесь $R_Б$ — сопротивление базовой цепи для шумового тока, равное, очевидно: $R_Б = R_{ВХ}R_И / (R_{ВХ} + R_И)$, то есть образованное параллельным соединением входного сопротивления каскада и внутреннего сопротивления источника сигнала.

$R_И = R_Г n^2$, $R_Г$ — это в данном случае активное сопротивление микрофона.

В (9.6) учтено, что при сложении некоррелированных процессов суммируются их мощности.

Теперь определим величину напряжения сигнала на входе усилителя. ЭДС источника сигнала: $e_C = e_Г n$, где $e_Г$ — ЭДС, создаваемая микрофоном. Внутреннее сопротивление равно $R_И$, а значит, как легко убедиться, наибольшее напряжение сигнала (равное $0{,}5e_Г n$) действительно получается при $R_И = R_{ВХ}$.

Но значит ли это, что именно $n = \sqrt{R_{ВХ} / R_Г}$ и обеспечивает оптимальное согласование? Разумеется, нет. Максимум показателя качества $u_C / u_Ш$ вовсе не будет соответствовать максимуму u_C: величина $u_Ш$ также зависит от n, а значит, «согласование по шумам» будет достигнуто при меньшем, чем ожидалось, значении $R_И$!

Радиолюбитель: *Ваши головоломные выкладки несколько пугают.*

Это всего лишь несколько несложных формул. Да и приведены они здесь вовсе не для того, чтобы вы немедленно брались за вычисления: все равно достоверных данных о параметрах шумовой модели $e_{ш}$ и $i_{ш}$ серийно выпускаемых транзисторов нет.

Радиолюбитель: *Как же тогда действовать?*

На практике не остается ничего иного, как выбрать величину сопротивления источника входного сигнала (пересчитанную к входу транзистора) такой же, как и та, при которой контролируется коэффициент шума $F_{ш}$ в заводских испытаниях.

Например, для прибора 2Т208В $F_{ш} \leqslant 4$ *дБ* при $R_{и} = 3$ *кОм*...

Радиолюбитель: *Как понимать эти цифры?*

Это эквивалентно тому, как будто бы естественный шумовой сигнал, создаваемый 3000-омным внутренним сопротивлением источника, возрос на 4 *дБ* (не более). Этим и исчерпывается расчет. Оптимист будет полагаться на то, что величина сопротивления, приведенная в технических условиях, не так уж сильно отличается от наивыгоднейшей для данного типа транзистора.

Радиолюбитель: *А что делать пессимисту?*

Наверно, попытаться экспериментально подобрать степень согласования с источником, при которой отношение напряжений сигнала и шума максимально. Сознавая, тем не менее: результат, полученный на случайном экземпляре транзистора, нельзя принимать за общий.

НАДЕЖНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СХЕМ

Обычно надежность понимается в смысле выхода из строя элементов, в частности полупроводников. Начинающим неизвестно, что возможны также странные «неисправности», не связанные с отказами транзисторов: просто транзистор поставлен в неустойчивый электрический режим.

Что это такое, как понимать смысл предельно-допустимых значений в справочниках, как создавать устойчивые схемы — этим вопросам посвящен ***ШАГ 10****. Особо рассматривается влияние тепловых токов транзисторов на надежность схем, и показывается, как его устранить.*

Разобрано множество примеров схем, заимствованных из литературы, в которых допущены ошибки, влияющие на надежность схем, в том числе достаточно комичные.

10.1. Надежность электрического режима

Мнимые отказы

Ресурс работы полупроводников практически неограничен. И, однако, отказы электронных схем — не настолько редкое явление, как можно было бы ожидать. Обычно выясняется, что оказались превышенными **предельно-допустимые значения** напряжений, токов, рассеиваемой мощности, что и привело к выходу из строя элемента.

Но бывает, что больше проблем доставляют ситуации загадочных «неисправностей», не связанных собственно с отказами компонентов схемы. Причиной являются необычные обратные связи, не учтенные из-за слабого знания свойств полупроводников и недопонимания смысла предельно-допустимых величин.

Ошибка в справочнике?

Заглянем в документацию. На первый взгляд все представляется ясным: для любого транзистора даны три значения предельно-допустимых напряжений между электродами. К примеру, для прибора типа 2Т625А-2 указано: $U_{ЭБмакс} = 5\,В$, $U_{КБмакс} = 60\,В$, $U_{КЭмакс} = 40\,В$...

Радиолюбитель: *Стоп, похоже, тут какая-то ошибка: нельзя ведь, в самом деле, подать 60 вольт между коллектором и базой, не превысив допустимое значение UКЭ!*

Но заметьте: подобные кажущиеся «неувязки» в справочнике — на каждой странице.

Радиолюбитель: Опять секреты?

Действительно. И тут не обойтись без обстоятельных разъяснений.

Лавинный пробой

Заперт ли транзистор, или находится в активном режиме, — в обоих случаях он имеет хотя бы один переход, находящийся под обратным напряжением: это переход коллектор-база. Одна из составляющих тока утечки $I_{КБ0}$ связана с наличием неосновных носителей в полупроводни-

ковом материале. Превышено допустимое напряжение между коллектором и базой (**рис. 10.1, *а***) — это значит, что началась дополнительная ионизация атомов кристаллической решетки, возникает лавина свободных носителей: **пробой перехода**. Точно так же пробивается и обычный диод.

Но для нормальной работы в активном режиме (**рис. 10.1, *б***) условия $U_{КБ} \le U_{КБмакс}$ может быть недостаточно.

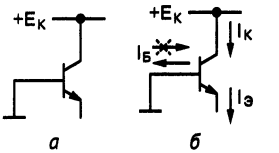


Рис. 10.1. *Напряжение, большее, чем $U_{КБmax}$, грозит пробоем (а), но и при меньшем напряжении может измениться направление базового тока (б)*

Радиолюбитель: *А в чем разница?*

Дело в том, что ток эмиттера в той же степени, что и ток $I_{КБ0}$, подвержен процессу лавинного размножения носителей в коллекторном переходе!

Значит, не исключено, что коллекторный ток может стать здесь даже больше эмиттерного тока...

Радиолюбитель: *Я читал, между прочим, что в первых, так называемых «точечных», транзисторах было именно так.*

Верно, но для этих транзисторов начала полупроводниковой эры применялась иная схемотехника.

Не забывайте, что цепь добавочного тока коллектора замыкается через базу. Выходит, что кроме нормального тока базы, равного $I_э/(h_{21э}+1)$, в этой цепи может возникнуть (при определенном напряжении) дополнительная составляющая противоположного знака.

Радиолюбитель: *Догадываюсь, что ничего хорошего в этом нет?*

Разумеется. Начинается нежелательное ухудшение параметров биполярного транзистора: снижается выходное сопротивление, и, что самое неприятное, коэффициент прямой передачи тока базы $h_{21э}$ становится отрицательным!

Радиолюбитель: *Удивительно... Но все-таки — чем конкретно опасны процессы, связанные с изменением направления тока базы? И, главное, какую величину коллекторного напряжения (если не UКБmax) считать предельно допустимой?*

Для обоснованного ответа следует немного подробнее разобраться в происходящих явлениях.

И пришло время сознаться в одной «неточности»: до сих пор мы как-то не делали различия между **дифференциальным коэффициен-**

том передачи тока базы $h_{21Э} = \Delta I_К / \Delta I_Б$ и **интегральным** $B_{СТ} = I_К / I_Б$. И это вполне допустимо для расчетов. Собственно говоря, их не различают и при приемке на заводе-изготовителе (замеряя порой под названием $h_{21Э}$ даже некоторую третью величину). Однако в области предпробойных явлений два указанных параметра начинают существенно расходиться.

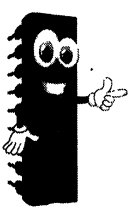
Граничное напряжение

В транзисторном каскаде с заданным током эмиттера (**рис. 10.1, *б***) будем увеличивать коллекторный потенциал. В определенный момент (при так называемом **граничном напряжении**) ток базы станет равным нулю, а затем сменит направление. Это — первая характерная точка: величина $B_{СТ}$ неограниченно растет, становясь затем отрицательной. Легко понять, что граничное напряжение зависит от величины тока (возрастая с увеличением тока эмиттера).

У некоторых транзисторов величина граничного напряжения $U_{КЭгр}$ прямо оговорена документацией. Контроль ее производится изготовителями очень просто: подачей напряжения между коллектором и эмиттером при «оборванной» базе (тогда транзистор всегда оказывается в режиме, при котором $I_Б = 0$, то есть $B_{СТ} = \infty$). Так, для прибора 2Т388А-2 по паспорту $U_{КЭгр}$ не менее 50 *В* при $I_Э = 10$ *мА*.

Радиолюбитель: *Как это понимать?*

Это означает, что при включении с оборванной базой при $U_{КЭ} = 50$ *В* ток транзистора не превысит 10 *мА*.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Но, конечно, не значит, что потребителю рекомендуется эксплуатировать прибор таким образом!

Напряжение переворота фазы

Продолжим увеличение потенциала коллектора, и мы достигнем второй характерной точки: начнет неограниченно возрастать и, наконец, изменит знак величина $h_{21Э}$. Соответствующее напряжение U_{α}

называют нередко **напряжением переворота фазы базового тока**. При дальнейшем возрастании напряжения коэффициент $h_{21Э}$, оставаясь отрицательным, будет уменьшаться по абсолютной величине.

Понятно, что именно превышение U_α создает угрозу устойчивости схем: входное сопротивление транзистора со стороны базы $R_{ВХ}$, связанное с $h_{21Э}$, становится отрицательным. Рассмотрим встречающиеся практически варианты.

Питание базы фиксированным током

Это самый ненадежный вариант (**рис. 10.2**): ведь при $U_{КЭ} > U_\alpha$ входное сопротивление транзистора $R_{ВХ}$ становится отрицательным. Возникающая положительная обратная связь вызывает немедленный пробой (если только ток коллектора не ограничен). Это же относится, разумеется, и к включению с «оборванной» базой.

Больше того: для таких схем опасно приближаться даже к граничному напряжению, когда резко нарастает ток коллектора. Да и вообще их остерегаются использовать из-за скверной стабильности.

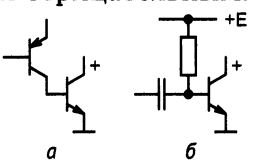


Рис. 10.2. *Схемы с принудительно задаваемым током базы ненадежны*

Конечное сопротивление в цепи базы

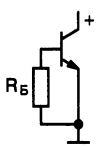


Рис. 10.3. *Чем меньше величина $R_Б$, тем более высокое напряжение выдерживает закрытый ключ*

Это — знакомая конфигурация закрытого ключа (**рис. 10.3**). Входное сопротивление транзистора зашунтировано $R_Б$, в результате обратная связь не сделается положительной, пока не выполнится: $R_Б R_{ВХ} / (R_Б + R_{ВХ}) < 0$, то есть $(-R_{ВХ}) < R_Б$. А это случится при напряжениях, заметно больших, чем U_α. За допустимую величину напряжения можно брать U_α. Наибольшая устойчивость соответствует замыканию базы на эмиттер: чаще всего пробой возможен тогда лишь при $U_{КБ} > U_{КБмакс}$.

Радиолюбитель: *Однако, листая справочник, я вижу, что редко где приводится значение U_α.*

В большинстве случаев прямо оговорено допустимое напряжение коллектор-эмиттер в интересующем нас включении: $U_{КЭR}$. Так, указание в паспорте прибора 2Т355А: $U_{КЭRмакс} = 15$ *В* при $R_{БЭ} \le 3$ *кОм* — не требует

пояснений. И, во всяком случае, $U_{КЭгр}$ является уж точно допустимым при любой конечной величине $R_Б$.

Сопротивление в цепи эмиттера

При $R_Б = 0$ и конечной величине $R_Э$ (**рис. 10.4, *а***) положительная обратная связь по режиму отсутствует и потенциал на коллекторе ограничивается лишь $U_{КБмакс}$. Однако нельзя упускать из виду возможной неустойчивости по сигналу.

Радиолюбитель: *Это как понимать?*

В базе могут иметься сигнальные цепи (**рис. 10.4, *б***), и при $U > U_\alpha$ не исключено, что выполнится условие положительной обратной связи: $(-R_{ВХ}) = -h_{21Э}R_Э < R_Б$. Роль $R_Б$ играет здесь выходное сопротивление источника сигнала, например, резонансное сопротивление колебательного контура.

Радиолюбитель: *Значит, самовозбуждение?*

Да... но, если честно, такая ситуация маловероятна. Напряжение, при котором $(-h_{21Э})$ уменьшится в такой степени, видимо, превысит уже $U_{КБмакс}$. Куда опаснее, если каскад включен по схеме без резистора обратной связи (**рис. 10.4, *в***), когда $|R_{ВХ}|$ для сигнала значительно меньше. Для переменных составляющих токов и напряжений мы как бы имеем здесь случай, соответствующий **рис. 10.3**. Значит, устойчивость каскада на частоте сигнала гарантируется при $U_{КЭ} \le U_{КЭR}$, только сопротивление $R_Б$ присутствует теперь лишь для сигнала!

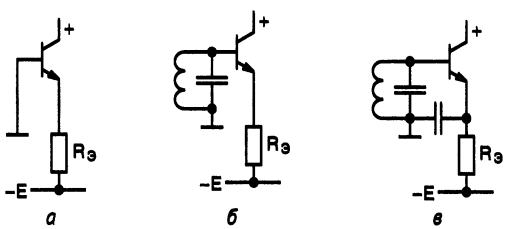


Рис. 10.4. *Устойчивый по режиму каскад (а) может стать неустойчивым для сигнала при напряжении, большем, чем U_α (б); это вероятнее в каскаде без ООС (в)*

Сопротивление в цепях базы и эмиттера

Мы уже понимаем, что неустойчивость режима, возникающая при $(-R_{ВХ}) = -h_{21Э}R_Э < R_Б$, см. **рис. 10.5, *а***, здесь вряд ли будет иметь место, и потенциал коллектора ограничивается лишь $U_{КБмакс}$. Однако в каскаде максимального усиления (**рис. 10.5, *б***) возможное отрицательное сопротивление транзистора для сигнала будет значительно меньше по абсолютной величине. Если мы хотим исключить риск возникновения автоколебаний (когда $|R_{ВХ}| < R_Б$), то снова ограничим коллекторное напряжение величиной $U_{КЭR}$.

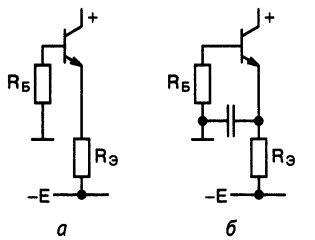


Рис. 10.5. *В устойчивом по режиму каскаде (а) не исключены релаксационные колебания при превышении $U_{КЭR}$ (б)*

Схема Дарлингтона

Что можно сказать об устойчивости режима *VT2* на **рис. 10.6, *а***?

Радиолюбитель: *Его база присоединена к низкоомной цепи: выходу эмиттерного повторителя, что хорошо.*

Но ведь при напряжении коллектор-эмиттер, равном граничному, прекратится ток базы *VT2*, не так ли?

Радиолюбитель: *Значит станет нулевым, и ток эмиттера предыдущего транзистора... Плохо: каскад перестанет работать.*

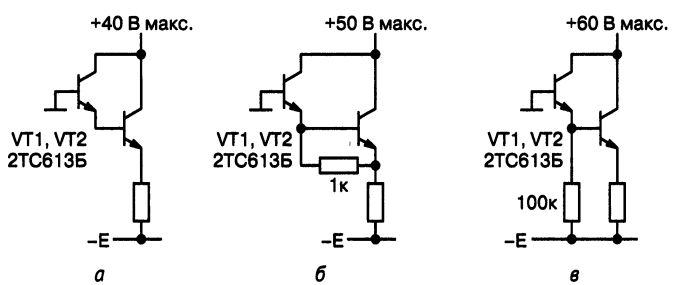


Рис. 10.6. *При отсутствии пути для обратного тока второго транзистора предельное напряжение коллектора – $U_{КЭгр}$ (а); с резистором между эмиттером и базой – $U_{КЭR}$ (б); с балластным током – $U_{КБmax}$ (в)*

Да, и при дальнейшем возрастании напряжения *VT2* оказывается в режиме с «оборванной базой». Значит, граничное напряжение — предел для такой конфигурации.

Достаточно включить между базой и эмиттером *VT2* резистор — и допустимым напряжением окажется уже значение $U_{КЭR}$ (**рис. 10.6, *б***). Еще более устойчива схема, в которой предусмотрен резистор для гарантированной подгрузки повторителя балластным током: цепь базы *VT2* стала по-настоящему низкоомной (**рис. 10.6, *в***).

Каскодное включение

Мы видели, что гарантии электрической устойчивости режима транзисторов в ряде случаев недостаточно. Отрицательная величина $h_{21Э}$ (что вероятно при напряжениях, близких к $U_{КБмакс}$) ведет к риску самовозбуждения.

С этой точки зрения каскодный усилитель наиболее безопасен: в цепи базы «верхнего» транзистора, находящегося под высоким напряжением, нет никаких сопротивлений для сигнальной составлявшей тока базы. $U_{КБмакс}$ является единственным ограничением на коллекторное напряжение. Если мы готовы смириться с вероятностью снижения выходного сопротивления при чересчур высоких напряжениях...

Радиолюбитель: *Все это хорошо. Но, рассматривая радиолюбительские схемы, я вижу, что кое-где допустимое для транзистора напряжение явно превышено.*

Это верно. Тот факт, что устройства обычно все же работают, объясняется просто: большинство экземпляров полупроводниковых приборов имеют параметры (и главное — граничное напряжение) в действительности значительно выше, чем нижний предел, нормированный техническими условиями.

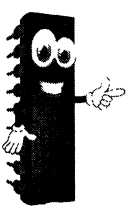
Я бы не советовал на это полагаться. А тем более — учитывая изменения параметров полупроводников при повышенной температуре: к этому сюжету мы и переходим.

10.2. Тепловая устойчивость аналоговых схем

Тепловые токи

Радиолюбитель: *В свое время, собрав стабилизатор напряжения по описанию, взятому из брошюры (**рис. 10.7**), я столкнулся с необъяснимым явлением. После нагружения схемы максимальным током в течение нескольких минут — снятие нагрузки приводило к резкому возрастанию выходного напряжения и появлению пульсаций. Странно, что через некоторое время нормальная стабилизация восстанавливалась...*

Ваша схема показательна. Особенность схем с общей ООС в том, что за жесткой стабильностью выходных параметров сразу не видна скрытая возможность выхода отдельных элементов из усилительного режима.



ВНИМАНИЕ.

Вспомним «главный секрет» самостабилизирующихся схем: величина тока любого активного элемента определяется подключенным к нему входом другого элемента.

Если такая связь выполнена неудачно (без учета разогрева полупроводников, а особенно германиевых, как у вас), вполне вероятно нарушение нормального режима, вплоть до своеобразного «вытеснения» рабочего тока предыдущего транзистора тепловым током базы.

Радиолюбитель: *Я начинаю понимать: составной транзистор, в котором не предусмотрены резисторы утечек в базовых цепях, прекращает работу при напряжении, равном граничному — мы об этом говорили.*

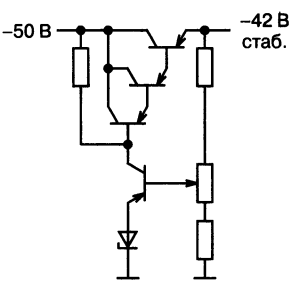


***Рис. 10.7.** Неправильно: отсутствуют пути для токов утечки мощных транзисторов*

Это верно, но мы не упоминали другого: граничное напряжение при заданном токе резко снижается с температурой! И этот факт не имеет отношения к электрическому пробою. Он является следствием температурного роста обратного тока $I_{КБ0}$.

Вытеснение тока базы

Исследование вашей неудачной схемы проясняет дело. Ток утечки перехода коллектор-база мощного проходного транзистора, не имея другого пути, протекает через его эмиттерный переход, составляя часть рабочего базового тока этого прибора (**рис. 10.8, *а***).

Радиолюбитель: *Но ведь величина IКБ0 мала...*

При комнатной температуре. Тут она терялась в общем токе базы — даже на холостом ходу стабилизатора.

Стоит теперь разогреться переходам — и картина меняется. Возрастающий ток утечки вполне может превысить требуемый базовый ток. Это вероятнее всего в режиме, близком к холостому ходу. Предыдущий транзистор закроется тогда полностью, разрывая кольцо обратной связи — стабилизация прекращается.

Радиолюбитель: *Мои замеры показывали будто бы пробой проходного транзистора.*

В действительности он вполне исправен.

Впрочем, в этой схеме еще раньше наступит аналогичный мнимый пробой предыдущего транзистора... который вы, я думаю, установили на общем радиаторе с проходным?

Радиолюбитель: *Ну да, для охлаждения.*

Превратившегося на деле в подогрев.

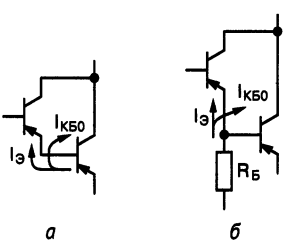


Рис. 10.8. *Ток утечки мощного транзистора усиливается им же в h_{213} раз (а); при помощи резистора его отводят из базы (б)*

Балластный ток

Если мы собираемся создавать устойчивые в тепловом отношении схемы, то всегда должны иметь в виду, что с повышением температуры **базовый ток транзистора может изменить направление**! И на этот случай путь для тока должен быть предусмотрен.

Радиолюбитель: *Знаю: надо обеспечить балластный ток.*

Ну, конечно. Резистор утечки в базе $R_Б$ (**рис. 10.8, *б***) рассчитывается таким образом, чтобы балластный ток был заведомо больше, чем максимальная величина $I_{КБ0}$ — с учетом ожидаемого нагрева транзистора. Тогда и в наихудшем случае ток эмиттера предшествующего транзистора не упадет до нуля:

$$I_{Э\,min} = U_Б / R_Б - I_{КБ0\,max}.$$

В данном случае стабилизатор был рассчитан на фиксированное напряжение — тут особых проблем нет. Они появятся, если мы захотим ввести регулировку выходного напряжения.

Радиолюбитель: *Вы имеете в виду, что теперь UБ будет меняться?*

Да, при снижении напряжения на выходе — уменьшается и величина балластного тока. И это в режиме, как раз наиболее опасном для проходного транзистора!

Радиолюбитель: *В каком смысле — наиболее опасном?*

Наименьшему выходному напряжению соответствует, разумеется, максимум $U_{КЭ}$ и максимум рассеиваемой мощности. Значит, и тепловой ток $I_{КБ0}$ ожидается здесь больше.

Радиолюбитель: *Как же быть?*

Приходится проявлять изобретательность. Для создания постоянного балластного тока идут в ход вспомогательные схемы генераторов тока, дополнительные источники напряжений и прочее.

Регулятор напряжения, схема которого изображена на **рис. 10.9**, устойчиво работает (в том числе и без нагрузки) при любых допустимых температурах проходного транзистора. Постоянный балластный ток задан схемой «токового зеркала».

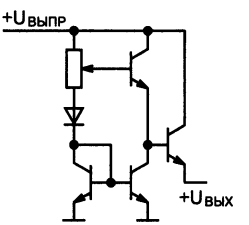


***Рис. 10.9.** Балластный ток создается схемой «токового зеркала»*

Радиолюбитель: *А для чего тут поставлен диод?*

Чтобы повторитель не закрывался в нижних положениях движка регулятора. Просто проанализируйте напряжения в схеме.

Дело, как видите, прежде всего, в умении увидеть «слабые звенья», снижающие надежность схем. Это не всегда удается...

10.3. Разбор ошибок

Огромная номенклатура типов полупроводниковых приборов избавляет, как кажется, от затруднений при подборе подходящего транзистора, диода. И все же нередки ошибки расчета параметров режима, когда что-то не учли.

Этот раздел целиком посвящен разбору примеров такого рода. Они не выдуманы, а взяты из опубликованных описаний радиолюбительских конструкций, а значит, в какой-то мере типичны. Надо понимать, что функционирование опытного экземпляра еще не является доказательством грамотности разработки, не отменяет внимательного изучения режимов работы всех компонентов. А разбор чужих ошибок поможет не наделать таких же своих.

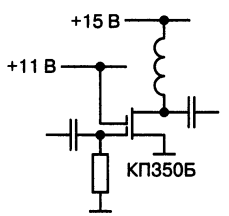


Рис. 10.10. *Ошибка: допустимое напряжение сток-исток не превышено только в режиме покоя, следует применить КП306*

Случай 1. Правильно ли выбран транзистор для умножителя частоты в передатчике (**рис. 10.10**)?

Радиолюбитель: *А что, все верно: напряжение питания не превосходит допустимого для КП350Б ($U_{СИмакс} = 15$ В).*

Однако вы должны помнить: в каскаде с нагрузкой в виде дросселя, трансформатора и т. п. мгновенный потенциал на выходе превышает потенциал шины питания.

Радиолюбитель: *Да, согласен. Значит, транзистор должен быть выбран здесь из условия: $U_{СИмакс} > 15\,В + u_{ВЫХ}$.*

Случай 2. Неосмотрительное применение реле вынуждало не одного умельца заменять пробитый транзистор в ключевой схеме (см., например, **рис. 10.11, *а***).

Радиолюбитель: *Отчего же он пробьется, если напряжение питания не больше допустимого?*

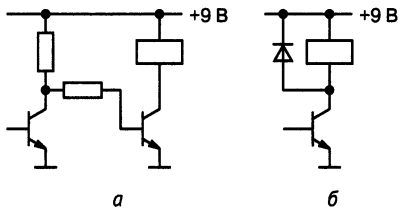


Рис. 10.11. *Неправильно: бросок напряжения самоиндукции обмотки реле повредит транзистор (а); выручит защитный диод (б)*

Давайте прикинем. В обмотке электромагнита с индуктивностью, например, 0,5 *Гн*, когда через нее течет ток 50 *мА*, запасена магнитная энергия $LI^2/2 = 0{,}0006$ *Дж*.

Радиолюбитель: *Это ведь очень мало?*

Нет, немало. Размыкание ключа приведет к запуску затухающих колебаний в контуре, образованном обмоткой и параллельной ей паразитной емкостью. А через четверть периода этих колебаний — энергия обнаружится в виде заряда «конденсатора» ($CU^2/2 \approx LI^2/2$). Если принять $C = 300$ *пФ*, бросок напряжения на обмотке окажется равным 3,5 *кВ*!

Радиолюбитель: *Да, более чем достаточно для пробоя...*

Защитный диод (**рис. 10.11, *б***) повысит надежность лишь в том случае, если сам не выйдет из строя, гася накопленную в катушке энергию.

Радиолюбитель: *Понимаю: он должен допускать прямой ток не ниже рабочего тока обмотки.*

Верно.

Случай 3. В схеме транзисторного ключа на **рис. 10.12, *а*** не предусмотрено какого-либо ограничения коллекторного тока управляющего транзистора.

Радиолюбитель: *Зато, быть может, ток его базы как-то ограничен схемой...*

Надежда неосновательна: ведь верхняя граница коэффициента $h_{21э}$ нередко даже не нормируется, особенно при повышенной температуре. Сколько-нибудь продолжительная работа такого «ключа» приводит обычно к нарастающему разогреву, завершающемуся тепловым пробоем.

Радиолюбитель: *Значит, необходимо ограничение тока резистором в цепи коллектора.*

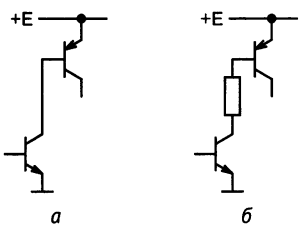


Рис. 10.12. *Неправильно: ток первого транзистора ничем не ограничен (а); резистор превращает его в насыщенный ключ (б)*

Можно и так (тогда выйдет насыщенный ключ, как на **рис. 10.12, *б***). Но допустимо включить и в эмиттер, получится генератор тока.

Случай 4. Разряд конденсатора большой емкости через транзисторный ключ предусмотрен схемой автоматики (**рис. 10.13, *а***). Подобное включение небезопасно для транзистора, о минимально возможном сопротивлении которого в насыщенном состоянии мы не имеем данных. Скорее всего, допустимый ток коллектора (даже для импульсного режима) будет превышен.

Радиолюбитель: *Просто включим токоограничивающий резистор (**рис. 10.13, *б***).*

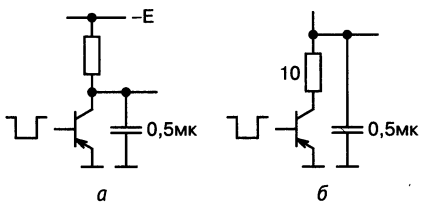


Рис. 10.13. *Неправильно: ключ разряда работает в недопустимом режиме (а); нужен ограничительный резистор (б)*

Случай 5. Похожий пример: в стабилизаторе напряжения (**рис. 10.14, *а***) возможно повреждение транзистора импульсом тока, заряжающего выходной конденсатор. Простейший ограничитель тока (**рис. 10.14, *б***) защитит от импульсной перегрузки не только регулирующий транзистор, но и источник питания, он сработает также и при случайном коротком замыкании нагрузки. Предельный выходной ток в такой схеме:

$$I_{КЗ} \approx \frac{0{,}6\ В}{R_{ОГР}}.$$

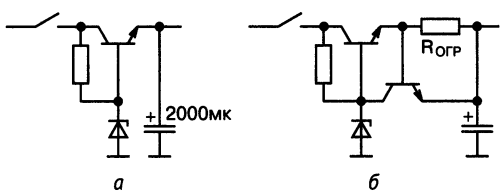


Рис. 10.14. *Бросок зарядного тока может повредить транзистор (а); применяем ограничитель тока короткого замыкания (б)*

Случай 6. Никогда не выключайте усилительный каскад на **рис. 10.15, *а***! Снятие питания приведет к тому, что заряженный конденсатор окажется действующим между базой (потенциал которой равен теперь нулю) и эмиттером транзистора. Напряжение 7 *В* в полярности, обратной для перехода, превышает допустимое.

Радиолюбитель: *Как же быть?*

Если почему-либо невозможно изменить режим каскада, специалист пойдет на установку защитного диода (**рис. 10.15, *б***) предохраняющего переход от переполюсовки. Самодеятельным же мастерам чаще всего вообще не приходит в голову проверить, не возникают ли недопустимые режимы элементов в моменты коммутации питания.

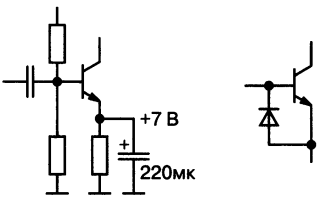


Рис. 10.15. *Неправильно: напряжение на эмиттерном конденсаторе при снятии питания пробьет переход (а); требуется защитный диод (б)*

Радиолюбитель: *Но схема-то самая обычная. Значит, отказы транзисторов из-за превышения $U_{ЭБmax}$ должны быть частыми...*

Спасает одно обстоятельство: пробой перехода эмиттер-база высокочастотных приборов почти всегда безопасен: это — не лавинный, а так называемый **зенеровский пробой**. Для стабилитронов он вообще является рабочим режимом. Конечно, ток при пробое должен быть ограничен на допустимом уровне; обычно так и случается.

Радиолюбитель: *Мне пришло в голову: а многие ли просматривают свои схемы с точки зрения процессов, возникающих при включении и выключении?*

Практикам известно, что значительная часть отказов аппаратуры как раз и возникает в моменты включения-выключения.

Случай 7.

Радиолюбитель: *Здесь автор как раз защитил эмиттерный переход от пробоя при запирающем импульсе большой амплитуды (**рис. 10.16, а**).*

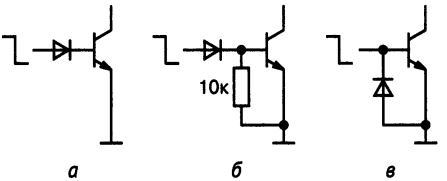


Рис. 10.16. *Неправильно: диод, возможно, лишь ограничит ток пробоя (а); с резистором — обеспечена защита перехода (б); допустимо и так (в)*

Эта защита мнимая. Распределение обратных напряжений на двух последовательных переходах зависит от случайного соотношения их обратных токов. Практически все запирающее напряжение окажется приложенным к переходу с меньшим током утечки. Если таковым окажется переход транзистора, то в схеме будет всего лишь стабилизирован ток пробоя на уровне обратного тока диода I_0.

Радиолюбитель: *В оригинале транзистор применен кремниевый, а диод — германиевый.*

Тогда указанное гарантировано на сто процентов.

Добавление резистора (**рис. 10.16, *б***) обеспечит не только действительную защиту перехода, но и повышение быстродействия ключа. Эффективно и параллельное включение защитного диода (**рис. 10.16, *в***).

Случай 8. Для питания каскада на полевом транзисторе (**рис. 10.17**) выбрано опасное напряжение 50 вольт. Вероятно, разработчик стремился повысить усиление увеличением резистора нагрузки в стоке при заданной величине тока (около 2 *мА*).

Радиолюбитель: *А что тут опасного? Расчетное напряжение UСИ составляет примерно 9 В, это не превышает допустимого для транзистора КП103К.*

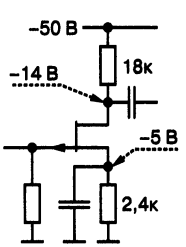


Рис. 10.17. *Неправильно: напряжение сток-исток устойчиво только при стабильном токе, а он не гарантируется схемой*

И все же... Уменьшение тока хотя бы на 10% приведет к возрастанию напряжения сток-исток больше, чем на 4 *В* — вот и выход за допустимый предел!

Радиолюбитель: *В самом деле...*

По делу, надо было учесть и возможный температурный дрейф тока стока, и разброс характеристик экземпляров полупроводников одного

типа, и неточность сопротивлений резисторов, и величину переменной составляющей напряжения на стоке.

Радиолюбитель: *Вероятно, надо еще оценить, что будет в момент подачи питания.*

Совершенно верно: например, истоковый конденсатор в первый момент разряжен. Взвесив все это, мы вряд ли пошли бы на такое высокое напряжение питания.

Случай 9.

Радиолюбитель: *В старом справочнике мне попались на глаза гибридные микросхемы серии 222 на транзисторах 2Т317 с предельным напряжением коллектор-эмиттер 5 В. Непонятно, как разработчики ухитрились создать на основе этих приборов ключ для формирования импульсов 9-вольтовой амплитуды?*

Привожу схему (**рис. 10.18**). Разберитесь сами, в чем тут дело.

Случай 10.

Радиолюбитель: *Выходной каскад усилителя звуковой частоты (**рис. 10.19**) я построил по схеме из радиолюбительского журнала. Выходная мощность — 1 Вт. В режиме покоя ток оконечных транзисторов составил 10 мА. Но я как-то сомневаюсь в надежности...*

Спасибо за хорошую иллюстрацию так называемой **тепловой положительной обратной связи**. Оценим КПД (при максимальной мощности в нагрузке, равной 1 *Вт*), скажем, в 50%, тогда 1 *Вт* будет

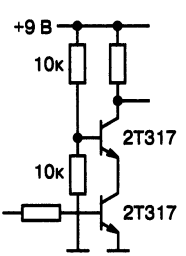


Рис. 10.18. *При закрытом ключе напряжение распределяется поровну между двумя низковольтными транзисторами, при открытом — насыщаются оба*

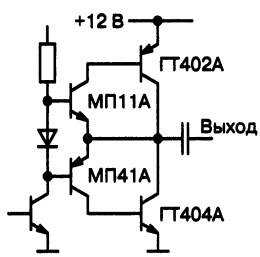


Рис. 10.19. *Неправильно: ток покоя лавинообразно нарастает*

рассеиваться также и на выходных транзисторах (по 0,5 *Вт* на каждом, если сохраняется симметрия).

Тепловое сопротивление переход-среда для ГТ402 и ГТ404 0,1 *°С/мВт*. Значит, при длительной отдаче максимальной мощности перегрев составит 50°С, то есть переходы разогреются до 70°С.

При этом обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ у некоторых экземпляров транзисторов может возрасти до 0,8 *мА*.

В базовых цепях оконечных приборов балластировка не предусмотрена.

Радиолюбитель: *Это меня и смущает.*

Правильно смущает. Это значит, обратные токи (плюс сравнительно небольшие коллекторные токи предыдущих транзисторов) неизбежно будут усилены в коллекторной цепи в $h_{21Э}$ раз. Ток покоя, возможно, увеличится до 50—100 *мА*!

Появление дополнительного тока 100 *мА* в выходном каскаде вызовет выделение там добавочной мощности $12\,В \cdot 0{,}1\,А = 1{,}2\,Вт$. Теперь не поможет даже снятие входного сигнала: устойчивость схемы потеряна, стремительное нарастание тока завершится неизбежным перегоранием.

Случай 11.

Радиолюбитель: *Мой юный сосед собрал по описанию самодельный прибор для измерения параметра h21Э транзистора (схема на* ***рис. 10.20****). Брошюра предписывает при пользовании подключать базовый вывод первым, а отключать последним, чтобы предотвратить опасное для транзистора включение «с оборванной базой». Но радиолюбитель никак не желает соблюдать это...*

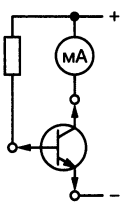


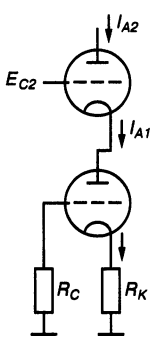
Рис. 10.20. *Обязательно ли подключать базовый вывод первым?*

Предлагаемые предосторожности смехотворны: режим с фиксированным током базы (рабочий для прибора) куда опаснее включения с «оборванной базой»!

ЧАСТЬ

II

ОТ АЗОВ ДО ПРАКТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ



Ламповая аппаратура звукоусиления в XXI веке переживает второе рождение. Фотографии ламповых конструкций «прописались» на обложках популярных аудиожурналов. Выпуск радиоламп вновь освоен ведущими компаниями США, Европы и Японии.

Начинающим радиолюбителям адресованы главы по основам схемотехники ламповых усилительных каскадов. А главная часть посвящена созданию практических конструкций ламповых усилителей своими руками.

Приводятся данные о цоколевках, электрические параметры, вольтамперные характеристики (ВАХ) радиоламп, рекомендации по их применению, включая различные схемы построения ламповых каскадов и аппаратуры звукоусиления. Раздел предназначен для широкого круга радиолюбителей, любителей качественного звука.

Шаг 11. *Интересны ли нам радиолампы?*

Шаг 12. *Приемно-усилительные лампы*

Шаг 13. *Работаем с малыми сигналами*

Шаг 14. *Создаем ЛАМПОВЫЙ аудиоусилитель*

Шаг 15. *Поговорим о радиоприемниках*

ИНТЕРЕСНЫ ЛИ НАМ РАДИОЛАМПЫ?

Этот раздел носит явственный отпечаток ностальгии. Радиолампы — стоит ли сейчас ими интересоваться? История техники электронных ламп, почему ими увлечены и поныне, какое отношение имеет техника радиоламп к качественному звуковоспроизведению — об этом вы прочтете ниже.

11.1. Музыка из ящика

Лампы и звук

Возрождение интереса к радиолампам — «ламповый ренессанс» последних лет — неотделим от новых подходов к сфере разработки высококачественной аудиотехники. И эту тему нам обойти никак не удастся.

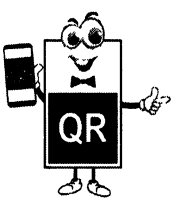
Домашний радиоприемник явился первым источником электрически воспроизведенной музыки (вторым было звуковое кино). Создателями стандартов де-факто на бытовые радиоприемники на два десятка лет вперед считают европейские фирмы Telefunken и Philips. К середине 30-х годов полностью сложился облик такого радиоприемника — в отношении типовых схемных решений, конструкции, дизайна и требований к параметрам.

Для массовой аудитории музыка сделалась неразрывной с лакированным деревянным ящиком. Ловить на коротких волнах зимними ночами, когда стрелка мягко движется по тепло светящейся шкале, а радиодиапазоны, кажется, ломятся от заграничных передач... К этому развлечению советская власть относилась столь же терпимо, как и к нашей русской пьянке. Искали музыку: рок-н-ролл, твист. Некоторые могли часами слушать британский аэродромный радиомаяк со склеенной в кольцо лентой бесконечно повторяющейся песенки: «Kiss me, Honey, Honey, kiss me», знаменитым хитом Ширли Бейсси.

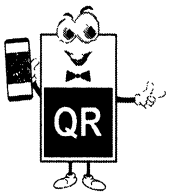
Впрочем, долгое время показатели качества звуковоспроизведения у массовых бытовых приемников были невысокими, по нынешним временам — просто смешными. Типичные их значения: коэффициент нелинейных искажений — до 7—10 %, диапазон воспроизводимых частот — от 100 *Гц* до 5—7 *кГц*, выходная мощность — 1—2 *Вт*.

Радиолюбитель: *Постойте, выходная мощность — это не качественный, а скорее количественный показатель, уровень громкости, так сказать; для чего он сюда попал?*

Это мнение неверно, как будет ясно из дальнейшего.



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Секрет лампового звучания. Часть 1»**. Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Секрет лампового звучания. Часть 2»**. Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Не слишком ли плохи параметры?

Радиолюбитель: *В самом деле, почему такими низкими были требования к аппаратуре — техника не позволяла?*

Нет, сама по себе ламповая техника не несла каких-либо принципиальных ограничений на качество звуковоспроизведения.

Дело было в ином. До начала 50-х годов практически отсутствовали **высококачественные источники звуковых сигналов**. Точнее, таковыми могли считаться, пожалуй, только микрофон и звуковая дорожка фильма (по этой причине озвучивание кинотеатров и выполнялось совершенно на другом уровне).

Прием программ с амплитудной модуляцией не мог обеспечить высокого качества звучания. Полоса модулирующих частот при радиовещании с АМ не превышает 4—5 *кГц*, амплитудный детектор на диоде создает нелинейные искажения, достигающие нескольких процентов. Еще худший звук давали электромагнитные звукосниматели совместно с хрипящими шеллачными грампластинками.

В таких условиях не было смысла удорожать технику с целью повышения качества звуковых трактов. Да никто бы и не заметил улучшения.

Вспомним еще кое-что. И эфир, и грампластинки сопровождали полезный сигнал шумами и помехами, что делало бессмысленным наращивание выходной мощности бытовых низкочастотных усилителей.

Радиолюбитель: *Я по-прежнему не понимаю, причем тут мощность?*

Что же, сделаем небольшое отступление.

Что такое динамический диапазон

В старых радиолюбительских книгах можно прочесть рекомендации, наподобие следующей: для озвучивания даже большой комнаты

вполне достаточно выходной мощности радиоприемника 2—3 ватта. Но нынешние домашние аудиосистемы выпускаются на мощность минимум десятки ватт!

Радиолюбитель: *Похоже, мы стали хуже слышать?*

Попытаемся разобраться.

Любой источник звука обладает важной характеристикой: **динамическим диапазоном.** Это соотношение между уровнем наиболее громких и самых тихих звуков. Собственно, этот диапазон можно считать даже бесконечным, ведь самый тихий звук — это моменты полной тишины.

Однако динамический диапазон звука, пропущенного через радиоаппарат, уже принципиально ограничен: даже в «режиме молчания» — на выходе неизбежно присутствуют различного рода помехи. Полезные звуки, лежащие ниже уровня помех, не будут воспроизведены. Если мы соотнесем максимальный уровень громкости, который может быть обеспечен данным аппаратом, с уровнем помех, то получим динамический диапазон звукового тракта.

Разумеется, просто нет смысла устанавливать громкость на таком уровне, чтобы были явственно слышны шумы, помехи, фон: они будут раздражать слушателя. Поэтому узкий динамический диапазон системы влечет за собой снижение требований к ее выходной мощности.

Наоборот, при высококачественном воспроизведении звука, когда уровень помех невелик, есть смысл увеличивать среднюю громкость. Иначе самые тихие звуки будут потеряны, звуковая картина обеднена. А для неискаженного воспроизведения на пиках громкости понадобится, соответственно, более высокая выходная мощность.

11.2. О высоком качестве звучания

Высокая верность

Триумфальное шествие в послевоенные годы пришедшей к нам из Америки концепции Hi-Fi (и аппаратуры данного класса) было связано с рядом факторов: технических, социальных, психологических, экономических.

Технические предпосылки очевидны: появление высококачественных источников сигналов потребовало, естественно, и аудиооборудования должного уровня.

Радиолюбитель: *Какие источники вы имеете в виду?*

Речь идет о новых, так называемых виниловых (или долгоиграющих) грампластинках, системах магнитной записи, а также о радиоприеме в УКВ диапазоне с частотной модуляцией. Эти источники аудиосигнала отличаются значительно более широким диапазоном частот, меньшим уровнем нелинейных искажений, низкими шумами.

Типичными значениями показателей качества аппаратуры лампового этапа Hi-Fi (конец 50-х — начало 60-х годов) уже можно считать: коэффициент нелинейных искажений — не более 2—3 %, диапазон воспроизводимых частот — по меньшей мере, от 60 *Гц* до 10—12 *кГц*, выходная мощность — 4—8 *Вт*. А международный стандарт DIN 45000 предъявляет даже несколько более высокие требования.

В качестве социальных и психологических причин успеха новшества нельзя не упомянуть общую перестройку жизни на мирный лад, усталость от войны и политики, ориентацию в большей мере на развлечения. Это хорошо поняли производители. Вместо прежнего лозунга: «сидя дома, ты сможешь слушать весь мир», в массы был вброшен новый: «сидя дома, ты почувствуешь себя как в концертном зале».

Концепция высокой верности воспроизведения (High Fidelity, сокращенно Hi-Fi) была подкреплена и еще одним: сформировавшейся у широкого потребителя готовностью тратить на электронную аппаратуру заметно больше денег, чем ранее.

Технической базой первоначальной, ламповой аппаратуры Hi-Fi явились схемные решения, может и не бывшие абсолютно новыми, но ранее нечасто применявшиеся в массовых бытовых устройствах. В их ряду следует упомянуть: двухтактные оконечные каскады, оконечные тетроды, включенные по ультралинейной схеме, отрицательные обратные связи.

Эти решения вели, конечно, к усложнению и удорожанию оборудования. Но эпоха успеха примитивных, предельно дешевых аппаратов уже кончалась.

«Транзисторный звук» — реальность или миф?

Радиолюбитель: *Все же, чем вызвано нынешнее возобновление интереса к ламповой аудиотехнике?*

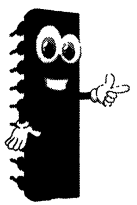
Первой и, возможно, главной причиной являются отзвуки давних баталий вокруг «транзисторного» и «лампового» звука.

Транзисторные Hi-Fi усилители, распространившиеся в 60-70 г., строились на принципах операционных усилителей (схем с общей

ООС), и имели по всем объективным показателям огромные преимущества перед ламповыми. Они обеспечивали небывало широкий диапазон передаваемых частот, имели фантастически низкий уровень нелинейных искажений, крайне малое выходное сопротивление, выдавали большие мощности, обладали несопоставимо более высоким КПД, небольшой массой и размерами, малым тепловыделением — лампы проигрывали им по всему фронту.

Кроме одного. Субъективно эти транзисторные усилители звучали неважно.

Слушатели, покоренные небывалой чистотой звучания полупроводниковых систем, тем не менее, отмечали и негативные моменты. Можно было встретить примерно такие суждения.



СУЖДЕНИЯ.

«Звучание лампового аппарата кажется мягким, бархатным, транзисторного — резким, раздражающим».
«Звук лампового приемника льется свободно, транзисторного — как бы прорывается через преграду».
«Ламповый аппарат хочется слушать и слушать, транзисторный — быстро утомляет».

Радиолюбитель: *Говорят, что транзисторы сами по себе звучат плохо.*

Дело не в этом. Причины указанного явления кроются в специфике работы схем с глубокими отрицательными обратными связями. Помните, мы анализировали частотные и динамические свойства таких конфигураций? А без обратных связей полупроводниковые усилители приемлемо работать не могут, таковы уж особенности характеристик транзисторов. Кстати, по этой причине возможно «транзисторное» звучание и чисто ламповых схем (дальше об этом будет немало).



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Звук ламповый vs транзисторный 1ая попытка»**.*
*Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Ясны и меры борьбы с «транзисторным звуком», в современных полупроводниковых схемах он совершенно не ощутим.

Тем не менее, многие аудиофилы уверены, что негативные особенности звучания до конца устранить невозможно, и искушенное ухо отдает неоспоримое преимущество звуку ламповых усилителей, не имеющих обратных связей (по крайней мере, глубоких). Автор решительно не готов выступать в этом вопросе экспертом.

Никаких компромиссов

Нынешний модный ламповый «Hi-End» — это кажущийся возврат к прежней технике, но на другом уровне, под лозунгом «никаких компромиссов»: все подчинено только качеству звука. В техническом отношении он выливается зачастую в «возвращение к истокам», отрицание Hi-Fi (никаких обратных связей, никаких двухтактников, непременно триоды...).

Радиолюбитель: *Но ведь решения Hi-Fi класса в свое время и так уже достигли, наверно, потолка возможных параметров — куда же дальше?*

Дело в том, что сменилась сама парадигма: важны не объективные показатели, замеренные приборами (они-то как раз обычно невысоки), а **субъективные ощущения** аудиофила. Сюда добавляется приятное осознание обладания дорогой эксклюзивной вещью.

Опять настаиваю, что, не будучи изощренным ценителем, категорически уклоняюсь от личных мнений по этому вопросу.

Last but not least

Есть и иные, даже более убедительные, причины «лампового ренессанса». Ламповый аппарат не только звучит, но еще и согревает душу. Теплое свечение ламп чем-то сродни огоньку домашнего очага, а статус несомненного раритета добавляет удовольствия процессу несуетливого прослушивания. Это такой же объективный эстетический феномен, как и впечатление какого-то особенного наслаждения от звучания старых музыкальных инструментов. Для многих — с лампами связывается ностальгия по «доброму старому времени», и уж конечно здесь нет ничего предосудительного. К тому же признаем, что ведь и сами радиолампы, особенно стеклянные, изумительно красивы.

Иные из домашних умельцев считают ламповую технику более подходящей для самостоятельного конструирования. Транзисторные аппараты, особенно сложные, все же предполагают владение технологией печатных плат, а она не всем доступна.

И еще одно. При кустарном исполнении аппарата, претендующего на современность, как ни старайся с внешним оформлением, никак не уйти от впечатления самопальной поделки. В то время как сами лампы, располагаемые, по нынешней моде, снаружи блока, являются настолько мощной эстетической доминантой, что и некоторые дизайнерские огрехи будут казаться лишь своеобразным «индустриальным» (а может, ретро) стилем.

Радиолюбитель: *А по-моему, бесполезно домашними средствами состязаться с индустрией великого Китая.*

Это и не нужно. Самодельные аппараты имеют право на жизнь ради того, что называется *lifestyle*. Джентльмен не потерпит на своем столе дешевой китайской штамповки; он ценит уникальное, штучное изделие, с налетом старины. Обладатель подобной вещи демонстрирует окружающим, что не вчера родился, и не завтра будет сметен очередной скороспелой модой.

ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЛАМПЫ

Читатель познакомится с триодами и многосеточными лампами: их характеристиками и параметрами. Почему нужен пентод, и как он действует? Анод и эквивалент анода. Как устанавливать и рассчитывать режимы ламп? Неожиданные способы стабилизации. Не всегда на управляющую сетку надо подавать «минус»!

12.1. Ламповый триод и его свойства

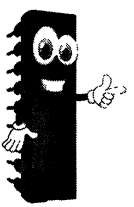
Рассматриваем вольтамперные характеристики

Так называемые **анодно-сеточные характеристики** лампы хорошо иллюстрируют существо ее работы: зависимость анодного тока I_A от напряжения на управляющей сетке U_C (точнее, от напряжения между этой сеткой и катодом). Хотелось бы избежать повторения физических основ, напоминаний, что анодный ток образован потоком свободных электронов, испускаемых катодом за счет термоэлектронной эмиссии и т. д.

Радиолюбитель: *В самом деле, все это известно.*

Между прочим, когда иное не оговорено, потенциал катода будем принимать условно за нулевой.

Рис. 12.1 дает пример анодно-сеточных характеристик триода — для лампы 6Н3П. Мы усматриваем здесь не одну, а целое семейство характеристик — для различных анодных напряжений U_A.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Примечание. Важная особенность триода состоит в том, что потенциал не только сетки, но и анода в большей или меньшей степени влияет на ток лампы: при увеличении U_A характеристика смещается «влево».

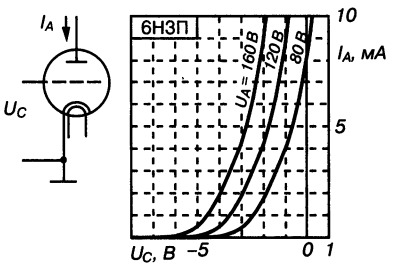
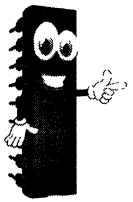


Рис. 12.1. *Триод и его анодно-сеточные характеристики: при увеличении анодного напряжения характеристика сдвигается влево*

В зависимости от анодного напряжения изменяется **напряжение запирания** (напряжение на сетке, при котором ток анода спадает практически до нуля). Оно определяет так наз. **раствор характеристики** (интервал U_C от нуля до запирания), внутри которого обычно и должен уместиться размах колебаний полезного входного сигнала — как говорят, от пика до пика.



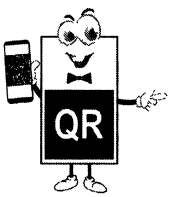
ВНИМАНИЕ.

Приведенные здесь характеристики называют ***статическими****: в отличие от динамических, они действительны при фиксированном потенциале анода.*

Теория говорит о том, что (для идеализированного триода, конечно) анодно-сеточная характеристика выражается полиномом степени 3/2. Если так, то она заметно более «линейна», чем соответствующие характеристики транзисторов:

- биполярного (экспонента);
- полевого (парабола степени 2).

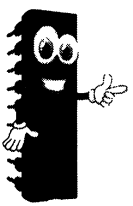
Впрочем, профессионалы, как правило, используют в работе не анодно-сеточные, а анодные характеристики.



Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик ***«Вакуумный триод. Усилитель на вакуумном триоде»****.*
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Режимы триода и рабочая точка

Режим работы триода характеризуется совокупностью тока анода и напряжений на электродах (аноде и сетке) при отсутствии сигнала. Из характеристик понятно, что если любые две из этих величин известны, то третья легко находится.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Конкретный режим, отображаемый на характеристиках лампы, называется также **рабочей точкой***. Выбор рабочей точки – важнейший этап разработки ламповой схемы.*

Ток сетки и утечка сетки

Радиолюбитель: *Рассматривая кривые для тока анода, вы почему-то не упоминали про ток сетки.*

Это естественно, ведь при отрицательных потенциалах на сетке (наиболее частый случай) ее ток практически равен нулю.

По этой причине напряжение, требуемое для установления заданного режима, нередко подают на сетку через омическое сопротивление весьма большой величины, достигающее мегом, тем не менее, практически не влияющее на величину потенциала. Такое сопротивление называют **сопротивлением утечки сетки.**

Как правило, положительных напряжений между управляющей сеткой и катодом избегают, поскольку эти режимы связаны с появлением нежелательного сеточного тока.

Радиолюбитель: *То есть, работа с токами сетки недопустима?*

Далеко не всегда это так! Данная тема будет освещена в свое время.

Статические параметры лампы

Для выбранной рабочей точки определены **статические параметры** триода:

- крутизна характеристики $S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_C}$;
- статический коэффициент усиления $\mu = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_C}$;
- внутреннее сопротивление $R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$.

Очевидно соотношение: $SR_i = \mu$.

Здесь, как и ранее, Δ — символ малого приращения величины напряжения или тока.

Радиолюбитель: *По-моему, в книгах параметры лампы вводят через производные.*

Но не каждый радиолюбитель владеет высшей математикой! Кстати, замер параметров реальных ламп именно и осуществляется путем их испытаний малыми приращениями.

Значения параметров в заданной точке можно определить из характеристик лампы графическим построением, о чем можно тоже прочесть в любой книжке. Но лучше этим не заниматься.

Радиолюбитель: *Это почему?*

Ошибка построения такова, что результат будет самообманом. Правильнее обратиться к справочным данным... но с ними не все так просто.

О номинальных и реальных значениях

В справочниках мы привыкли находить значения параметров, которые дает изготовитель. Например, для лампы 6Н2П читаем:

$$S = 2{,}1 \pm 0{,}5\ мА/В.$$

Радиолюбитель: *Вроде бы, вот все и понятно, разве нет?*

Так, да не так: приведенное значение крутизны действительно для одного конкретного режима — того, при котором оно контролируется при выпуске с завода. В данном случае (снова заглядываем в справочник) — при $U_C = -1{,}5\ В$ и $U_A = 250\ В$.

Это так называемое **номинальное значение параметра**, действительное для номинального режима.

Для различных типов ламп номинальный режим задан по-разному. Бывает — через определенное напряжение на сетке, как выше. В других случаях этот режим обеспечивается включением в катодную цепь резистора автоматического смещения заданной величины. Например, для 6Ж53П при $R_K = 68\ Ом$.

Чаще всего режим лампы в реальной схеме отличается от номинального, а значит, статические параметры уже будут другими.

Радиолюбитель: *Тогда какими? Похоже, ничего не остается, как обратиться к кривым характеристик лампы.*

Которые не всегда наличествуют, а достоверность имеющихся может вызывать сомнения...

На самом деле можно оценить значения параметров для фактического режима, исходя из их номинальных значений, учитывая следующее.

Первое. *Приблизительно можно считать, что в режиме с током анода, равным номинальному (но, возможно, с другим сочетанием потенциалов анода и сетки), крутизна триода будет соответствовать номинальной.*

Второе. *Можно принять с некоторой степенью точности, что крутизна пропорциональна кубическому корню тока анода: к примеру, при токе, в 8 раз меньше номинального, следует ожидать значения S вдвое ниже паспортного. Конечно, не для всех реальных ламп это справедливо — нам еще придется узнать о лампах «варимю».*

Третье. *Статический коэффициент усиления μ (не путать с фактическим коэффициентом усиления) от режима лампы по сути дела не зависит, а определяется конструкцией электродов. Между прочим, эта особенность оказывается очень ценной, как мы увидим далее!*

«Левые» и «правые»

Найдите в справочнике и сравните между собой анодно-сеточные характеристики триодов 6Н7С и 6Н8С.

Радиолюбитель: *Я вижу, они совершенно несхожи, только не улавливаю — почему.*

Заметьте: у триода 6Н7С ток анода, даже при отсутствии отрицательного смещения на сетке, невелик. Чтобы получить $I_A = 10$ *мА*, потребуется задать анодное напряжение свыше 200 вольт. Анодно-сеточная характеристика лампы как бы прижата вправо, это так наз. **правая** лампа.

В отличие от нее, **лампу 6Н8С** можно считать **левой**: тот же ток $I_A = 10$ *мА* легко достигается здесь при анодном напряжении меньше 200 *В* даже при смещении на сетке минус 4 *В*.

Разница характеристик объяснима: статические коэффициенты усиления 6Н7С и 6Н8С сильно различаются, составляя, соответственно, 35 и 20.

Радиолюбитель: *Постойте, но 6Н7С — мощный триод! И его ток анода при реальном смещении составляет всего несколько миллиампер — какой тут смысл?*

Намек уже был дан, помните? В свое время мы узнаем это детальнее.

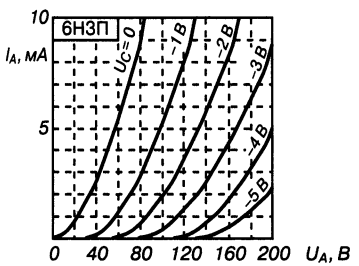


Рис. 12.2. *Анодные характеристики триода, соответствующие рис. 12.1*

Анодные характеристики

Именно этими характеристиками, как было сказано, пользуются специалисты: они удобнее для анализа. На **рис. 12.2** представлено семейство **анодных характеристик** знакомого нам триода 6Н3П: зависимостей I_A от U_A при разных значениях U_C.

Графики построены по анодно-сеточным характеристикам (**рис. 12.1**), и полностью им соответствуют.

Анодная нагрузка

В реальных схемах в цепь анода включают нагрузку, чтобы получить на ней выходное напряжение (усилитель напряжения), либо чтобы обеспечить заданную мощность в нагрузке (усилитель мощности). Если сопротивление нагрузки является активным либо омическим (это не одно и то же!), то колебания напряжения на аноде будут в противофазе с таковыми на сетке.

В схемах резонансного усиления анодной нагрузкой служит колебательная система. На частоте резонанса ее эквивалентное сопротивление тоже активно — это известное нам резонансное сопротивление.

12.2. Сеток становится больше

Анод и «как бы анод»

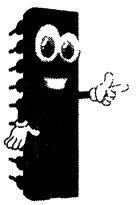
Изобретение лампового тетрода, а вслед за тем и пентода, было вызвано рядом особенностей триодов, которые в те годы осознавались как очевидные недостатки.

Первое. Наличие заметной электрической емкости между сеткой и анодом затрудняет использование лампы для усиления высоких частот.

Второе. Особенности анодных характеристик триода препятствуют получению больших мощностей (высокого КПД) в каскадах оконечного усиления.

Радиолюбитель: *Каким образом?*

Пока достаточно пояснить, что суть проблемы — в катастрофическом спаде анодного тока при уменьшении потенциала на аноде, что отлично видно по анодным характеристикам.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Усилительный каскад с триодом не способен отдать значительный ток в момент минимума анодного напряжения. А ведь как раз в этот момент ток обязан быть наибольшим! Вспомним, что у биполярного транзистора ничего подобного нет: он прекрасно работает при коллекторном напряжении, близком к нулю.

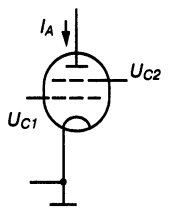
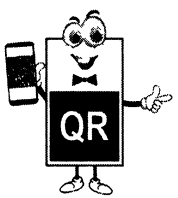


Рис. 12.3. *Схематическое изображение тетрода: введена вторая сетка*

Генеральная идея тетрода — в разделении функций анодов. В нем отделены: «анод», отвечающий за обеспечение режима (его роль как раз и играет вторая, экранная сетка с постоянным положительным потенциалом U_{C2} — см. **рис. 12.3**), от анода, принимающего полезный ток (это собственно анод).



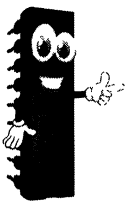
Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик ***«Тетроды и пентоды»****.*
Для автоматического перехода к странице запустите Приложение ***«Сканер QR и штрих-кодов»*** *на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

Триодная часть тетрода

Радиолюбитель: *Я не понял: как это — «два анода»?*

Да, **катод — управляющая сетка — экранная сетка** это так называемая «**триодная часть** тетрода». Для нее всегда обеспечивается режим работы с фиксированным «анодным» потенциалом. Поэтому нежелательный эффект спада анодного тока с уменьшением потенциала на аноде (настоящем аноде!) проявляется в значительно меньшей мере,

ведь теперь анод не входит в триодную систему. Это видно из анодных характеристик тетрода (**рис. 12.4**), ничуть не напоминающих триодные. Они ближе к выходным характеристикам транзистора, не так ли?



ВЫВОД.

С тетродом можно добиться значительно большей максимальной амплитуды полезного сигнала на аноде: как говорят, повысить ***использование анодного напряжения.***

Другое **преимущество** тетрода: экранирующее действие второй сетки значительно снижает **паразитную**, так называемую **проходную емкость** между входом и выходом (т. е. анодом и первой сеткой).

Нужно отметить и значительное увеличение параметра μ, это позволяет получать большее усиление от каскада.

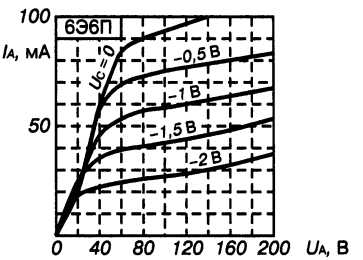


Рис. 12.4. *Анодные характеристики тетрода (сравните с триодными: при низких анодных напряжениях ток значительно выше)*

Радиолюбитель: *А если рассмотреть анодно-сеточные характеристики тетрода и пентода?*

Они по сути дела совпадают с таковыми для триода. Разница в том, что их семейство характеризуется теперь набором напряжений экранной сетки, а не анода.

Радиолюбитель: *Читал, что потенциал второй сетки должен быть непременно меньше анодного напряжения, это так?*

Вдумаетесь в написанное выше, и вы поймете, что это чепуха.

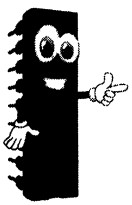
Вторая сетка и токораспределение

Как было сказано, экранная сетка призвана своим полем создать местный эквивалент анода, отнюдь не препятствуя проходу электронов на настоящий анод. На самом деле, конечно, часть электронов оседает

на витках этой сетки, создавая ток I_{C2}. Разделение общего электронного потока (тока катода) на составляющие анода и второй сетки называют **токораспределением**.

Как правило, ток экранной сетки в несколько раз меньше анодного. При конструировании ламп его стараются уменьшить (а об исключениях мы вскоре узнаем). Например, для лампы 6П3С в номинальном режиме:

$$I_A = 72\ мА,\ I_{C2} < 8\ мА.$$



ПРИМЕЧАНИЕ.

Впрочем, известны хитроумные схемы, применявшиеся даже в профессиональной аппаратуре, когда экранирующую сетку принуждают выполнять функцию действительного анода, включая в ее цепь нагрузку.

Радиолюбитель: *Интересно рассмотреть какой-нибудь пример.*

На фрагменте схемы радиоприемника «Родина» (**рис. 12.5**) видно, как в качестве анода предоконечного каскада используется вторая сетка лампы 2Ж2М. Это потребовалось, чтобы освободить собственно анод пентода для выполнения функции детектирования.

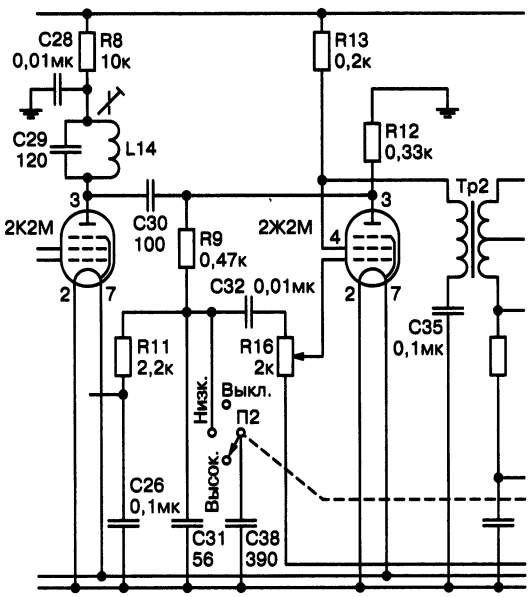


Рис. 12.5. *Резистор экранной сетки R13 служит «анодной» нагрузкой предварительного УНЧ*

Появляется третья сетка

Мы отмечали в качестве **достоинства** тетрода его **малую чувствительность к снижению анодного потенциала**: на «триодную часть» тетрода анодное напряжение почти не влияет.

Радиолюбитель: *Тогда зачем вводят еще одну сетку?*

Потому что на деле ситуация может оказаться не столь отрадной. Выбивание из анода вторичных электронов (известное как **динатронный эффект**) и оседание их на второй сетке способно изменять нормальное токораспределение, в результате чего характеристики в области низких анодных напряжений будут иметь причудливый вид, совсем не такой, как на **рис. 12.4.**

Введение третьей (**защитной**, антидинатронной, пентодной) сетки (**рис. 12.6**) , обычно соединяемой с катодом, создает для вторичных электронов тормозящее поле, что устраняет нежелательные явления. Третья сетка, впрочем, дает пентоду еще ряд **преимуществ**.

Первое. Дополнительное экранирование в еще большей мере снижает проходную емкость.

Второе. Дополнительное экранирование увеличивает внутреннее сопротивление лампы (у пентодов доходит до 1—2 *МОм*, что отлично видно по **рис. 12.6**).

Радиолюбитель: *А это нужно, кстати?*

Да, бывает немаловажно для согласования с высокоизбирательными резонансными системами, а также позволяет в принципе получить от одиночного каскада большее усиление.

Третье. Защитная сетка является добавочным управляющим электродом и открывает возможности для создания электронных приборов с

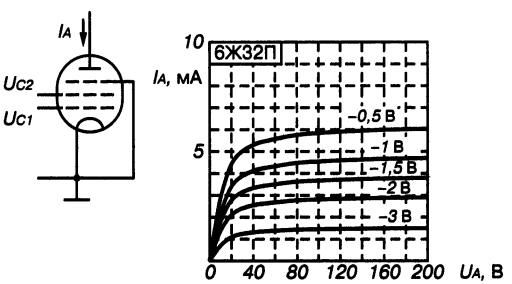


Рис. 12.6. *Схематическое обозначение и анодные характеристики типичного пентода*

двойным управлением, например, в функции преобразователей частоты, селекторов импульсов и т. п. На этом есть смысл ненадолго остановиться.

Лампы с двойным управлением

Изменение напряжения на защитной сетке неспособно заметно повлиять на катодный ток. Однако оно влияет на токораспределение: рост отрицательного потенциала третьей сетки U_{C3} уменьшает ток анода — в той мере, в какой увеличивается ток экранной сетки.

Получается, что колебания токов анода и второй сетки, вызванные сигналом, поданным на третью, будут в противофазе между собой.

Радиолюбитель: *Тогда, если включить нагрузку в цепь экранной сетки, обратная связь с нее на защитную сетку окажется положительной?*

Вот именно. И это интересно для построения автогенераторов (так наз. **транзитронные** и **фантастронные** генераторы).

Влияние U_{C3} на анодный ток характеризуется **крутизной по третьей сетке** S_{C3}. В пентодах, предназначенных специально для двойного управления (6Ж2П, 6Ж10П), приняты конструктивные меры по увеличению этого параметра.

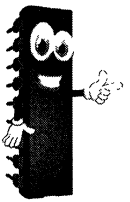
Радиолюбитель: *Какие же?*

Эффективность управления токораспределением будет выше, если ток второй сетки вообще достаточно велик (хотя в обычных случаях его стараются уменьшить).

Точно на том же принципе двойного управления работают многосеточные частотопреобразовательные лампы: гексоды, гептоды, октоды.

Лучевые тетроды

Для применения в каскадах усиления мощности (где и ожидался эффект от пентодов) чрезвычайно высокое внутреннее сопротивление последних не всегда полезно, в первую очередь, это относится к низкочастотным усилителям. Поэтому были придуманы способы подавления последствий динатронного эффекта без введения добавочной сетки.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Все они, по существу, основаны на принципе образования перед анодом пространственного заряда. Он и призван создавать тормозящее поле для вторичных электронов.

Тетроды, сконструированные на таких идеях, принято называть **лучевыми**.

Сравним две очень похожие лампы по их внутреннему сопротивлению:

- пентод 6П15П: $R_i = 100$ *кОм*;
- лучевой тетрод 6П14П: $R_i = 30$ *кОм*.



*Дополнительно предлагаю посмотреть видеоролик **«Разбираем вакуумную лампу - лучевой тетрод»**.*
*Для автоматического перехода к странице запустите Приложение **«Сканер QR и штрих-кодов»** на смартфоне (планшете) и наведите его камеру на расположенный рядом QR-код.*

«Варимю» или «вариэс»?

Известны пентоды, предназначенные для регулирования усиления (6К3, 6К4П и им подобные), имеющие анодно-сеточную характеристику, приближающуюся к экспоненциальной. Их нередко называют пентодами **с удлиненной характеристикой**. В иностранной литературе такие лампы именовались **«варимю»**.

Радиолюбитель: *Правильнее было бы называть «вариэс»: ведь требуется регулировка вовсе не величины μ, а крутизны характеристики S.*

Тем не менее, название не случайно, оно отражает конструкцию подобных ламп, а именно — переменный шаг навивки управляющей сетки. Лампа «варимю» образуется как бы параллельным соединением ряда ламп с разными значениями μ, этот параметр зависит именно от густоты управляющей сетки.

На **рис. 12.7** показано, как суммируются характеристики двух ламп с разными значениями статического коэффициента усиления (а значит, с разной величиной раствора характеристики при одинаковом режиме). Такое суммирование как раз и приводит к эффекту переменной крутизны.

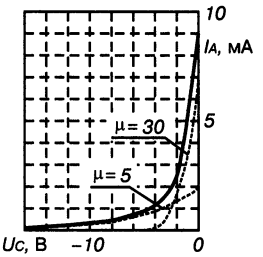


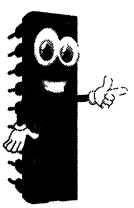
Рис. 12.7. *Суммирование характеристик отдельных триодов с разными значениями μ дает эффект «удлиненной характеристики»*

12.3. Режимы, и как их устанавливать

А какой режим нужен?

Радиолюбитель: *В литературе пишут о «подаче смещения» на сетку, отрицательного, разумеется.*

Как это ни странно, мы во многих случаях будем подавать на управляющую сетку «плюс»...



СОВЕТ.

Но сперва важно понять, когда и что именно следует задавать в качестве рабочей точки. Также не стоит упускать из виду, что различные экземпляры ламп одного типа имеют различающиеся характеристики; их свойства дрейфуют и в процессе эксплуатации. Разумеется, вариант подстройки режима при смене лампы допустим лишь в виде исключения.

Чаще всего точное соблюдение параметров режима, в самом деле, не столь важно, и допустимы большие отклонения. Особенно это касается малосигнальных каскадов. Во многих практически важных случаях сами свойства ламп, как мы увидим, способствуют регуляции режима, не допуская выхода за границы приемлемых значений напряжений и токов.

Как указывалось, уже справочные данные могут предопределять способ задания режима (паспортного). Обычно — либо подачей фиксированного напряжения смещения на сетку, либо включением в катод резистора известной величины. Если радиолюбитель идет по этому

пути, ему остается только воспроизвести то включение, при котором нормированы параметры лампы.

Радиолюбитель: *Почему бы всегда так не поступать?*

Потому что не всегда все так просто.

Первое. По ряду причин бывает затруднительно иметь в аппарате источник отрицательных напряжений, требуемых для смещения рабочей точки.

Второе. В тех случаях, когда лампы в каскаде заведомо не могут быть поставлены в номинальные условия, нужно уметь, тем не менее, обеспечивать расчетный режим.

Третье. Для каскадов усиления больших сигналов (например, для оконечных) независимо ни от чего бывает важно выдержать требуемое значение анодного тока.

Фиксированное, и не самое лучшее

Если на управляющую сетку лампы подается (относительно катода) постоянный отрицательный потенциал $E_{СМ}$, который и обеспечивает заданный режим по управляющей сетке (**рис. 12.8**), говорят о **фиксированном смещении**.

Фиксированное смещение просто и понятно, а для прямонакальных ламп ему, по сути дела, нечего и противопоставить. Однако тут есть и недостатки.

Первое. Для ламп с высокой крутизной, обладающих большим разбросом характеристик, фиксированное смещение не гарантирует приемлемого допуска на ток анода. То же нередко относится и к оконечным лампам усилителей мощности. Для разных экземпляров ламп, при одном и том же смещении — возможно превышение допустимого тока или, наоборот, ток окажется слишком малым.

Второе. У ламп с высокой мощностью накала, большой крутизной (а, значит, близкорасположенной к катоду сеткой) возможен заметный сеточный ток (термоток сетки). Здесь при фиксированном смещении не исключено отклонение режима от желаемого, вызванное падением напряжения на сопротивлении утечки сетки R_C.

Третье. Неизбежная нестабильность напряжения смещения приводит к нестабильности тока покоя, в особенности — ламп с высокой крутизной.

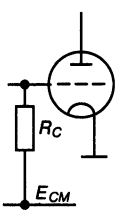


Рис. 12.8. *Фиксированное смещение подается на сетку через резистор утечки*

Корень всех этих недостатков в высокой **чувствительности режима** по току к напряжению в цепи сетки, здесь она равна *S*.

Радиолюбитель: *Вы имеете в виду нестабильность ЕСМ?*

Не только. Любые дестабилизирующие факторы: падение напряжения на сопротивлении утечки сетки, разброс характеристик... Все это отображается эквивалентными напряжениями, приложенными к сетке.

Катодное смещение – это просто

Включение резистора автоматического смещения в цепь катода это самый распространенный способ подачи смещения на лампы косвенного накала. Для выбранной по характеристикам рабочей точки определяем U_C и I_A, а затем:

$$R_K = \frac{U_C}{I_A}.$$

В частности, U_C и I_A можно просто взять из паспортных данных.

Радиолюбитель: *Получается, подача отрицательного потенциала на сетку заменена подачей положительного на катод?*

Да, верно (сама же сетка имеет нулевой потенциал). Тем не менее, получается не одно и то же. Отличие в чувствительности режима к напряжению в цепи сетки: она равна здесь

$$\frac{S}{1+SR_K},$$

т. е. заметно меньше, чем при фиксированном смещении. Возникающая отрицательная обратная связь по режиму как бы препятствует чрезмерному его отклонению (под влиянием упоминавшихся выше факторов) от заданного.

Рассчитаем величину R_K для каскада на лампе 6Н2П, напряжение на аноде 120 *В*, требуемый ток 1,9 *мА*, характеристика на **рис. 12.9**. По графику необходимое смещение минус 0,5 *В*, отсюда R_K = 270 *Ом*.

Радиолюбитель: *А если заменить RK на кремниевый стабилитрон?*

Это будет вариант фиксированного смещения.

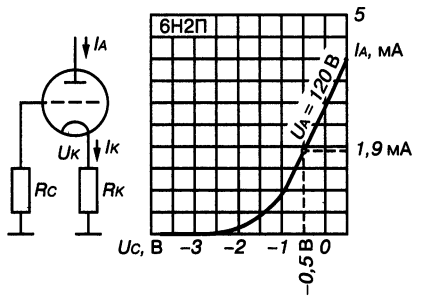


Рис. 12.9. *Расчет величины резистора автосмещения по анодно-сеточной характеристике*

Минус на сетку? Нет, плюс!

Катодное смещение можно рассматривать как частный случай **катодной стабилизации**. Здесь мы имеем полный аналог эмиттерной стабилизации транзисторных каскадов.

Общая схема принципа катодной стабилизации представлена на **рис. 12.10**. В ней, по сути дела, жестко задается ток катода (а тем самым, и анода).

Радиолюбитель: *На сетку подается положительный потенциал?*

Да, фиксированный потенциал E_C; тогда потенциал катода:

$$U_K = E_C + U_{CM},$$

а анодный (он же катодный) ток:

$$I_A = I_K = \frac{U_K}{R_K}.$$

Здесь U_{CM} — это напряжение смещения, разность потенциалов сетки и катода при данном токе. Если ток выбран, то следует по характеристикам определить значение U_{CM}, а отсюда требуемую величину R_K.

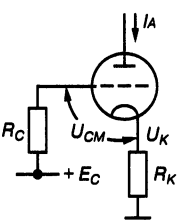
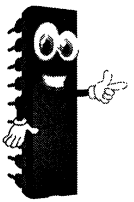


Рис. 12.10. *Схема катодной стабилизации требует подачи высокого положительного потенциала на сетку*



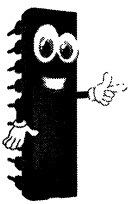
ПРИМЕЧАНИЕ.

Надо брать абсолютное значение $U_{СМ}$, поскольку его «минус» уже учтен в формуле.

Если напряжение на сетке E_C велико (например, сетка непосредственно присоединена к аноду предыдущего каскада), то величиной $U_{СМ}$, а также ее разбросом нередко можно вообще пренебречь. И для расчета не понадобится обращаться к характеристикам лампы. А из-за очевидно большой величины R_K — чувствительность режима к сеточному напряжению будет в данном случае крайне низкой: мы имеем в полном смысле слова стабилизацию тока лампы.

Радиолюбитель: *Так это же прекрасно!*

Не всегда. Чем выше E_C и U_K, тем больше мощность, впустую рассеиваемая на резисторе R_K. То, что не слишком важно для малосигнальных схем, может доставить проблемы в мощном каскаде.



СОВЕТ.

Сетку можно соединить и с общей (нулевой) шиной. Но тогда нижний вывод катодного резистора запитать от добавочного минусового источника: чем больше напряжение, тем лучше стабильность.

Новость: анодная стабилизация

Радиолюбитель: *Неужели есть и такая?*

Да, хотя вы, вероятно, о ней не слышали. В каскаде на триоде, анод которого нагружен на омическое сопротивление (**рис. 12.11**), возникает цепь отрицательной обратной связи по режиму — уже с анода. Конечно, чувствительность к анодному напряжению в μ раз ниже, чем к напряжению сетка-катод, но ведь и сопротивление в цепи анода обычно значительно выше, чем в катоде.

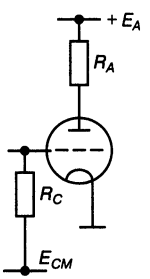


Рис. 12.11. *Анодная стабилизация резистором R_A*

Общее выражение чувствительности режима для случая, если имеется и катодный, и анодный резистор:

$$\frac{S}{1+S\left(R_K+R_A/\mu\right)}.$$

Режим каскада более устойчив, чем только с катодным смещением.

А что с режимом пентода?

Почти все из вышесказанного относится и к пентоду (тетроду). Следует лишь принимать во внимание ряд особенностей.

Первое. В пентоде нет смысла учитывать влияние анода (так как величина μ очень велика).

Второе. В пентоде стабилизируется ток катода, а ток анода будет меньше — на величину тока второй сетки.

Третье. Понятие режима пентода включает еще и потенциал экранной сетки.

Разумеется, требуемое режимом напряжение на экранную сетку можно подавать от отдельного источника. Однако нередко ее питают от общего источника анодного напряжения E_A (**рис. 12.12**), а если эта величина избыточна, то частично гасят резистором R_{C2}.

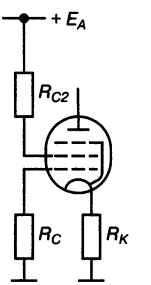


Рис. 12.12. *Типовая схема задания режима пентода с гасящим резистором в цепи 2-й сетки*

Радиолюбитель: *А как рассчитывать его величину?*

Естественно, требуется знать величину тока экранной сетки. И проблема в том, что ток I_{C2} приводят в паспорте только для номинального режима, да и то по типу «не более». Но нередко типовые кривые для I_{C2} найти все же можно. А стабилизирующее действие экранной сетки с омической нагрузкой (аналогично анодной стабилизации у триода) сгладит ошибки расчета.

Сюрприз: принудительная стабилизация

Режим лампы по току может быть стабилизирован другой, уже стабилизированной лампой, с подобным мы знакомы по транзисторным схемам. На схеме **рис. 12.13**: $I_{A2} = I_{A1}$ независимо от E_{C2} (в первом приближении). Во втором приближении следует учесть, что E_{C2} задает

напряжение анода нижнего триода $U_{A1} = E_{C2} + U_{CM2}$, отчасти влияя на его ток.

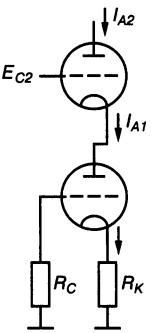
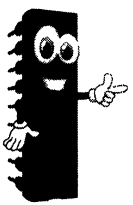


Рис. 12.13. *Нижний триод задает режим и верхнего*

Как выбирать резисторы утечки

Потенциалы сеток ламп, требуемые для установки режимов, подаются нередко через резисторы большого номинала (резисторы утечки) — мы их видим на схемах. Хотя сеточные токи, как правило, очень малы, тем не менее, для ряда ламп в документации приводятся максимальные величины сопротивлений сеточной цепи, и превышать их не рекомендуется.



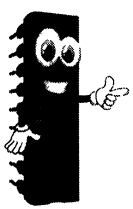
ПРИМЕЧАНИЕ.

Порой для случая фиксированного смещения отдельно дается меньшее значение: ведь чувствительность режима к дестабилизирующим факторам в этом случае наибольшая.

Диод в триоде

Впрочем, иногда сеточный ток намеренно используется для создания смещения. При подаче сигнала на сетку, в ее цепи создается режим выпрямления, а для сигнала с меняющейся амплитудой — режим пикдетектора. Управляющая сетка играет роль «анода» диода (**рис. 12.14**), это **сеточное автосмещение**.

Направление выпрямленного тока таково, что на резисторе утечки он создает как раз отрицательное, запирающее напряжение, которое накапливается на разделительном конденсаторе.



ПРИМЕЧАНИЕ.

В старой отечественной литературе для цепочки сеточного автосмещения C_pR_C можно встретить название «гридлик», хотя в оригинале grid leak – это, собственно, утечка сетки.

Сеточное автосмещение типично для автогенераторов (гетеродинов), каскадов передатчиков — там, где уровень сигнала неизменен. Иногда его использовали и в низкочастотных усилителях — во входных каскадах, которые в режиме покоя имели нулевое смещение. В связи с тем, что амплитуда аудиосигнала колеблется, постоянную времени сеточной цепи выбирали порядка секунды, к примеру: 10 *МОм*, 0,1 *мкФ*.

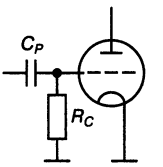


Рис. 12.14. *Отрицательное автосмещение за счет выпрямления входных колебаний участком сетка-катод*

Радиолюбитель: *Когда уровень входного сигнала — милливольты, о его выпрямлении в сеточной цепи говорить вряд ли приходится.*

Вы правы, но для столь малых сигналов и смещение вообще-то не так уж необходимо.

Проблемы с трансформаторной связью

Если сеточное выпрямление при емкостной связи может создать полезное автосмещение, то при трансформаторной — возможен нежелательный эффект «обратного» (то есть положительного) автосмещения.

На схеме (**рис. 12.15**) при протекании тока сигнала через первичную обмотку — во вторичной устанавливается режим, когда «диод» (промежуток управляющая сетка-катод) постоянно открыт. В замкнутой цепи будет протекать постоянный ток, равный по величине амплитуде тока сигнала.

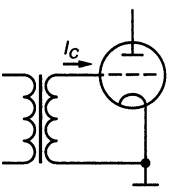
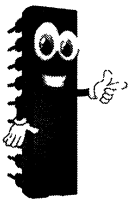


Рис. 12.15. *Положительное автосмещение за счет выпрямления входных колебаний участком сетка-катод*

Радиолюбитель: *Но это скандал, как же не допустить такого?*

Нужно либо подавать специальное смещение, не доводя до выпрямления. Либо (если намеренно используется работа с сеточными токами) применять двухтактные схемы, в которых постоянная составляющая компенсируется.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Впрочем, как мы узнаем далее, для каскада с током сетки на правой лампе положительное смещение может быть как раз рабочим.

Низкое анодное напряжение возможно?

Радиолюбитель: *В радиолюбительской литературе попадаются схемы, где ламповый триод используется при очень низком анодном напряжении. Новость в технике радиоламп?*

Следует знать, что для триода запирающее напряжение (при котором $I_A \approx 0$) можно оценить как U_A/μ.

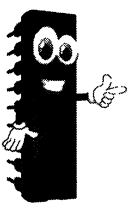
Возьмем триод 6Н1П ($\mu = 35$). Для него запирающее напряжение:

- при $U_A = 80$ *В* равно 2,3 *В*;
- при $U_A = 8$ *В* оно уменьшается до 0,23 *В*.

Таким образом, при снижении анодного напряжения, **во-первых**, уменьшается *раствор характеристики*. Так, для 6Н1П в режиме с анодным напряжением 8 *В* допустимая амплитуда входного сигнала составит 70—100 *мВ* при смещении минус 0,1 *В*, при бóльших сигналах возникнет перегрузка.

Для 6Н2П, имеющей $\mu = 97$, и того хуже: допустимый размах колебаний от пика до пика (удвоенная амплитуда) будет при $U_A = 8$ *В* всего 80 *мВ*.

Во-вторых, надо учитывать — при столь малых напряжениях снизится и анодный ток. А работа при микротоках чревата повышенными за счет **дробового эффекта** шумами.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Сказанное здесь относится и к пентодам (только уже к напряжениям на второй сетке).

Кстати, в ламповых УКВ ЧМ приемниках — способом намеренного снижения U_{C2} реализовывалось амплитудное ограничение. Это не касается ламп «варимю»: в них при низких U_{C2} будет работать участок с редкой навивкой управляющей сетки.

РАБОТАЕМ С МАЛЫМИ СИГНАЛАМИ

Изучаем усилительные каскады — низко- и высокочастотные. Упражнения по занимательной схемотехнике, как обойтись без пентодов на ВЧ, откуда берется столько помех при приеме — об этом и многом другом пойдет речь ниже.

13.1. Строим усилительные каскады

Триодный усилитель — это несложно

Обычная схема усилителя на триоде дана на **рис. 13.1**. Здесь условно не показаны элементы задания режима.

Коэффициент передачи по напряжению (коэффициент усиления):

$$K_U = \frac{u_A}{u_C} = SR_H, \text{ где подразумевается:}$$

$$R_H = \frac{R_A R_i}{R_A + R_i}.$$

Можно записать то же через параметр μ:

$$K_U = SR_A \cdot \frac{\mu}{SR_A + \mu}.$$

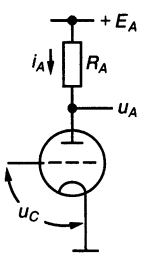
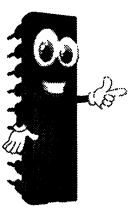


Рис. 13.1. Упрощенная схема триодного усилителя

Как всегда, строчными буквами (например, u_C, i_A) мы будем обозначать **амплитудные значения** напряжений и токов, в отличие от постоянных составляющих, с которыми имели дело ранее.

Следует напомнить, что при передаче колебаний — фазы сигналов на аноде и сетке будут противоположными.

При работе на малую нагрузку ($R_A << R_i$) коэффициент передачи примерно равен SR_A. Обратно, когда $R_A >> R_i$, он близок к μ, это — предельное значение.



ЗАПОМНИМ.

Особо запомним именно последний случай: коэффициент усиления каскада практически равен постоянному параметру, не зависящему от тока.

Радиолюбитель: *Это ведь означает, что усилитель обладает высокой линейностью передачи?*

Именно. И далее мы еще обсудим этот факт.

Разумеется, в реальном случае параллельно R_A обычно включено сопротивление последующей части схемы, тогда его надо учесть по формуле параллельного соединения.

Ближе к практике

На **рис. 13.2** показана схема, приближенная к реальной — с элементами обеспечения режима. На ней мы отметим:

- подачу входного сигнала через разделительную емкость C_P, если надо избежать поступления на сетку нежелательного постоянного потенциала от предыдущего каскада;
- установку резисторов утечки сетки и катодного смещения для задания режима;
- включение блокировочной емкости C_K параллельно резистору смещения для того, чтобы этот резистор не изменял усилительные свойства каскада.

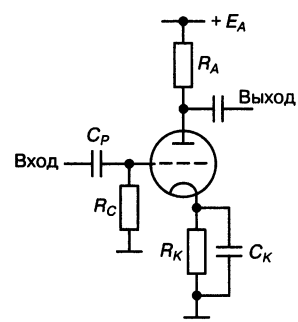


Рис. 13.2. *Практическая схема триодного усилителя*

Разумеется, при выборе номинала C_P исходят из того, что емкостное сопротивление на нижней границе диапазона передаваемых частот $1/2\pi f_{\min} C_P$ должно быть намного меньше R_C. Аналогично, емкостное сопротивление C_K на нижней границе диапазона должно быть намного меньше... думаете, R_K?

Радиолюбитель: *Нет, я так не думаю: мы уже обсуждали подобную ошибку.*

Вот и хорошо. Напоминаю: оно должно быть намного меньше $\frac{R_K}{1+SR_K}$ — результата параллельного соединения R_K и сопротивления лампы со стороны катода $1/S$.

Пентодный усилитель — это еще проще

К нему относится, по большей части, все вышеизложенное, но из-за высокой величины R_i почти всегда $K_U = SR_A$. Практическая схема дана на **рис. 13.3**.

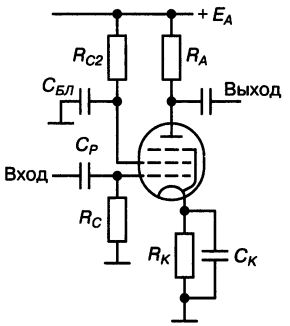


Рис. 13.3. *Практическая схема пентодного усилителя*

Между прочим, общее выражение для коэффициента передачи можно записать несколько иначе:

$$K_U = \frac{R_A}{r_K},$$

где r_K — так наз. **результирующее сопротивление катодной цепи.**

В простом каскаде оно равно $1/S$ — сопротивлению лампы со стороны катода.

Эта формула в последующем будет весьма полезной.

Пытаемся увеличить усиление

Оценим, какой коэффициент усиления можно получить от каскада на пентоде 6Ж32П. Параметры лампы: $S = 1{,}8\ мА/В$, $R_i = 2{,}5\ МОм$. Выберем сопротивление анодной нагрузки $R_A = 10\ кОм$. Получаем: $K_U = SR_A = 1{,}8 \cdot 10 = 18$. Усиление маловато, как полагаете?

Радиолюбитель: *Можно увеличить значение RA. Например, до 200 кОм, результат должен быть соответственно в 20 раз выше.*

То есть: $K_U = SR_A = 1{,}8 \times 200 = 360$. Верен ли такой расчет?

Для 6Ж32П значение крутизны $S = 1{,}8\ мА/В$ приведено для тока $I_A = 3\ мА$. На анодном резисторе 200 *кОм* постоянное падение напряжения составит при таком токе 600 *В*... А чтобы на аноде еще и осталось напряжение разумной величины, в качестве анодного питания придется подавать примерно 700 вольт! Конечно, это абсолютно неприемлемо.

Радиолюбитель: *Тогда почему бы не снизить анодный ток?*

Допустим, что напряжение источника анодного питания задано: $E_A = 230\ В$. Номинальное значение напряжения второй сетки (140 *В*) предпочтем сохранить, чтобы пользоваться характеристиками, данными именно для такого режима. Выберем $U_A = 140\ В$.

Это определит анодный ток: $I_A = \dfrac{90\ В}{200\ кОм} = 0{,}45\ мА$.

Итак, в нашем каскаде ток меньше номинального (3 *мА*) в 6,7 раза, значит, следует ожидать, что крутизна снизится относительно паспортного значения в $\sqrt[3]{6{,}7} = 1{,}9$ раз. В итоге получаем:

$K_U = SR_A = 0{,}95 \cdot 200 = 190$ — вдвое меньше, чем мы ждали.

Вводим отрицательную обратную связь

В каскаде усиления (**рис. 13.4**) отсутствует конденсатор, шунтирующий катодный резистор. Результирующее сопротивление катодной цепи

$$r_K = \frac{1}{S} + R_K.$$

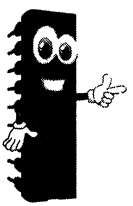
Ток (амплитуда):

$$i_A = i_K = u_{BX} / r_K.$$

Отсюда получается усиление:

$$K_U = \frac{u_A}{u_{BX}} = \frac{SR_A}{1 + SR_K}.$$

Это ниже, чем в каскаде без отрицательной обратной связи (ООС).



ВНИМАНИЕ.

Здесь входное напряжение не равно напряжению между сеткой и катодом: $u_{BX} \neq u_C$.

Радиолюбитель: *Соотношение, наверно, годится для пентода, а в случае с триодом надо еще учесть шунтирование анодной нагрузки внутренним сопротивлением Ri...*

Это не совсем так. Снова используя понятие результирующего сопротивления катодной цепи, запишем соотношение для эквивалентного внутреннего сопротивления:

$$R_{i\text{Э}} = \mu r_K.$$

Без ООС — получим классическое $R_i = \mu/S$. Но с ООС — внутреннее сопротивление как бы возросло, в ряде случаев триод приблизится в этом отношении к пентоду.

Проанализируем формулу для усиления. Если R_K значительно превышает $1/S$, то получаем:

$$K_U \approx \frac{R_A}{R_K}.$$

Радиолюбитель: *Характеристики передачи не зависят от лампы, они определяются только соотношением сопротивлений. Сюжет, отлично знакомый по транзисторным схемам.*

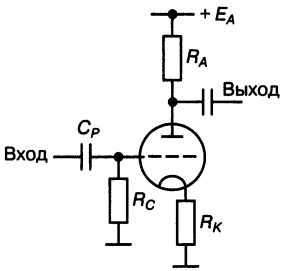


Рис. 13.4. *Схема масштабного усилителя с ООС*

Ну, конечно! Отрицательная обратная связь обеспечивает режим неискаженного усиления, имеем так называемый **масштабный усилитель.**

В промежуточном случае, когда R_K и $1/S$ — одного порядка, обратная связь дает лишь некоторую линеаризацию характеристики прямой передачи. Случай, когда $R_K << 1/S$, эквивалентен отсутствию обратной связи.

Если схема именно такова, как на **рис. 13.4**, то как раз последний вариант наиболее вероятен.

Радиолюбитель: *Почему?*

Потому что R_K придется выбирать с расчетом на катодное смещение, и полученное значение окажется слишком малым. А разработчик, надеющийся, напротив, устранить обратную связь установкой шунтирующего конденсатора, израсходует его зря.

Желая увеличить R_K при сохранении тока лампы, мы придем к необходимости подать плюс на сетку. Или, наоборот, минусовую подпорку на катодный резистор.

Динамическая крутизна и мнимая ООС

В этой связи небесполезно провести анализ одной старой схемы, приводимой в современной книжке (**рис. 13.5**). Автор книги поясняет, что здесь реализована ООС «по току». Проверим, так ли это.

Оценим коэффициент усиления по формуле для масштабного усилителя: $K_U = 150/3 = 50...$

Радиолюбитель: *Наверно, где-то ошибка: статический коэффициент усиления лампы 6Н1П равен 35, не может же KU превысить это значение?*

Разумеется. Дело в следующем: сопротивление нагрузки (150 *кОм*) здесь настолько велико, что сопоставимо с эквивалентным внутренним сопротивлением $R_{i\text{э}} = \mu r_K$. Прикинем это последнее.

Для рассматриваемой схемы (с учетом того, что значение S при рабочем токе 0,6 *мА* равно примерно 2 *мА/В*):

$$r_K = 1/S + R7 = 1/2 + 3 = 3{,}5\ кОм.$$

$$R_{i\text{э}} = 35 \cdot 3{,}5 = 122\ кОм.$$

Каскад нагружен на параллельное соединение этого сопротивления и R_A, то есть на (122·150)/(122 + 150) = 67 *кОм*, так что действительное усиление равно 67/3,5 = 19 (далеко не 50).

Подойдем теперь к вопросу несколько иначе. Влияние анодной нагрузки приводит к тому, что мы должны перейти от статической анодно-сеточной характеристике к **динамической**.

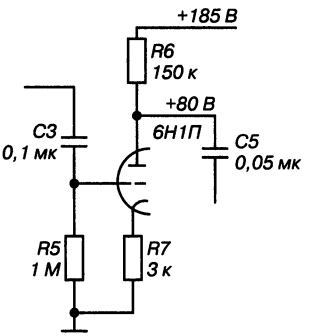


Рис. 13.5. *Только видимость масштабного усилителя: динамическая крутизна слишком низка*

Крутизна такой характеристики равна $S_Д = \dfrac{1}{1/S + R_A/\mu}$. Подсчет дает для $S_Д$ значение 0,3 *мА/В*, т. е. сопротивление лампы со стороны катода 3,5 *кОм*, что оказалось даже больше, чем R_K.

Радиолюбитель: *Вот и причина малого усиления...*

Но главное в другом: получается, что ООС неэффективна!

По сути дела здесь две цепи ООС (одна из них — с анода), причем эта последняя ослабляет действие другой, вызванной катодным резистором. Тут и надо искать корень того, что схема неудачна (как верно отмечено в книжке).

Преобразование напряжения в ток

Если несколько обобщить, то каскад с ООС выполняет функцию **преобразования напряжения в ток**, или ИТУН (источника тока, управляемого напряжением). Соотношение для выходного (анодного) тока:

$$i_{ВЫХ} \approx u_{ВХ} R_K.$$

Вспомним, что в схеме, представленной на **рис. 13.4**, резистор R_K выполнял сразу две функции: и задания режима, и ООС. Возможно, что каждая из этих функций требует разных величин сопротивления; тогда разработчик подходящим образом применит конденсаторы.

Дифференциальный и синфазный сигнал

В схеме, представленной на **рис. 13.6**, два входа, а собственно входным сигналом является напряжение между сетками. Это — знакомый нам дифференциальный или **балансный усилитель**, реагирующий на разность напряжений.

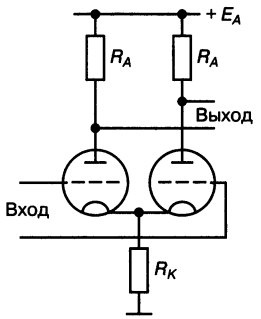


Рис. 13.6. *Схема дифференциального усилителя: вход между сетками, выход между анодами*

Результирующее сопротивление катодной цепи для дифференциального сигнала здесь составляет $r_K = 2/S$; по сравнению с обычным каскадом крутизна как бы вдвое ниже.

Достоинство схемы — малая чувствительность к **синфазному сигналу**, действующему на двух сетках одновременно. Для синфазного воздействия результирующее сопротивление катодной цепи значительно больше, чем для разностного:

$$r_K = \frac{1}{2S} + R_K.$$

Именно поэтому каскад реагирует фактически на разность, а не на абсолютные величины сигналов. Подавление синфазного сигнала значительно увеличится, если взамен R_K добавить еще одну лампу, применив принудительную стабилизацию балансной пары.

Эквивалентное внутреннее сопротивление каждого плеча здесь получается таким:

$$R_{iЭ} = \mu r_K = 2R_i.$$

Выходное напряжение дифференциального усилителя можно снимать с одного плеча, или между анодами (тогда коэффициент передачи удвоится).

Еще одним достоинством конфигурации является лучшая линейность — за счет компенсации четных гармоник в симметричной схеме.

Катодный повторитель в реальности и в мифах

В схеме (**рис. 13.7**), как и ранее, $i_K = u_{ВХ} / r_K$, $u_{ВЫХ} = i_K R_K$, отсюда:

$$K_U = R_K / r_K = \frac{SR_K}{1 + SR_K}.$$

Если только величина R_K не слишком мала, коэффициент передачи близок к единице. В отличие от каскада с анодной нагрузкой, здесь не поворачивается фаза сигнала.

Катодный повторитель имеет низкое выходное сопротивление для малых сигналов, поскольку на катоде действует сопротивление лампы со стороны катода, равное $1/S$ (и параллельно ему включено R_K).

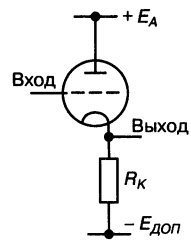


Рис. 13.7. *Схема катодного повторителя на триоде*

Радиолюбитель: *И незаменим как раз в случаях, когда требуется иметь малое выходное сопротивление, в том числе для согласования с низкоомной нагрузкой — я прав?*

А не миф ли это?

Первое. Традиционный усилительный каскад нагружаем в аноде сопротивлением, равным $1/S$. Легко убедиться, что коэффициент передачи и выходное сопротивление сделались такими же, как у катодного повторителя.

Второе. Исходя из условия наилучшего согласования, подключим к повторителю нагрузку с сопротивлением, равным $1/S$. Очевидно, что коэффициент передачи напряжения будет при этом равен 1/2, т. е. повторитель перестал быть таковым.

Радиолюбитель: *Что же получается: уникальные свойства катодного повторителя — в каком-то смысле сказка?*

Не стоит упускать еще одно, действительно полезное его свойство: на вход повторителя допустимо подавать колебания с размахом, значительно превышающим раствор характеристики (это свойственно, разумеется, и масштабному усилителю).

Так что изредка он может быть полезен: как маломощный оконечный каскад при работе на не слишком низкоомную нагрузку, когда не требуется усиление напряжения, но важно не внести заметных искажений при больших амплитудах.

Радиолюбитель: *Вообще-то схема* ***рис. 13.7*** *тоже кажется несколько странной; а нельзя ли нижний конец катодного резистора просто заземлить?*

Можно. Но тогда на сетку потребуется подать положительное напряжение. Иначе, скорее всего, это будет уже не повторитель: не удастся обеспечить условие $R_K >> 1/S$. Да и большую амплитуду с выхода тогда не снять.

Пентодный повторитель или повторитель на пентоде?

Повторитель может быть выполнен и на пентоде. В смысле — работать в **пентодном режиме** (это не одно и то же). На левой схеме (**рис. 13.8, *а***) такого режима не создано.

Радиолюбитель: *Но ведь там же пентод?*

Тем не менее, это триодное включение: вторая сетка соединена с анодом (заземлена по сигналу, как и анод).

Действительно пентодный режим — на схеме , представленной на **рис. 13.8, *б***: здесь с выхода через конденсатор на экранную сетку подается «вольтдобавка», так что напряжение на ней может даже превысить E_A. Применение пентодного повторителя имеет два резона.

Во-первых, с целью улучшения использования напряжения питания в мощном каскаде.

Во-вторых, при этом значительно уменьшается входная емкость (бывает, что это важно).

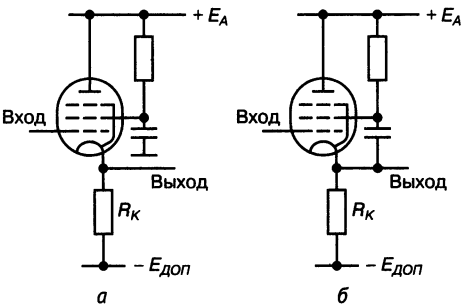


Рис. 13.8. *Триодный повторитель на пентоде (а); пентодный повторитель (б)*

Преобразование тока в напряжение

Описанный ранее вариант ООС часто называют **последовательной обратной связью**. **Рис. 13.9** схематично показывает принцип параллельной ООС.

Такая обратная связь снижает входное сопротивление каскада, и в данном случае уместнее считать входной величиной не напряжение, а ток. Если сделать некоторые логичные упрощения, получим соотношения для выходного напряжения:

$$u_A \approx \frac{i_{BX} R_{OC}}{1+1/K_U},$$

где K_U — коэффициент усиления напряжения с сетки на анод.

При достаточно большой величине усиления:

$$u_A \approx i_{BX} R_{OC},$$

входное сопротивление: $r_{BX} \approx R_{OC} / K_U$ (оно довольно мало).

Такая обратная связь линеаризует характеристику преобразования входного тока в выходное напряжение. Каскад функционально близок к ИНУТ (источник напряжения, управляемый током).

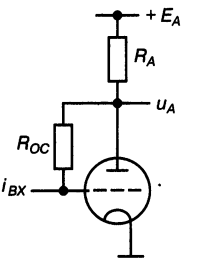
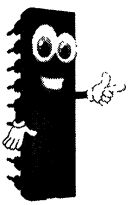


Рис. 13.9. *Упрощенная схема преобразователя тока в напряжение*



ПРИМЕЧАНИЕ.

Следует подчеркнуть, что линеаризация, обусловленная обратной связью, действует здесь именно в отношении входного тока. Если источник сигнала имеет низкое внутреннее сопротивление, каскад превращается в обычный усилитель, а обратная связь не действует. Впрочем, можно принудительно увеличить сопротивление источника — включением последовательного резистора.

Радиолюбитель: *Так это же масштабный усилитель, как и в случае с транзисторами?*

Говоря осторожнее, его подобие (чересчур низко усиление у лампового каскада). Однако же он находил применение в каскадах фазоинверторов. У иных авторов это названо почему-то анодным повторителем: нет, анодный повторитель у нас еще будет!

«Заземленная сетка»

Схемой с заземленной сеткой называют иногда **каскад с катодным входом (рис. 13.10)**. По нашей классификации — это преобразователь тока в ток (ИТУТ). Передаточные свойства отображаются элементарным соотношением:

$$i_{ВЫХ} = i_A = i_K = i_{BX}.$$

Здесь важно, что величина выходного тока не зависит от потенциала анода, а значит, от нагрузки. Если же мы захотим снять напряжение с анодной нагрузки — получится преобразователь тока в напряжение.

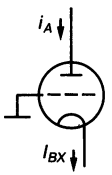


Рис. 13.10. *Схема преобразователя тока в ток («заземленная сетка»)*

Очевидно, что входное сопротивление схемы низкое и равно $1/S$, а выходное:

$$R_{i\text{Э}} = \mu r_K = \mu(1/S + R_И),$$

где $R_И$ — сопротивление источника сигнала.

Еще раз отметим: входной величиной здесь является ток, именно для него обеспечена неискаженная передача. Если внутреннее сопротивление источника сигнала низко (по сравнению с $1/S$), то каскад с «заземленной сеткой» полностью равносилен обычному усилителю.

Подобная схема, как мы знаем, удобна, когда надо осуществить сложение токов различных сигналов: анодный ток будет равен сумме входных токов.

Занимательная схемотехника

В отличие от транзисторов — лампы, так сказать, «малоповоротливы». Потому-то они иногда вынуждают к изощренной схемотехнике, которая может изрядно удивить неспециалистов.

Попробуем реализовать катодный повторитель, имея лампы прямого накала, где катоды всегда заземлены.

Радиолюбитель: *Мне кажется, такое невозможно.*

Тем не менее, на левой схеме (**рис. 13.11, *а***) — как ни странно, полный эквивалент катодного повторителя (быть может, его и стоит назвать анодным!) Справа масштабный усилитель с ООС. Попробуйте разобраться сами, как они работают.

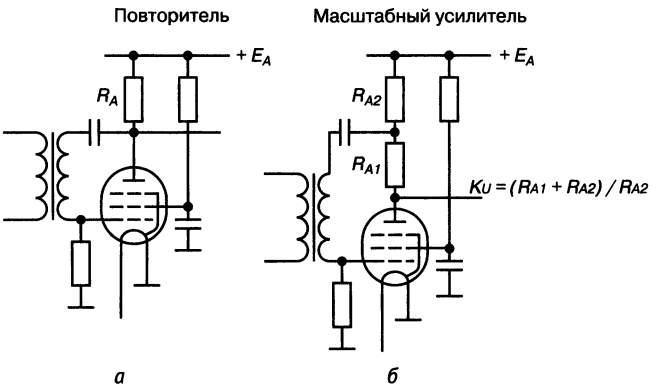


Рис. 13.11. *Необычные варианты повторителя (а) и масштабного усилителя (б)*

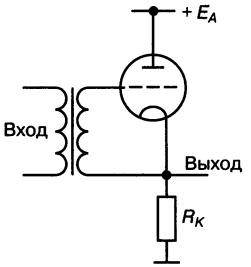


Рис. 13.12. *Нет, это не катодный повторитель*

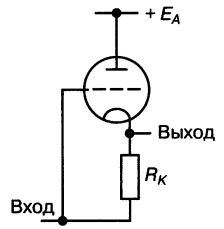


Рис. 13.13. *А вот это — катодный повторитель*

Между прочим, схема на **рис. 13.12**, кажущаяся повторителем, таковым вовсе не является, она — обычный усилитель.

Интересно, что в повторителе катодный резистор может, в принципе, быть подсоединен куда угодно: даже к входу (если источник сигнала имеет путь для пропуска постоянного тока).

Радиолюбитель: *Но ведь при этом входное сопротивление должно снизиться?*

Конечно, оно равно $R_{iЭ} = \mu r_K$ (что не так уж и мало, впрочем). Схема (**рис. 13.13**) появилась здесь не по причине ее какой-то практической ценности. Просто она еще вынырнет у нас позже.

13.2. Выше частота — сложнее проблемы

Паразитные емкости лампы

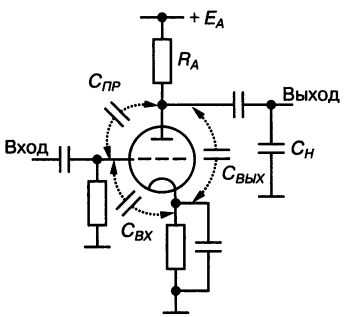


Рис. 13.14. *Междуэлектродные емкости ламп в усилительном каскаде*

До сих пор мы не учитывали влияние на свойства каскадов реактивных элементов ламп. Наконец пришла пора обратить на них внимание. Кратко пройдемся по пути, уже знакомому нам из анализа транзисторных схем.

Перед нами элементарный триодный каскад усиления на 6Н3П (**рис. 13.14**). Сопротивление нагрузки $R_A = 10$ *кОм*, крутизна в рабочей точке $S = 3$ *мА/В*, $\mu = 36$, $R_i = 12$ *кОм*. Эквивалентная нагрузка

$$R_H = \frac{10 \cdot 12}{10+12} = 5{,}5\ кОм.$$

$$K_U = 3 \cdot 5{,}5 = 16.$$

Однако не все учтено.

Радиолюбитель: *Знаю: лампа имеет междуэлектродные емкости.*

Ну, разумеется. Так для 6Н3П: $C_{ВХ} = 2{,}45\ пФ$, $C_{ВЫХ} = 1{,}35\ пФ$, $C_{ПР} = 1{,}6\ пФ$.

Это емкости собственно лампы, в реальной схеме к ним всегда добавляются емкости монтажа и сопрягаемых цепей.

Постоянная времени нагрузки

Паразитная емкость анодной нагрузки будет состоять из выходной емкости лампы $C_{ВЫХ}$, емкости монтажа и входной емкости следующего каскада. Приняв, для примера, сумму этих составляющих равной $C_H = 10\ пФ$, получаем значение постоянной времени нагрузки:

$$\tau_A = R_H C_H = 5{,}5 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12} = 5{,}5 \times 10^{-8}\ с.$$

Верхняя граничная частота, соответствующая спаду усиления минус 3 *дБ* (то есть, примерно на 30 %):

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\tau_A} = 2{,}9\ МГц.$$

Радиолюбитель: *Мы уже знаем, что существуют и еще эффекты.*

Сейчас к ним перейдем.

Неприятности с входным сопротивлением и емкостью

Радиолюбитель: *Вы имеете в виду снижение активного входного сопротивления в каскаде, вызванное проходной емкостью?*

Да, и в данном случае ее роль играет емкость между анодом и сеткой $C_{ПР}$.

Знакомый уже эффект, связанный с мнимой составляющей комплексного коэффициента передачи напряжения:

$$K_{MH} = \frac{2\pi f S R_H^2 C_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}.$$

Подставляя известные величины, получим, например, для частоты 2 *МГц*:

$$K_{MH} = 7{,}6.$$

Тогда активная составляющая входного сопротивления, обусловленная обратной связью через проходную емкость:

$$R_{BX} = \frac{1}{2\pi C_{ПР} K_{MH}} = 6{,}5\ кОм.$$

Вот вам и высокое входное сопротивление лампы.

Радиолюбитель: *Входная емкость каскада — это емкость между сеткой и катодом?*

Ничуть не бывало. Вспомните: **эффект Миллера**, составляющая входной емкости, созданная паразитной обратной связью, и связанная уже с действительной частью коэффициента усиления каскада:

$$K_Д = \frac{S R_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2} = 11;$$

$$C_{BX} = C_{ПР}(K_Д + 1) = 19\ пФ.$$

В каскадах резонансных усилителей проходная емкость может вызвать самовозбуждение. От величины этой емкости зависит предельное значение коэффициента усиления, при котором еще сохраняется устойчивость.

И еще: требуется максимально ослабить влияние схемы на добротность избирательных контуров.

Рассмотрим каскад резонансного усиления (**рис. 13.15**). На входе и выходе — одиночные контуры *LC*, их добротность — *Q*. Вспомним расчеты, которые уже проводили: ЭДС, вносимая с анода внутрь сеточного контура емкостным делителем, приблизительно равна $u_{ВЫХ}\frac{C_{ПР}}{C}$ (считая, что $C_{ПР} << C$). Напряжение на контуре при резонансе окажется в *Q* раз больше: $u_{BX} = Q u_{ВЫХ}\frac{C_{ПР}}{C}$. И сдвинутым по фазе на 90°.

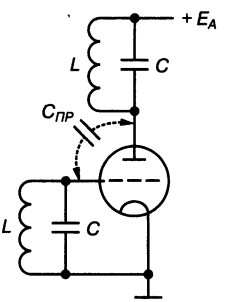


Рис. 13.15. *Расчетная схема устойчивости резонансного каскада*

Недостающие до самовозбуждения 90 градусов добираются за счет фазовых характеристик контуров. Примем контуры на входе и выходе одинаковыми; на верхней границе полосы пропускания каждый из них добавит фазовый сдвиг по 45°. Обратная связь стала положительной.

Генерация возникнет, если K_U будет не меньше, чем коэффициент обратной передачи с выхода на вход $\frac{QC_{ПР}}{C}$. Следует учесть, что частота потенциальной неустойчивости смещена от резонансной, каждый из контуров дает на ней спад, равный $\sqrt{2}$. Максимальное устойчивое усиление:

$$K_{U\max} = \frac{2C}{QC_{ПР}}.$$

Не пентодом единым

Радиолюбитель: *Полагаю, однако, что все эти проблемы снимаются применением пентодов вместо триодов?*

Верно, пентоды имеют крайне низкую проходную емкость, так что неприятные эффекты высоких частот можно не учитывать. К примеру, пентод типа 6К4П обладает проходной емкостью меньше 0,0045 *пФ*.

В частности, в резистивном (широкополосном) пентодном усилителе частотный диапазон определяется только постоянной времени нагрузки.

Тем не менее, вопрос окончательно не закрыт. Триоды соблазняют очень низким **уровнем собственных шумов**, что особенно важно для построения высокочувствительных приемников диапазона УКВ. Поэтому полезно вернуться к триодным каскадам, чтобы рассмотреть схемотехнические пути устранения вредного влияния проходной емкости.

Нейтродины

Нейтрализация проходной емкости была исторически первым способом приспособить триоды для высоких частот. Для подобных радиоприемников даже существовал солидно звучащий термин: **нейтродины**.

На левой схеме (**рис. 13.16, *а***) емкость C_N, равная проходной, присоединена к концу анодного контура, симметрично точке анода. Воздействие этого конденсатора на сеточную цепь равно воздействию

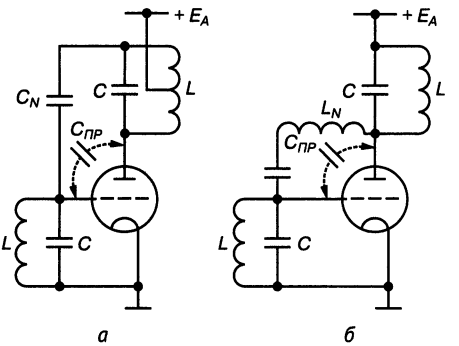


Рис. 13.16. *Нейтрализация проходной емкости: нейтрализующим конденсатором (а); нейтрализующей катушкой (б)*

$C_{ПР}$, однако приложено в противофазе. Если схема хорошо сбалансирована, то влияние проходной емкости компенсируется.

На правой схеме (**рис. 13.16, *б***) — нейтрализующая индуктивность L_N образует совместно с $C_{ПР}$ параллельный колебательный контур с большим и чисто активным сопротивлением — он-то и «запирает» участок анод-сетка (но, разумеется, только на одной частоте, в отличие от первого варианта).

Радиолюбитель: *Это все великолепно, но что будет при замене лампы, когда величины паразитных емкостей изменятся?*

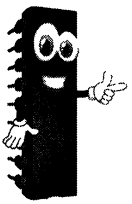
Да, это вопрос. Скорее всего, понадобится подстройка нейтрализующих элементов.

Неполное включение

Неполная связь лампы с контуром (индуктивная или емкостная, по выходу или по входу) повышает устойчивость каскада. Между прочим, на **рис. 13.16, *а***, помимо нейтрализации, применена и **неполная связь**. Если анод триода подключен, например, к половине катушки индуктивности (коэффициент связи $n = 0{,}5$), то обратная передача снижается вчетверо. Во столько же раз возрастает $K_{U\,max}$.

Радиолюбитель: *Неполное включение ослабило вдвое полезный сигнал...*

Зато усиление, которого можно достичь без генерации, увеличивается в $1/n$ раз.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Ситуация меняется, если учесть, что внутреннее сопротивление триода невысоко. Неполная связь по выходу призвана, в первую очередь, обеспечить сохранение добротности контура, и тогда она только повышает, а не снижает усиление.

Каскодная и дифференциальная схемы

Схема, представленная на **рис. 13.17, *а*** — хорошо знакомая **каскодная** конфигурация, только теперь на ламповых триодах. Здесь практически устранена проходная емкость, так как вход и выход это электроды не одного и того же, а разных триодов.

Коэффициент передачи каскодного усилителя равен, как и для пентода: $K_U = SR_A$, где определяющей является крутизна нижнего по схеме триода (хотя вообще принято использовать идентичные лампы).

Эквивалентное внутреннее сопротивление верхнего триода $R_{iЭ} = \mu R_i$ может не уступать внутреннему сопротивлению пентода.

Радиолюбитель: *Обязательно, чтобы в каскодной схеме лампы были включены последовательно по постоянному току?*

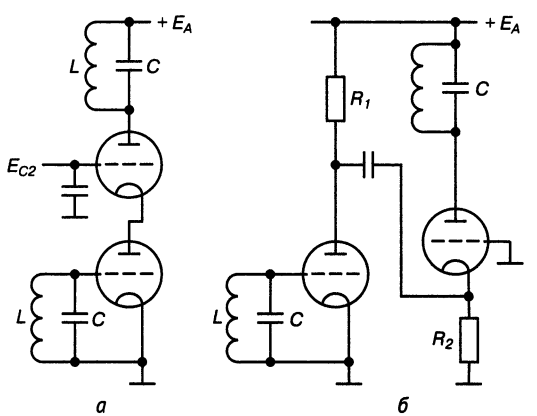
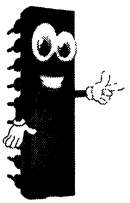


Рис. 13.17. *Каскодный усилитель с последовательным включением ламп (а); он же с параллельным питанием (б)*

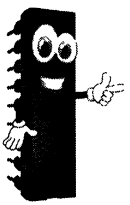
Совсем нет. На **рис. 13.17** Правая схема полностью эквивалентна левой, вспомогательные резисторы R_1 и R_2 практически не влияют на работу каскада, если имеют большую величину (по сравнению с $1/S$).



ПРИМЕЧАНИЕ.

В свое время пара ламп 6С3П, 6С4П была выпущена специально для построения каскодных усилителей.

Балансная схема, рассмотренная ранее, будет избавлена от проходной емкости в том только случае, когда входом является сетка одного из триодов, а выходом анод другого. Второй вход обязательно заземляется для усиливаемой частоты.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Заметьте, что такой усилитель не изменяет фазу усиливаемого сигнала.

Некоторый проигрыш каскодной схеме — невысокое эквивалентное внутреннее сопротивление, равное $2R_i$.

Катодный повторитель подкладывает свинью

В книгах можно встретить мнение, что катодный повторитель имеет хорошие частотные свойства. В общем, с этим можно и согласиться. В самом деле, проходной емкостью является здесь, по сути дела, входная емкость лампы (сетка-катод). Она включена между точками с почти идентичными сигнальными напряжениями, поэтому действие ее незначительно.

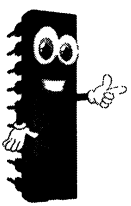
А если применено пентодное включение, то согласованный сигнал действует также и на второй сетке. В итоге эквивалентная входная емкость каскада получается очень малой. Ценная особенность!

Однако и здесь проходная емкость может сыграть злую шутку. Как мы знаем, опасно подключение к повторителю емкостной нагрузки.

Радиолюбитель: *Но я до конца не понял физику явления.*

Попробуем разобраться. Если повторитель нагружен на активное сопротивление, сопоставимое с 1/*S*, то выходной сигнал будет заметно меньше входного, оставаясь синфазным. Появится ток через емкость сетка-катод (он же — входной ток), опережающий по фазе входное напряжение на 90°.

А если нагрузка будет иметь еще и значительную емкость? В этом случае выходное напряжение будет отставать по фазе от входного, поэтому сдвиг фазы входного тока превысит 90 градусов — появится составляющая отрицательного входного сопротивления, а значит, опасность паразитной генерации.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Впрочем, это еще не катастрофа, все зависит от того, каково полное сопротивление цепи, включенной на входе повторителя. Однако если это — колебательный контур, легко доворачивающий фазу, то самовозбуждение весьма вероятно.

Потому-то в устройствах подобного включения не встретишь. Разве только в схеме автогенератора — как раз на этом принципе и работает **емкостная трехточка**.

13.3. Помехи, и как с ними бороться

Снова проблема неконтролируемых связей

Фон переменного тока, взаимовлияние каналов, просачивание помех, самовозбуждение усилителей — эти неприятные явления немало досаждают радиоконструкторам. Каждый слышал о таких мерах, как экранировка сигнальных цепей, развязки и пр. Предметом опасливого почтения для радиолюбителей является **заземление**.

Радиолюбитель: *Говорят, надо заземлять все, относящееся к одному каскаду, непременно в одной точке.*

А другие уверяют, что совершенно необходимо свести в одну общую точку вообще все элементы, подлежащие заземлению. При этом остается неясным, необходимо ли реальное присоединение к планете Земля...

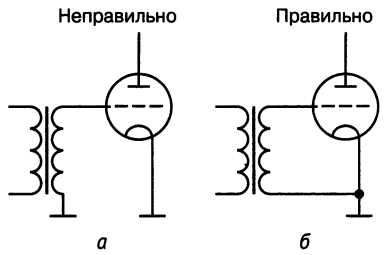


Рис. 13.18. *Ошибка в подключении источника сигнала к входу усилителя (а); правильное подключение (б)*

Нам уже известно, что в большинстве случаев нежелательные связи действуют через общие цепи усилителей в местах сопряжений каскадов. Так, на левой схеме (**рис. 13.18, *а***) в замкнутый контур, образованный вторичной обмоткой (выходом источника сигнала) и участком сетка-катод (входом следующего каскада), входит еще и отрезок общей шины. Второй вариант **(рис. 13.18, *б*)** — правильная организация контура сопряжения: оба полюса выходного напряжения источника прямо соединены с двумя полюсами входа.

Развязка правильная и неправильная

Развязывающая цепочка неплохо поможет правильному сопряжению каскадов, если только ее включить без ошибок. Соединение конденсатора C_p с общей шиной вблизи каскада — источника, как на левой схеме (**рис. 13.19, *а***), как раз отвечает рекомендации: заземлять все эле-

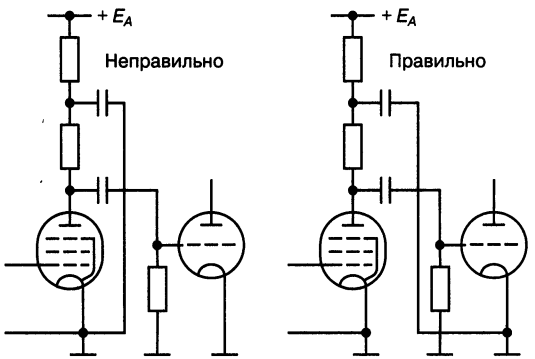


Рис. 13.19. *Ошибка в подключении развязывающей цепи (слева); правильное подключение (справа)*

менты, относящиеся к данному каскаду, в одной точке, но... Правильная организация связи — правая (**рис. 13.19, *б***), где контур сопряжения не разорван неверным включением: ведь выходное напряжение пентодного каскада действует на выводах его нагрузки.

Радиолюбитель: *А если на месте первой лампы стоит не пентод, а триод, нагруженный на большое сопротивление?*

Его выходное напряжение действует уже между анодом и катодом. Потому развязка здесь, в принципе, будет малоэффективна. Соответствующая цепочка окажется на деле дополнительным звеном фильтрации (что тоже небесполезно).

Радиолюбитель: *В ламповых схемах тоже можно найти «лишние элементы»?*

Еще и как! Вариант, изображенный на **рис. 13.20, *а***, является безусловной «классикой». Включение, соответствующее правому варианту (**рис. 13.20, *б***), сэкономило детали, а результат тот же.

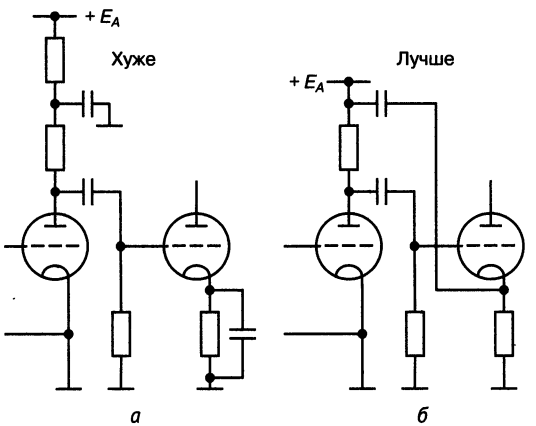


Рис. 13.20. *Традиционная комбинация развязывающих элементов (а); необычно, но правильно (б)*

Дифференциальный усилитель снова выручает

Входы дифференциальной схемы прекрасно сопрягаются с любым источником сигнала, если снова не наделать ошибок. Второй ее вход обязательно надо связать со вторым полюсом напряжения источника!

На схеме **рис. 13.21,*а*** (высокое эквивалентное внутреннее сопротивление первого каскада) этим вторым полюсом является верхний

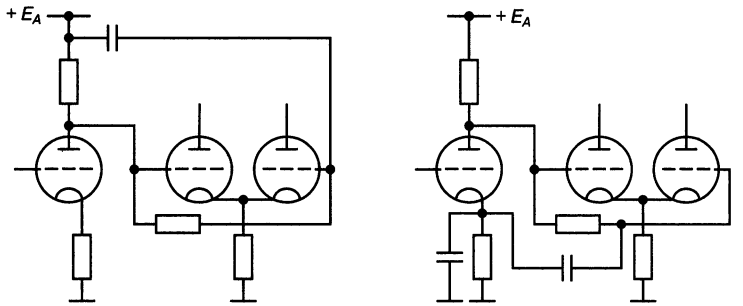


Рис. 13.21. *Правильное подключение второго входа дифференциального каскада: ко второму выводу нагрузки (а); к катоду триода (б)*

вывод резистора нагрузки. На второй (низкое выходное сопротивление триода без ООС) — катод триода.

Индуктивная (трансформаторная) межкаскадная связь

Являясь в принципе защищенной, индуктивная межкаскадная связь с успехом применяется не только для резонансных, но и широкополосных схем, например, в виде междуламповых трансформаторов в низкочастотных усилителях. Но если первичная обмотка включена в анод триода, то, возможно, потребуется развязка, чтобы обмотка оказалась для сигнала включенной параллельно участку анод-катод (источнику сигнала), как на **рис. 13.22.**

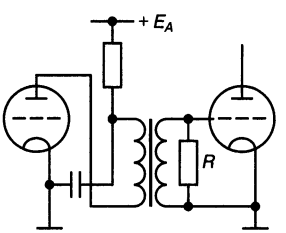


Рис. 13.22. *Сопряжение каскадов междуламповым трансформатором*

Радиолюбитель: *А если это анод пентода?*

Для пентода этого не требуется.

Трансформатор может внести нежелательную частотную зависимость, ведь существуют паразитные емкости, образующие с обмоткой трансформатора резонансную систему.

Снова нельзя упускать проблему подавления параллельного резонанса трансформатора в широкополосной схеме, которое может быть обеспечено низкоомным выходом (триодного усилителя), и/или низкоомным входом следующего каскада (как на схеме). При сопряжении каскадов с помощью трансформаторов приходится учитывать и коэффициент трансформации, если он отличен от единицы. Трансформатор

поднимет усиление, если обмотка с большим числом витков обращена в сторону, где сопротивление выше.

Приведение помехи к сетке

Применением защищенных связей мы выводим помеху на шине анодного питания из контура сопряжения каскадов. Но не будет ли она воздействовать другим путем — например, на сами лампы?

В самом деле, воздействие напряжения помехи $u_{ПА}$ на анод эквивалентно воздействию на сетку помехового напряжения, в μ раз меньшего:

$$u_{ПС} = \frac{u_{ПА}}{\mu}.$$

Это — амплитуда помехи, приведенная к сетке. Таким образом можно оценить, приемлема эта величина или нет. Возможно, что для пентодного каскада (μ порядка нескольких тысяч) помеха окажется несущественной, а для триодного, да еще и высокочувствительного, потребуется ввести в цепь анодного питания дополнительное звено фильтрации.

Лучше антенна — хуже прием?

Владельцы ламповых аппаратов (особенно горожане) разочаровываются в возможности слушать передачи даже местных станций в диапазонах длинных, средних и коротких волн — треск, рокот мешают приему.

Радиолюбитель: *Да, и причем подключение хорошей наружной антенны вместо куска провода даже ухудшает дело... Чудеса?*

Никаких чудес нет. **Рис. 13.23, *а*** показывает слева классическую схему подключения радиоприемника, так она и виделась в начальный

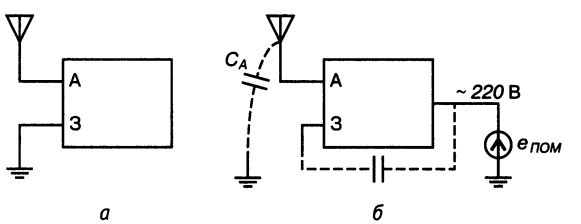


Рис. 13.23. *Антенна и заземление на входе приемника (а); роль противовеса выполняет электрическая сеть (б)*

период развития радио. На входные клеммы подаются высокочастотные колебания, наводимые между выводами антенны и заземления (оно заменяет второй полюс диполя). Чем больше высота антенны, чем качественнее заземление, тем лучше прием.

С появлением аппаратов сетевого питания вдруг выяснилось, что они успешно работают и без «земли». Постепенно в общем сознании укоренилась иллюзия, что для радиоприемника требуется только лишь антенна, и более ничего.

Радиолюбитель: *А разве не так?*

Не так. При таком включении функцию **противовеса** (то есть второго полюса антенной цепи) выполняет питающая сеть. С ней связана и общая шина радиосхемы (шасси) — через емкости (паразитные или даже через специально установленные для этой цели).

Электрическая сеть, особенно в последние годы, является источником помех в широком диапазоне частот. Как видно из схемы, представленной на **рис. 13.23, *б***, эквивалентный генератор помех $e_{ПОМ}$ по существу подключен к входу приемника через емкость антенны.

Вот потому-то подобные радиоустановки вроде бы принимают на короткий провод, но становятся неработоспособными при подсоединении полноценной антенны с большой емкостью. Перед нами — типичная паразитная связь через общую шину, но только замыкающаяся через «эфир».

Планета Земля и просто «земля»

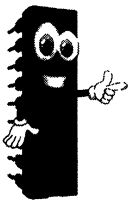
Устройство хорошего заземления — давний и классический способ решения описанных проблем. Если шасси заземлено (именно на настоящую землю!), то контур «сопряжения с эфиром» отсоединен от источника помех.

Радиолюбитель: *Значит, так и надо поступать?*

Увы, даже заземление не всегда эффективно, ведь в реальности провод заземления имеет ненулевое полное сопротивление, через которое все же просачивается помеха.

Именно поэтому в профессиональных ламповых приемниках применялись защищенные входные цепи с **трансформаторной развязкой**, где вывод заземления изолирован от шасси (корпуса). Здесь помехи на линиях питания не могут проникнуть в сигнальный контур сопряжения.

Радиолюбитель: *А что же делать нам, любителям?*



СОВЕТ.

И бытовой приемник, антенная цепь которого имеет индуктивную связь с преселектором, вы можете несложно доработать для повышения помехозащищенности. Для этого достаточно отсоединить «нижние» концы антенных катушек от шасси и вывести на изолированную клемму «земли».

Интересно, что в такой системе уже не обязательно иметь присоединение именно к «планете Земля». Вполне достаточно противовеса, в качестве которого могут быть использованы провода или металлоконструкции, удаленные от электросетей: хотя бы металлическая крыша, ограждение балкона и т. п.

Радиолюбитель: *К шине этажного электрощитка можно подключиться?*

Нет, системы защитного заземления электроустановок не годятся — наловите помех.

Радиолюбитель: *Кстати, я заметил, что в аудиоусилителях не удается полностью избавиться от фона переменного тока, пока не заземлишь шасси.*

«Висящая в воздухе» общая шина (шасси, проводящий корпус) доставляет много неприятностей. Потому что на ней обязательно наводится интенсивная 50-герцовая помеха. В этом можно убедиться, коснувшись щупом осциллографа.

Для компенсации — точно такая же помеха должна присутствовать в высокоомных сигнальных цепях, а поскольку это маловероятно (паразитные емкости действуют по-разному), то возникает фон. Нередко этот фон возрастает, если коснуться рукой корпуса.

СОЗДАЕМ ЛАМПОВЫЙ АУДИОУСИЛИТЕЛЬ

Рассматриваются вопросы построения низкочастотных ламповых усилителей — предварительных каскадов и оконечных, однотактных и двухтактных. Учимся рассчитывать выходной каскад и трансформатор. Читатель узнает о всех известных способах применения триодов в оконечном каскаде, и о том, как построить триодные характеристики пентодов, отсутствующие в справочнике. Почему порой ламповый УНЧ звучит не по-ламповому — вопрос тоже небезынтересный.

14.1. Предварительное аудиоусиление

Режим класса А

Здесь мы будем рассматривать особенности каскадов усиления больших сигналов. Вы помните, что значит — «больших»? Это означает, что амплитуды переменных напряжений и токов анода соизмеримы с постоянными составляющими этих напряжений (токов). Причем требуется обеспечить относительную линейность усиления.

Для этих случаев выбор режима ламп по постоянному току приобретает особое значение. Не забыли наше фундаментальное условие?

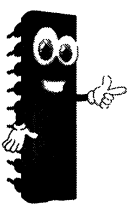
Радиолюбитель: *Нет, конечно: в линейном каскаде амплитуда полезного тока (тока анода, да?) меньше постоянной составляющей (тока покоя).*

Верно. И если условие соблюдено, говорят о «режиме класса *А*» — наиболее распространенный режим усиления.

Нашей темой будут вначале усилители напряжения больших уровней, или **драйверы**, то есть каскады, служащие для раскачки усилителей мощности.

Резистивный драйвер и проблемы неискаженной передачи

Итак, нас будет интересовать, каким образом можно обеспечить максимально возможный диапазон выходных напряжений.



ВНИМАНИЕ.

Это важно, когда каскад используется как предоконечный, и надо обеспечить раскачку выходной лампы.

Даже если амплитуды вроде бы хватает, запас по диапазону амплитуд u_A иметь всегда полезно, так как он означает снижение искажений.

Радиолюбитель: *Чем выше сопротивление анодной нагрузки, тем большую амплитуду полезного сигнала можно снять с анода, разве не так?*

В принципе, так, но этому увеличению есть разумные пределы.

Первое. В резистивном каскаде удвоенная амплитуда колебаний на анодной нагрузке, как ни крути, всегда будет меньше напряжения питания.

Второе. При возрастании R_A все больше будет сказываться влияние внешней нагрузки, подключенной через емкость (к примеру, сопротивления утечки сетки следующего каскада), которая и начнет лимитировать амплитуду.

Третье. Возможно, что рост постоянной времени негативно повлияет на воспроизведение высших частот спектра.

Строим нагрузочную прямую

Для каскада на триоде 6Н3П выберем напряжение анодного питания E_A = 160 *В*. На семействе анодных характеристик триода проведем из точки E_A прямую с наклоном, соответствующим сопротивлению анодной нагрузки (на **рис. 14.1** — 20 *кОм*). Ее называют **нагрузочной прямой**, по ней будет перемещаться рабочая точка лампы.

Рабочий диапазон на нагрузочной прямой ограничен: снизу — точкой $I_A = 0$, сверху — пересечением с характеристикой для $U_C = 0$. Его можно считать теоретически предельным.

Радиолюбитель: *Почему — теоретически?*

Реальный рабочий диапазон меньше: не стоит захватывать область малых анодных токов, это вызовет рост искажений. Значит, нижней границей рабочего диапазона будет пересечение с характеристикой для $U_C = U_{C\min}$, на **рис. 14.1** выбрано $U_{C\min} = -4$ *В*.



Рис. 14.1. *Нагрузочная прямая на семействе характеристик лампы*

Середина между $U_C = 0$ и $U_{C\min} = -4$ *В* определит режим покоя лампы, а именно: смещение –2 *В* и ток покоя 2,5 *мА*. По нагрузочной прямой находим максимальные значения: удвоенной амплитуды анодного напряжения (85 *В*) и анодного тока (4,3 *мА*). Амплитуда напряжения на сетке до 2 *В*.

«Клирфактор»

Радиолюбитель: *Почему вы упомянули «удвоенную» амплитуду напряжения и тока, а не попросту — амплитуду?*

Дело в том, что колебания тока и напряжения в анодной цепи лампы будут искажены. По **рис. 14.1** хорошо видно, что, например, величина «верхней» полуволны анодного тока составляет 2,6 *мА*, а «нижней» — 1,7 *мА*: правильные колебания, поданные на сетку, на аноде сделаются несимметричными.

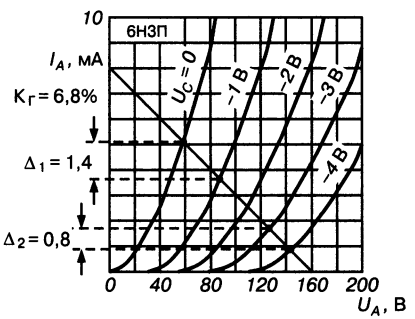


Рис. 14.2. *К оценке коэффициента нелинейных искажений*

Если анодные характеристики достаточно точны, можно попытаться оценить величину искажений (по терминологии, пришедшей из зарубежной литературы — **клирфактор**). Возьмем отрезки (расстояния между смежными характеристиками) на двух концах рабочего диапазона: Δ_1 и Δ_2, как показано на **рис. 14.2.**

Коэффициент второй (наибольшей) гармоники:

$$K_Г = \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{4(\Delta_1 + \Delta_2)}.$$

Один из путей уменьшения искажений — использовать не полный рабочий диапазон, а лишь его часть: исключить заход в область малых токов. Для чего, как мы уже упоминали, всегда полезно иметь запас по диапазону напряжений.

Знакомимся с динамической характеристикой

Особенность триодных каскадов в том, что уровень нелинейных искажений зависит от анодной нагрузки. Для триодов вводят поэтому понятие **динамической анодно-сеточной характеристики** (то есть

с учетом нагрузки). Из **рис. 14.3** видно: динамическая характеристика явно более линейна, чем статическая. В этом проявляется действие присущей триоду внутренней отрицательной обратной связи (которая тем больше, чем меньше μ).

Мы уже отмечали, что чем больше величина нагрузки (по сравнению с R_i триода), тем ближе усиление каскада к постоянному параметру μ, а, значит, — тем линейнее характеристика. Разумеется, важно именно динамическое сопротивление нагрузки.

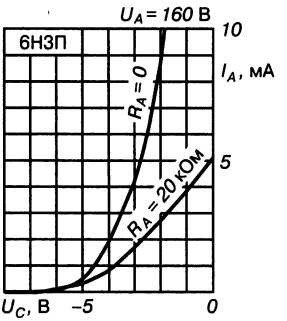


Рис. 14.3. *Статическая и динамическая анодно-сеточные характеристики триода*

Радиолюбитель: *Я встречал схемы, где триод драйвера нагружен даже на полупроводниковый генератор постоянного тока.*

Для такого случая нагрузочная прямая на семействе анодных характеристик пойдет горизонтально.

Для тетрода, пентода — по понятным причинам динамическую характеристику не вводят. Впрочем, для мощных ламп с невысоким значением R_i также можно попытаться оптимизировать нагрузку, добиваясь снижения искажений...

Тем не менее, примененный в драйвере пентод, как правило, покажет больший уровень искажений. Хотя в пентодном каскаде можно обеспечить эффективную линеаризацию применением отрицательной обратной связи.

Внешняя нагрузка...

Никогда нельзя забывать, что нагрузка — не только та, что в аноде. Параллельно ей практически всегда действует вход следующего каскада.

Радиолюбитель: *Но ведь входное сопротивление лампы очень велико.*

Хотя бы сопротивление утечки сетки, подключенное через емкость, имеется. Но сопротивление нагрузки может оказаться весьма небольшим, например, если оконечный каскад работает с сеточными токами.

Наличие внешней нагрузки уменьшит, естественно, выходное напряжение, а вместе с тем — и рабочий диапазон выходных напряжений.

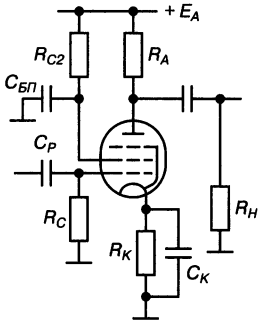
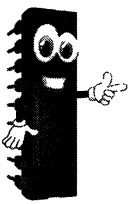


Рис. 14.4. *Внешняя нагрузка пентодного усилителя*

Предположим, проведен расчет схемы (**рис. 14.4**) на «холостом ходу», в результате которого получено максимальное значение амплитуды на аноде $u_{A\max}$. При учете внешней нагрузки R_H — и коэффициент усиления, и предельная амплитуда снизятся пропорционально соотношению между R_A и $R_A R_H/(R_A + R_H)$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Никаким увеличением входного сигнала — выходной повысить не удастся: он начнет ограничиваться.

Однако само по себе присоединение внешней нагрузки на искажения сигнала в пентоде не повлияет, так как не изменит анодно-сеточной характеристики пентода.

Однако для триода дело обстоит совсем иначе.

... и перегрузка!

Мы помним, что триод чувствителен к нагрузке. При уменьшении результирующего сопротивления нагрузки мы переходим к новой динамической анодно-сеточной характеристике, амплитуда тока анода (при прежнем значении u_C) возрастает. А ток покоя остается прежним! Неприятная неожиданность: искажения из-за перегрузки триодного драйвера.

Радиолюбитель: *Нельзя ли рассмотреть на примере?*

Пусть в усилительном каскаде на триоде 6Н3П с напряжением питания 200 *В* и анодным резистором $R_A = 68$ *кОм* установлен режим с током покоя анода 1,3 *мА*. При $u_C = 3$ *В* амплитуда переменной составляющей тока около 1,1 *мА*, и с анодной нагрузки на холостом ходу удается снять $u_A = 60$—80 *В*. Все это хорошо видно из **рис. 14.5**, где на семействе анодных характеристик проведена нагрузочная прямая.

Подключим внешнюю нагрузку $R_H = 27$ *кОм* через разделительную емкость. Теперь нагрузочная прямая пошла круче: она проходит через ту же самую рабочую точку (ведь R_H не влияет на режим по постоянному току), но наклон ее соответствует 19 *кОм* (результат параллель-

ного соединения 68 и 27 *кОм*). Хорошо видно, что уже при амплитуде входного напряжения свыше двух вольт неизбежно ограничение передаваемого сигнала, а с нагрузки удастся снять не более 20 *В*.

И в книгах можно встретить рекомендации не использовать завышенные сопротивления анодной нагрузки для триодных драйверов.

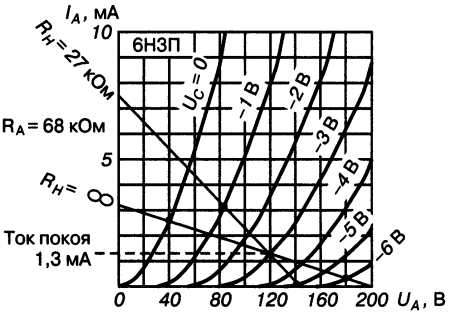


Рис. 14.5. *Так возникают искажения в триодном каскаде при подключении нагрузки*

Радиолюбитель: *Видимо, чтобы лампа не работала на криволинейном участке характеристики?*

Так у нее других участков и нет! Дело в другом: не хватает тока покоя для обеспечения режима *А*.

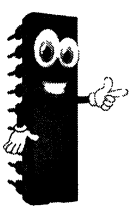
Вернитесь теперь к **рис. 12.5** — схеме предвыходного каскада приемника «Родина». Разработчики хотели исключить подмагничивание трансформатора с большим числом витков... Но в свете того, о чем здесь говорилось, схема просто чудовищна. Ничтожный постоянный ток экранной сетки, служащей анодом, гарантирует искажения, особенно на низких частотах.

Кстати, данный сюжет стоит осветить подробнее.

Трансформаторы и дроссели в драйвере

Помимо резистивных каскадов, находят некоторое применение и драйверы с **трансформаторной нагрузкой**, реже — с **дроссельной**. Основной смысл их применения очевиден: можно добиться, по меньшей мере, вдвое большей амплитуды выходного сигнала.

Что касается **недостатков** (или, деликатнее, «проблем»), то об этом отчасти было, отчасти еще будет сказано.



ВНИМАНИЕ.

Главное — не ошибиться с выбором тока покоя каскада: должно быть обеспечено условие режима А. Занижение тока ведет к неизбежным искажениям. Рассмотрим конкретный пример.

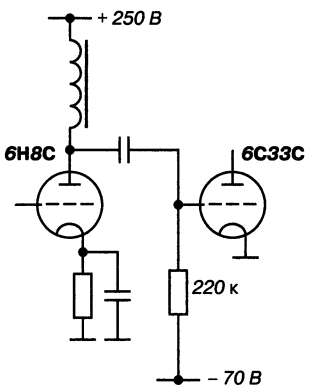


Рис. 14.6. Дроссельная нагрузка в драйвере

На схеме (**рис. 14.6**) драйверный триод должен раскачать лампу 6С33С. При расчетном напряжении на ее аноде $u_A = 200$ *В* и $\mu = 3$ — амплитуда напряжения на сетке должна достигать $u_C = 200/3 \approx 70$ *В*. Рабочий диапазон частот принимаем 40 *Гц* — 15 *кГц*.

Ток внешней нагрузки драйвера будет ответвляться, **во-первых**, в резистор утечки сетки. Эту составляющую подсчитать легко:

$$i_R = 70/220 = 0{,}32 \text{ мА}.$$

Во-вторых, определенный ток будет уходить во входную емкость оконечной лампы.

Радиолюбитель: *А ее возьмем из паспорта 6С33С (СВХ = 30 пФ).*

Вот и неверно, а эффект Миллера? Принимая, что коэффициент усиления с сетки на анод равен 3 и считая его чисто действительным (нет поворота фазы), получаем (с учетом эффекта Миллера при $C_{ПР} = 30$ *пФ*) правильное значение:

$$C_{ВХ.ЭКВ} = C_{ВХ} + C_{ПР}(1+3) = 150 \text{ пФ}!$$

На частоте 15 *кГц* емкостное сопротивление будет 70 *кОм*. Входной емкостный ток составит 70/70 = 1 *мА*.

Что делать с этими двумя составляющими?

Радиолюбитель: *Сложить, вероятно.*

Неправильно: поскольку имеют фазовый сдвиг 90 градусов, то теоретически суммируются квадратурно. Но ради запаса — в самом деле, не возбраняется просто просуммировать. То есть результирующий ток внешней (для драйвера) нагрузки достигает 1,3 *мА* на верхней частоте диапазона.

Радиолюбитель: *Не так-то уж и много...*

Но есть еще и нижняя частота, на которой потребуется учесть ток дросселя. На частоте 40 *Гц* реактивное сопротивление обмотки дросселя с индуктивностью 40 *Гн* составит 10 *кОм*. Индуктивный ток с частотой сигнала довольно велик — 7 *мА*.

Значит, ток покоя драйверной лампы должен быть заведомо больше этой величины, например, 10 *мА*. Применить здесь менее мощную лампу 6Н9С явно не удалось бы.

Динамическая нагрузка и мода

Радиолюбитель: *Схему на* ***рис. 14.7*** *я встречаю нередко, она в моде.*

Идея, нередко декларируемая в связи с ней: по возможности увеличить анодную нагрузку для триода, избежав при этом необходимости соответственно снижать анодный ток лампы (либо увеличивать напряжение питания).

Радиолюбитель: *То есть, динамическая нагрузка. Так это же хорошо?*

Сейчас мы увидим, что в этом рассуждении ошибка.

Конечно, лампы ставят здесь в одинаковый режим (*R3* = *R4*), чтобы напряжение анодного питания распределялось на них поровну, в данном случае — по 125 *В* на каждой.

Для нижнего триода — верхний является динамической нагрузкой, его эквивалентное сопротивление равно $R_{i\text{э}} = \mu r_K$. Много это или мало?

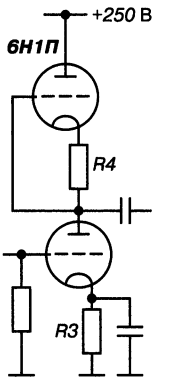


Рис. 14.7. *Модная схема с «динамической нагрузкой»*

Выберем для 6Н1П паспортный ток 7,5 *мА*. При напряжении на аноде 125 *В* потребуется *R3* = 200 *Ом*. *S* = 4,45 *мА/В*, $\mu = 35$.

Тогда для верхнего триода:

$$r_K = 0{,}2 + 1/4{,}45 = 0{,}42\ кОм.$$

$$R_{i\text{э}} = 15\ кОм.$$

Но на обычном резисторе такой величины при токе 7,5 *мА* падало бы 112 *В* — даже меньше, чем на «динамической нагрузке».

Радиолюбитель: *Получается, никакого смысла в усложнении не было?*

Смысл все-таки есть.

Но продолжим пояснение: выходная вольтамперная характеристика триода с катодным смещением (штриховая линия на семействе характеристик **рис. 14.8**) мало отличается от характеристики обычного линейного сопротивления. Точнее, отличается в «худшую» сторону, имея некоторый изгиб в нежелательном направлении, вот почему обычный резистор оказался даже лучше. Как выражаются специалисты, внутреннее сопротивление такой лампы близко к ее **сопротивлению для постоянного тока** U_A / I_A.

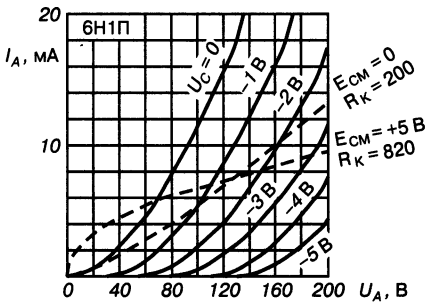
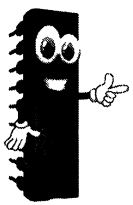


Рис. 14.8. *Вольтамперные кривые «динамических нагрузок»*

Для заявленной цели «динамической нагрузки» мог бы послужить, пожалуй, только каскад с катодной стабилизацией, реализованный, к примеру, включением в цепь сетки верхнего триода батарейки положительного смещения $E_{СМ}$ (вторая штриховая линия).

Возможно и применение пентода, только включенного по схеме пентодного повторителя.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Тем не менее, модная схема дает положительный эффект! Только иным путем: линейность усиления обеспечивается ***компенсацией искажений.***

Все просто: коэффициент усиления равен здесь (при одинаковых лампах) $SR_i / 2 = \mu / 2$, то есть не зависит от тока.

Необычный катодный повторитель

Продвинутые разработчики используют схему (**рис. 14.7**) несколько в другом виде, когда выходной сигнал снимается с катода верхнего триода (**рис. 14.9**). Будто бы при этом конфигурация катодного повторителя обеспечивает низкое выходное сопротивление.

Радиолюбитель: *Кажется, повторитель здесь какой-то странный — да и есть ли он на самом деле?*

Предположим, нижняя часть имеет высокое внутреннее сопротивление (к примеру, это пентод). Тогда входным сигналом для верхнего триода будет падение напряжения от анодного тока на *R4*, оно действует между сеткой и катодом, следовательно, никакого повторителя тут нет. Сопротивление нагрузочного триода равно просто R_i. С «мнимыми» повторителями мы уже встречались!

Противоположная ситуация: допустим (каким-то чудом) сопротивление нижнего триода с анода очень низкое. Вот тогда действительно налицо катодный повторитель: входное напряжение для верхнего триода действует относительно земли, а нижний конец катодного

резистора в идеальном повторителе может быть присоединен куда угодно (вспомните **рис. 13.13**). Здесь выходное сопротивление равно $1/S$.

Радиолюбитель: *Но это все предположения, а как на самом деле?*

На самом деле будет некая промежуточная ситуация, но близкая к первой; хитрое включение снизит выходное сопротивление всего лишь примерно вдвое. Разумеется, и двукратное снижение может быть плюсом.

Впрочем, рассмотренные модные конфигурации имеют еще одно несомненное достоинство: «высоким классом» схемотехники они оказывают неизгладимое впечатление на профанов.

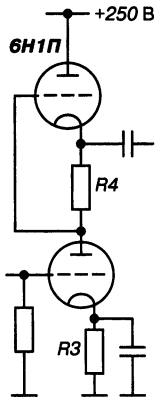


Рис. 14.9. *Схема с необычным «катодным повторителем»*

Положительная обратная связь?

Радиолюбитель: *Попалась схема усилителя для наушников (**рис. 14.10**). В описании сказано, что выходной каскад здесь по схеме «каскодного повторителя»...*

Назвать можно как угодно.

Радиолюбитель: *Однако пишут, что здесь образуется местная ПОС...*

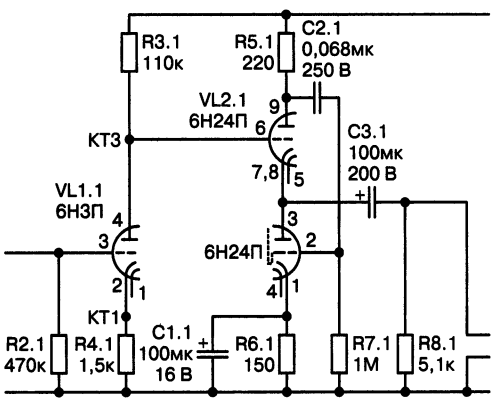


Рис. 14.10. *Схема с «положительной обратной связью» (в действительности – с отрицательной)*

Это недоразумение. Представлен повторитель с общей отрицательной обратной связью через дополнительный (нижний) триод. Разумеется, такая двухламповая схема превосходит обычный повторитель: выходное сопротивление ее ниже. В принципе, это схема **13.12**, но реализованная лишь для переменной составляющей сигнала (ведь ламп обратной структуры не существует).

Радиолюбитель: *Написано, что и коэффициент передачи каскада увеличен.*

Да, в смысле — более близок к единице. Дело не в «увеличении», конечно, оно никому не нужно. А в большей линейности.

Радиолюбитель: *Но откуда взялась мысль, что здесь положительная обратная связь? Хотя я понимаю, что связь с анода на сетку никак не может быть положительной...*

Начнем с того, что отрицательная обратная связь призвана стабилизировать ток верхнего триода (резистор *R*5.1 служит датчиком тока). Впрочем, она слаба — по причине недостаточного усиления (равного всего 3). И лишь несколько линеаризует схему.

Внутренняя механика здесь такова, что изменения анодного тока нижнего триода отчасти компенсируют ток нагрузки. Таким образом, катодный повторитель работает на более высокое динамическое сопротивление, то есть в более благоприятном режиме.

Радиолюбитель: *Причем же тут ПОС?*

Просто нижний триод здесь в каком-то смысле эквивалентен отрицательному сопротивлению: действуя параллельно нагрузке, он не понижает, а повышает общее сопротивление.

14.2. Классика тетродных усилителей мощности

Рассматриваем энергетику для режима А

Пусть трансформаторный оконечный каскад **рис. 14.11** имеет в режиме покоя анодный ток I_A, напряжение анодного питания E_A. Мощность,

потребляемая от источника питания: $E_0 = E_A I_A$. Практически вся эта мощность рассеивается анодом лампы.

В режиме усиления каскад отдает **полезную мощность**

$$P_{ВЫХ} = \frac{u_A i_A}{2},$$

где, напомним, u_A и i_A — амплитудные значения напряжения и тока.

Средний ток, потребляемый от источника питания (а, значит, и мощность), не изменяется, а мощность, рассеиваемая на аноде, снижается на величину $P_{ВЫХ}$.

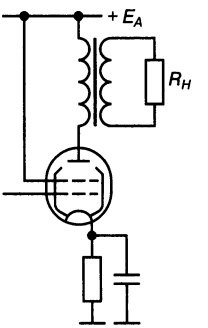


Рис. 14.11. *Однотактный тетродный усилитель мощности с трансформатором*

Эти элементарные соотношения надо помнить.

Нужно ли «согласование» с нагрузкой?

Возможно, не каждый поймет, почему поставлен в кавычки столь привычный термин.

Радиолюбитель: *Я и не понимаю: выходные трансформаторы следует рассчитывать исходя из критерия согласования сопротивлений. Как всем известно, это обеспечивает наилучшую отдачу мощности в нагрузку.*

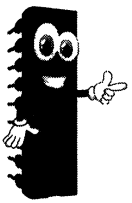
Как ни странно, это мнение ошибочно, что мы и покажем на примере расчета оконечного каскада на лампе 6П6С для получения скромной выходной мощности 1 *Вт*. Примем сопротивление акустической системы 8 *Ом*. Внутреннее сопротивление лампы 6П6С по паспорту — 52 *кОм*, оно же соответствует выходному сопротивлению каскада. Соотношение сопротивлений источника и нагрузки — 6500 : 1.

Трансформатор преобразует сопротивления в соответствии с квадратом коэффициента трансформации. Исходя из требования согласования сопротивлений, соотношение числа витков должно быть взято 80,6 : 1 (так как $\sqrt{6500} = 80{,}6$).

Очевидно, что выходная мощность 1 Вт при 8-омной нагрузке отвечает следующему:

$$u_H = 4\ B, i_H = 0{,}5\ A\ (P_{ВЫХ} = \frac{4 \cdot 0{,}5}{2} = 1).$$

С учетом коэффициента трансформации, получаем для амплитуд в анодной цепи: $u_A = 322\ В, i_A = 6{,}2\ мА$.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Но столь высокую амплитуду напряжения – 322 В – получить с каскада на 6П6С не удастся, и в этом все дело!

Допустим, что напряжение анодного питания 250 *В*, полезная амплитуда, скажем, 190 *В*, ток 190/52 = 3,65 *мА*. Реальная выходная мощность — при «правильном» согласовании — получается всего 0,34 *Вт*.

Радиолюбитель: *Позорный результат...*

Еще бы — учитывая, что лампа 6П6С способна отдать во много раз большую мощность. А теперь разберемся, как правильно подходить к расчету.

Остаточное напряжение оконечной лампы

На семействе анодных характеристик 6П6С выберем характеристику, соответствующую $U_C = 0$, и отметим на ней точку, левее которой кривая начинает заметно спадать (к примеру, **точку А** на **рис. 14.12**). Соответствующее анодное напряжение называют **остаточным**, в данном случае — $U_{ОСТ} = 60\ В$. Ему соответствует максимальное значение анодного тока: $I_{A\max} = 97\ мА$.

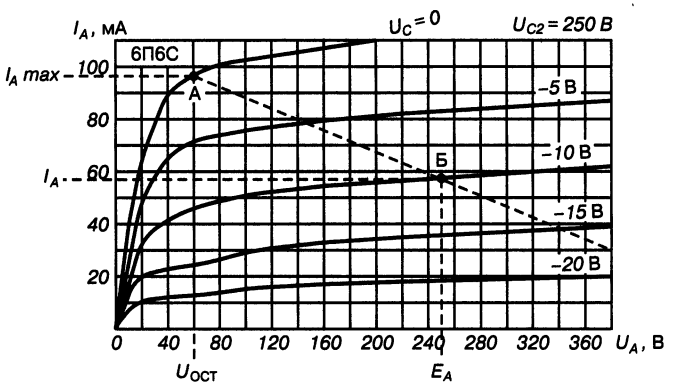


Рис. 14.12. *Построения на семействе характеристик тетрода*

При известном напряжении питания $E_A = 250$ *В* выберем ток покоя. Для чего отметим характеристику, соответствующую уже весьма малым токам анода, пусть она будет для $U_C = -20$ *В*. Предельный размах колебаний на сетке (удвоенная амплитуда) — от 0 до минус 20 *В*, оптимальное смещение должно быть посередине этого диапазона ($U_{CM} = -10$ *В*), ток покоя $I_A = 57$ *мА*, получили **точку Б**, соответствующую режиму покоя.

Рассчитываем мощность в нагрузке

Проведем прямую через **А** и **Б**, она и будет оптимальной нагрузочной прямой.

В отличие от резистивного усилителя, здесь в режиме покоя к аноду лампы приложено практически полное напряжения питания, а при подаче сигнала — анодный потенциал будет колебаться относительно этого значения.

Наклон нагрузочной прямой соответствует сопротивлению нагрузки, приведенному к первичной цепи трансформатора, его нетрудно вычислить:

$$\frac{250-60}{97-57} = 4{,}75\ кОм.$$

Радиолюбитель: *Ого, вдесятеро меньше, чем по критерию согласования!*

Оптимальный коэффициент трансформации:

$$n = \sqrt{\frac{4750}{8}} = 24.$$

Амплитуды токов и напряжений для выходной мощности 1 *Вт*, пересчитанные через коэффициент трансформации:

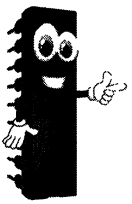
$$u_A = 96\ В, i_A = 20{,}8\ мА.$$

В принципе, лампа может отдать и большую мощность. Предельную амплитуду анодного напряжения можно оценить ак

$$E_A - U_{ОСТ} = 190\ В,$$

тока анода — как $i_{A\max} - I_A = 40$ *мА*. Это даст выходную мощность 3,8 *Вт*.

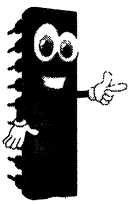
Допустимые значения напряжений и токов



ВНИМАНИЕ.

Проведенный расчет нельзя считать законченным: надо убедиться, что не превышены предельно допустимые значения для выбранной лампы.

Первое. Убеждаемся, что не превышена максимально допустимая мощность, рассеиваемая на аноде в режиме покоя. У нас $P_0 = E_A I_A = 250 \cdot 0{,}057 = 14{,}2$ *Вт*, что превышает допустимые 13,2 *Вт* для 6П6С. Значит, следует увеличить отрицательное смещение, немного снизив ток покоя (например, до 50 *мА*).



ПРИМЕЧАНИЕ.

Напомним, что в режиме пикового сигнала мощность, рассеиваемая на аноде, только уменьшится.

Второе. Убеждаемся, что не превышен максимально допустимый ток анода. У нас пиковый ток: $I_{A\max} = 97$ *мА*. В данных на 6П6С приведен максимальный ток эмиссии катода — 100 *мА*. Ток катода складывается из токов анода и второй сетки (7,5 *мА* по паспорту). Превышение? Но если мы снизим ток покоя, то, пожалуй, и тут будет норма.

Третье. Убеждаемся, что не превышено максимально допустимое напряжение на аноде. Для выходной мощности 1 *Вт* это $E_A + u_A = 250 + 96 = 346$ *В*, что меньше допустимого для лампы (350 *В*). На практике и превышение допустимого анодного напряжения в пике — не считают большой бедой, такое превышение имеет место во многих промышленных разработках.

Выходное сопротивление и демпфирование

В обычном усилительном каскаде выходное сопротивление с анода равно R_i, а с выхода вторичной обмотки трансформатора — R_i / n^2.

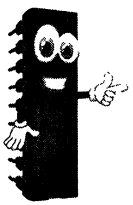
Однако не стоит забывать две вещи.

Первое. Внутреннее сопротивление лампы R_i не является постоянной величиной, ведь оно обратно пропорционально крутизне, а значит, зависит от тока. По анодным характеристикам это отлично видно.

Второе. Если в катоде включен резистор ООС (катодного смещения, не зашунтированный конденсатором), выходное сопротивление возрастет, как указывалось ранее.

Радиолюбитель: *А к чему следует стремиться для оконечного каскада низкочастотного усилителя?*

По теории, обеспечение постоянного звукового давления на всех частотах диапазона требует питания звуковой катушки неизменным током. Отсюда выходное сопротивление желательно иметь как можно выше. В таком режиме и работают обычно оконечные каскады на тетродах и пентодах.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Однако в современной аудиотехнике принято, чтобы, наоборот, выходное сопротивление на клеммах усилителя было значительно меньше сопротивления подключаемой нагрузки.

Радиолюбитель: *Почему?*

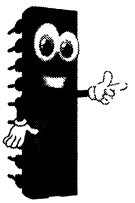
Это обеспечивает эффективное **электрическое демпфирование** подвижной системы громкоговорителей. К тому же современная многополосная акустика с разделительными фильтрами конструируется именно под такой режим питания.

Между прочим, сочетание усилителя с низким выходным сопротивлением и трансформатора имеет свои минусы. Этот вопрос нам еще предстоит обсуждать.

Параллельное включение ламп

Параллельное включение ламп используют, когда требуется увеличить выходную мощность каскада, реже — чтобы снизить выходное сопротивление. Расчеты здесь очень просты: выходная и потребляемая мощности увеличиваются соответственно числу запараллеленных ламп, но только при условии, что и сопротивление нагрузки будет уменьшено во столько же раз. На практике, при том же самом сопротив-

лении нагрузки, потребуется соответственно пересчитать коэффициент трансформации. Например, при запараллеливании двух ламп — число витков первичной обмотки снижается на 30 %.



ВНИМАНИЕ.

Между прочим, запараллеливание ламп (если оно имеет целью повысить мощность) не приведет к снижению выходного сопротивления усилителя. А если, наоборот, ставится цель снизить выходное сопротивление (трансформатор тогда не пересчитывается), то увеличения мощности не будет.

Нужен ли «антипаразитный» резистор?

Радиолюбитель: *Много раз встречал в современных схемах последовательный резистор в сетке. Называют — антипаразитный.*

Лампа с высокой крутизной и хорошими частотными свойствами, применяемая в УНЧ, изредка (при неудачном монтаже) может самовозбудиться на подходящих к панельке проводах, как на **двухпроводной линии**. Частота паразитной генерации будет составлять сотни мегагерц.

Включение последовательного «антипаразитного» резистора в сеточные цепи ламп не принесет вреда (впрочем, чаще всего, не принесет и пользы).

Катодный повторитель и реактивный ток

Радиолюбитель: *Почему не ставят оконечный каскад в конфигурацию катодного повторителя — ведь это должно обеспечить низкое выходное сопротивление и заодно малые искажения?*

Такая идея время от времени реанимируется. Странно, но реализация каждый раз разочаровывает. Почему — разобраться будет полезно. Хотя первая причина очевидна: требуется очень высокое напряжение

раскачки на сетке, амплитуда его должна приближаться к напряжению анодного питания выходного каскада. А иначе выходная мощность получится крайне низкой. Реально этого можно достичь, пожалуй, только если после предоконечного каскада поставить повышающий трансформатор.

Интереснее разобрать другую проблему повторителя с трансформатором на выходе: появление специфических искажений в нижней части диапазона усиливаемых частот. Помните работу эмиттерного повторителя на трансформатор? Здесь то же самое.

Первичную обмотку выходного трансформатора можно рассматривать как эквивалент параллельного соединения: трансформированного сопротивления нагрузки и индуктивности обмотки.

При уменьшении частоты — индуктивный ток (сдвинутый по фазе относительно тока через активную нагрузку) нарастает, и, наконец, нарушается условие режима *А* для результирующего тока: возникает отсечка. Здесь проявляется неспособность схемы с ООС, да и вообще схемы с низким выходным сопротивлением — плавно снизить усиление при уменьшении модуля полного сопротивления нагрузки (как это происходит в тетроде с анодной нагрузкой).

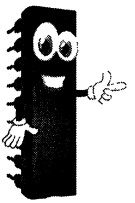
Радиолюбитель: *Помню: линейные схемы с отрицательными обратными связями на границах своих возможностей выходят из линейного режима.*

И здесь имеем хорошую иллюстрацию. Нам еще предстоит заняться этим детальнее. Кстати, будет развеяна ходячая иллюзия, что низкое выходное сопротивление оконечного повторителя позволяет якобы подключать к нему нагрузку с меньшим сопротивлением.

Зачем параллельный конденсатор?

Радиолюбитель: *В любой схеме старого радиоаппарата первичная обмотка выходного трансформатора звука зашунтирована конденсатором (в среднем 5000 пФ). В современных схемах аудиоусилителей такого конденсатора не встретишь... В чем тут дело?*

Звуковой трансформатор приемника, усилителя работает в очень широком диапазоне частот: как правило, до 100-кратного и даже выше. В этих условиях трудно не заполучить проблемы.

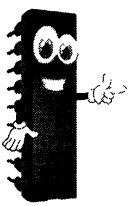


ПРИМЕЧАНИЕ.

У любого трансформатора имеется паразитная ***индуктивность рассеяния****, вызванная неидеальной связью обмоток по магнитному потоку. В дешевых трансформаторах она выше.*

Этот нежелательной фактор вызывает возрастание полного сопротивления первичной обмотки с ростом частоты. В оконечном каскаде на пентоде, тетроде это может повлечь его перегрузку (уход в ограничение) с неизбежными искажениями. Блокировочный конденсатор призван выровнять частотную зависимость сопротивления.

Дорогостоящие трансформаторы современных аппаратов класса Hi-Fi и Hi-End специально выполняются с очень низкой индуктивностью рассеяния.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Кстати, в триодных каскадах возрастание сопротивления анодной цепи не так опасно — оно просто вызовет спад частотной характеристики. Потому и нужды в таком конденсаторе нет.

А любители, собирающие дешевые и простые аппараты, не ставят блокировочный конденсатор по невежеству, бездумно ориентируясь на топовые конструкции.

14.3. Проблемы триодных оконечных каскадов

Проблема остаточного напряжения

Оконечные усилители на триодах стали особенно актуальными применительно к ламповому Hi-End.

Радиолюбитель: *Почему, кстати?*

В общем, с триодами можно получить меньшие искажения сигнала — за счет эффекта «динамической характеристики». К тому же невысокое внутреннее сопротивление триодов обеспечивает и низкое выходное сопротивление усилителя, что считается преимуществом.

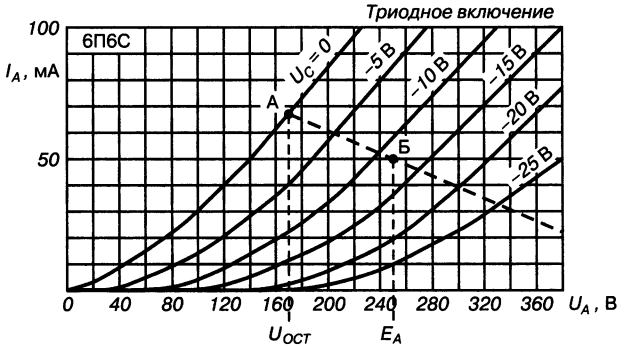


Рис. 14.13. *Построения на семействе характеристик триода*

Однако обращение к триодам возвращает проблему, о которой (с распространением тетродов и пентодов) на время подзабыли. Имеется в виду плохой КПД триодного усилителя, вызванный трудностью получения низкого остаточного напряжения на аноде.

Рис. 14.13 представляет характеристики лучевого тетрода 6П6С уже в триодном включении: экранная сетка соединена с анодом. Для уже известного режима (напряжение питания $E_A = 250$ *В* и ток $I_A = 50$ *мА*) построена нагрузочная характеристика, соответствующая сопротивлению 4,75 *кОм*.

Мы видим, что напряжение анода никак не может снизиться менее 170 *В*, значит, максимальная неискаженная амплитуда анодного напряжения будет всего 80 *В*, выходная мощность 0,67 *Вт*. Это значительно меньше, чем в тетродном включении.

Радиолюбитель: *Но как тогда быть с триодом?*

Проблема КПД триодного усилителя, в общем-то, не является неразрешимой. Имеется даже несколько путей борьбы с указанным недостатком.

Радиолюбитель: *Много способов, это наверняка означает — ни одного бесспорного.*

Вы, конечно, правы.

Первый способ, он же и самый простой: смириться с тем, что есть. В идеологии Hi-End энергетический КПД это еще не самое важное. Не хватает мощности — значит, выбрать более мощную лампу или соединить несколько ламп в параллель.

Впрочем, рассмотрим другие пути.

Работаем с токами сетки

Оценки возможностей триодных усилителей исходили из недопустимости подачи на управляющую сетку положительных напряжений, но это совсем не догма. Если мы приведем полное семейство анодных характеристик триода, с учетом и положительных U_C (**рис. 14.14**), то увидим, что они даже лучше, чем характеристики пентода, подходят для получения высоких выходных мощностей.

Ламповые усилители мощности с рекордно высоким КПД — это двухтактные триодные усилители класса B_2 (двойка означает работу **с сеточными токами**). Как раз для подобного применения выпускались мощные «правые» триоды, такие как 6Н7С: изначально 6N7 предназначался для автомобильных приемников. Их основная рабочая область соответствовала положительным напряжениям на сетке; как правило, они работали вообще без сеточного смещения. Возможен и режим A_2 (с «левыми» лампами).

Радиолюбитель: *Но заход в область UC > 0 означает фактически внесение нелинейного элемента (диода) во входную цепь?*

Что никак не способствует неискаженному усилению... Во всяком случае, нужен достаточно мощный драйвер с низким выходным сопротивлением.

Приходится внимательно прорабатывать связь оконечного каскада с драйвером. Емкостная связь не годится из-за эффекта сеточного автосмещения, помните? Нужна трансформаторная связь, но не стоит забывать об эффекте обратного автосмещения. Весьма эффективна непосредственная связь сетки с анодом предыдущего каскада.

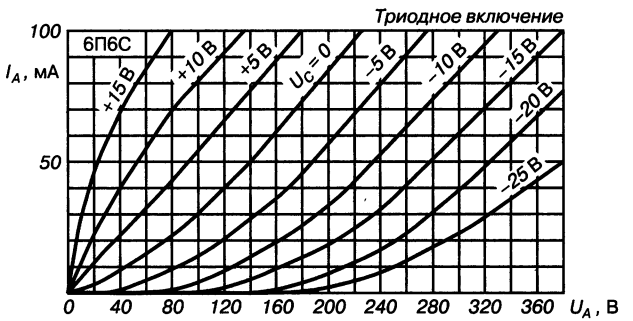


Рис. 14.14. *Семейство характеристик триода с учетом положительных напряжений на сетке*

Высокое анодное напряжение

Большого КПД, в принципе, можно достичь с триодами и другим путем: если работать при высоком анодном напряжении (пусть и небольшом токе). Подобное решение применяли в модуляторах мощных передатчиков.

Радиолюбитель: *Что оно дает?*

За счет работы с пологой нагрузочной прямой понижается остаточный потенциал анода. Да и сам остаточный потенциал не столь значим на фоне высоких уровней анодных напряжений.

Способ эффективен, но реально вряд ли применим. Во-первых, из-за практического отсутствия подходящих триодов. Во-вторых, по причине понятных сложностей при конструировании высоковольтной аппаратуры.

Триоды с редкой сеткой

Тем не менее, можно сохранить полезное зерно предыдущей идеи, если просто масштабно преобразовать задачу: при более привычных уровнях напряжений — сжать влево анодные характеристики ламп. Тогда мы приходим к особого рода триодам.

Этот класс триодов, за счет редкой навивки сетки, характеризуется очень низким показателем μ (от 2 до 5) и пропорционально низким внутренним сопротивлением, составляющим десятки-сотни ом. **Рис. 14.15** представляет характеристики одного из подобных триодов: 6С19П. При нагрузочной прямой, соответствующей 4,75 *кОм*, и питании анода 250 *В*, остаточное напряжение, как видим, рекордно низко: примерно 40 вольт.

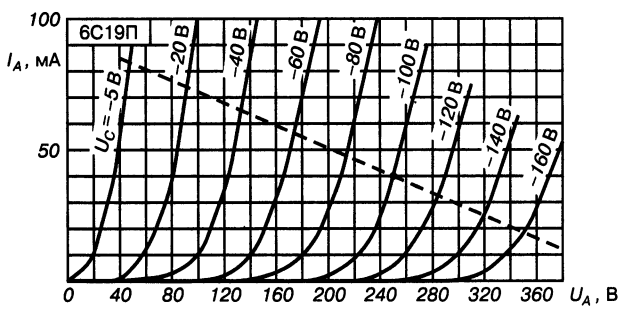


Рис. 14.15. *Семейство характеристик триода с редкой сеткой*

Помимо высокого КПД, здесь достигается очень низкое выходное сопротивление усилителя, вот еще один плюс. А работа на эквивалентную нагрузку, во много раз превышающую R_i, обеспечивает высокую линейность.

Радиолюбитель: *Но есть и недостатки, как я догадываюсь?*

Недостаток очевиден: малое μ требует подачи увеличенной амплитуды колебаний на сетку. По характеристикам видно, что для раскачки лампы 6С19П потребуется порядка 100 *В*. Значит, опять трудности с драйвером: он должен быть способен отдать неискаженные колебания очень большого уровня.

Триоды, о которых идет речь, изначально выпускались для **электронных стабилизаторов** (где существует та же самая проблема: пропустить большой ток при малом падении напряжения). Однако ряд типов ламп нашли свое настоящее признание именно в применении для аудиоусилителей: таковы отечественная 6С4С и получившая сейчас особую популярность зарубежная 300В.

Проблема реактивного тока

Да, снова она... Ведь триод, как мы неоднократно напоминали, обладает внутренней отрицательной обратной связью, а тем более — триод со сверхнизким μ. Значит, надо ждать сюрпризов.

Вспомним эффект подключения внешней нагрузки к триодному драйверу, когда перекос нагрузочной прямой приводил (при прежнем напряжении) к появлению ограничения полезного сигнала. Но ведь примерно то же самое будет в триодном трансформаторном каскаде — при понижении частоты передаваемого сигнала, когда реактивное сопротивление обмотки стремится к нулю. Глядя на **рис. 14.15**, представьте, что нагрузочная прямая начала поворачиваться вокруг рабочей точки, соответствующей режиму покоя, вставая дыбом... Результат вполне предсказуем.

Радиолюбитель: *И какой выход?*

Выходом может быть только фильтрация, снижающая в тракте уровень низкочастотных составляющих прежде, чем их начнет ограничивать триод совместно с трансформатором.

Триодные характеристики строим сами

Поскольку выбор мощных триодов невелик, нередко в качестве оконечной лампы применяют тетрод в триодном включении, соединяя экранную сетку с анодом.

Радиолюбитель: *Такое я многократно встречал. Однако характеристики лампы в данном применении найдешь не всегда.*

Тем не менее, выход есть! Триодные анодно-сеточные характеристики можно приблизительно построить по имеющимся тетродным. На **рис. 14.16** за основу взяты уже знакомые характеристики лампы 6П6С, приводимые в документации для $U_{C2} = 250$ *В*. Ясно как белый день, что их точки, соответствующие $U_A = U_{C2} = 250$ *В*, будут принадлежать одновременно как тетродным, так и триодным характеристикам. Отметьте эти точки.

Дальше все просто. Проведите первую прямую через точку, соответствующую $U_C = 0$, и начало координат (левая штриховая линия). Проведите параллельно ей линии через все отмеченные точки. Штриховые линии на **рис. 14.16** — это и есть приблизительные характеристики тетрода в триодном включении.

Чтобы в этом убедиться, там же наложены кривые для 6П6С в триодном включении, заимствованные уже из справочника. Конечно, они несколько отклоняются от построенных нами... Но несущественно: расчет каскада по построенным (штриховым) характеристикам не дал бы большой ошибки.

Разумеется, тот, кто знает примерный вид вообще триодных характеристик, мог сразу (на глаз) слегка изогнуть прямые, ошибка построения была бы меньше.

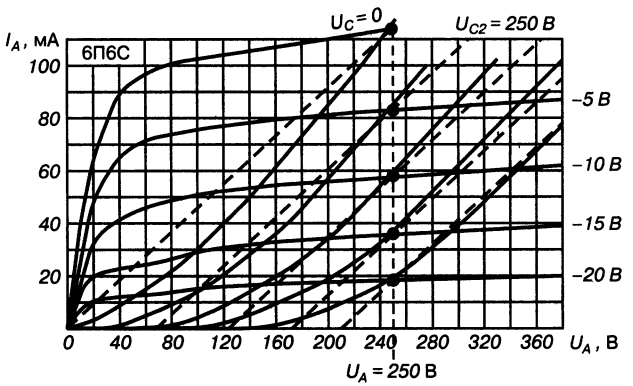


Рис. 14.16. *Построение характеристик в триодном режиме по тетродным характеристикам*

Радиолюбитель: *Я замечаю, что фактические кривые проходят явно выше наших точек. В чем-то мы ошиблись?*

Понятно, в чем: в триодном включении добавляется ток экранной сетки.

Прямой накал: элита или миф?

Радиолюбитель: *В среде создателей и/или ценителей триодных усилителей особо славятся лампы прямонакальные: дескать, они обладают какой-то несравненной линейностью характеристик. Чепуха?*

Определенный резон в этом есть.

По понятным причинам, мощные лампы прямого накала с М-образным катодом имеют плоскую конструкцию. Характеристики таких ламп наиболее близки к теоретическим.

Лампы косвенного накала, обычно имеющие эллиптическое сечение, можно рассматривать как параллельное соединение ряда ламп с различающимися характеристиками. Подобный случай нам отчасти уже знаком — похоже устроены лампы «варимю». Характеристики таких ламп аппроксимируются полиномом высокой степени, действительно, способствующим образованию высших гармоник в сигнале.

Впрочем, отдельные лампы косвенного накала (например, 6Ф6С), имеющие цилиндрические электроды, в этом отношении могут не уступать прямонакальным.

14.4. Двухтактное усиление на перекрестке мнений

Плюсы или минусы двухтактника

Двухтактные (их забавно называли раньше — пушпульные, от *push-pull*) оконечные усилители, плечи которых работают на общую нагрузку в противофазе, обладают рядом неоспоримых достоинств.

Первое. Они позволяют добиться более высокой выходной мощности (при определенных условиях — намного большей, чем удвоенная выходная мощность обычного каскада на той же лампе).

Второе. Обеспечивают (опять же при определенных условиях) значительно лучший КПД.

Третье. Компенсация постоянных составляющих токов в двух половинах первичной обмотки трансформатора ликвидирует нежелательное подмагничивание сердечника.

Четвертое. При балансе схемы компенсируются четные гармоники (и самая интенсивная — вторая), так что общий уровень нелинейных искажений существенно ниже.

Радиолюбитель: *Но любители радиоламп чаще конструируют сейчас, напротив, однотактные усилители...*

Дело в том, что сторонники модного течения в аудиотехнике, не придавая большого значения двум первым преимуществам, причисляют два последних скорее к недостаткам.

Так, постоянное подмагничивание имеет и свою положительную сторону: перемагничивание происходит по частной петле гистерезиса, что снижает искажения, вносимые железом трансформатора.

Подавление второй гармоники, как считают, нарушает привычное для уха соотношение обертонов, делая звук менее естественным.

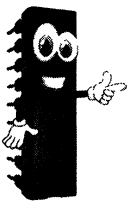
Возможен в двухтактных схемах и еще один особый вид искажений. Его мы коснемся ниже, говоря о фазоинверторах.

Режимы A, B и AB

Двухтактные схемы, как и однотактные, могут работать в режиме класса *A*. Только теперь каждое плечо работает на свою половину первичной обмотки, а переменные составляющие токов будут складываться в нагрузке. Базовые расчеты ничуть не отличаются от случая параллельного соединения ламп.

Возможно поставить двухтактный каскад в режим класса *B*. Именно здесь достигается существенное увеличение КПД: ток покоя устанавливается практически равным нулю, а каждое плечо ответственно за воспроизведение только одной полуволны колебаний.

Энергетические соотношения режима *B* будут уже другими. Общий постоянный ток, потребляемый от источника питания, теоретически равен 0,64 от анодного тока на пике гармонических колебаний. Таким образом, этот ток будет меняться вместе с изменением амплитуды сигнала.



ПРИМЕЧАНИЕ.

«Чистый» режим В вряд ли целесообразен, поскольку связан с нежелательным использованием участков малых токов. На практике устанавливают промежуточный режим АВ, когда имеется заметный ток покоя (хотя и меньший, чем требуется для режима А).

Фазоинверторы

Двухтактные схемы требуют симметричного возбуждения, то есть подачи на сетки выходных ламп равных, но противофазных сигналов. Возникает проблема **фазоинверторов** — схем, расщепляющих фазу колебаний.

Хорошим фазоинвертором является междуламповый трансформатор с вторичной обмоткой, состоящей из двух частей (**рис. 14.17**). Это практически единственный приемлемый вариант, если предусматривается заход в область положительных напряжений на сетках. Еще одно достоинство — возможность (при необходимости) повысить напряжение раскачки.

Однако здесь могут возникнуть проблемы с частотной характеристикой передачи.

Неплохим фазоинвертором служит каскад с разделенной нагрузкой (**рис. 14.18**).

Радиолюбитель: *Упоминают его недостаток — разное выходное сопротивление с анода и катода (ведь второй выход является выходом катодного повторителя).*

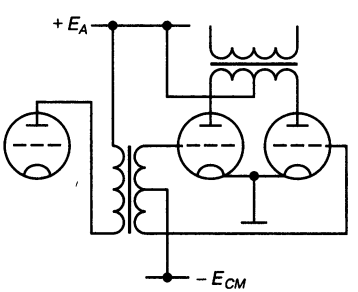


Рис. 14.17. *Фазоинвертор с симметрирующим трансформатором*

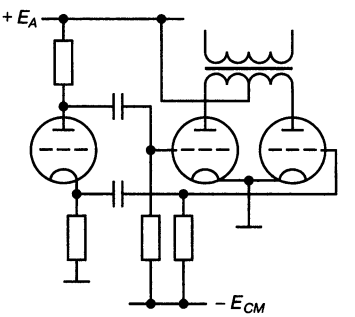


Рис. 14.18. *Фазоинвертор с «разделенной нагрузкой»*

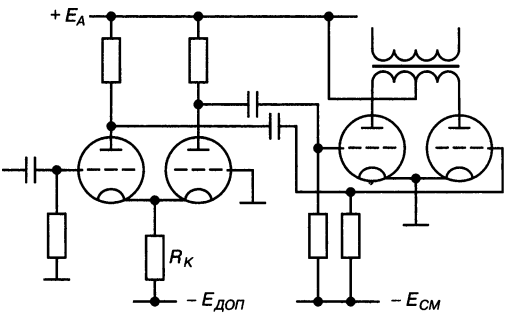


Рис. 14.19. *Фазоинвертор — балансный усилитель*

Приятная неожиданность: если к этим цепям подключены равные нагрузки, то симметрия сохраняется!

Действительная проблема тут в трудности получения больших амплитуд: с каждого из выходов удастся снять вдвое меньший сигнал, чем в обычном каскаде. Возможно, потребуется увеличение напряжения анодного питания, либо введение дополнительного «минусового» источника для подпитки катодной цепи.

Хорошую симметрию по выходам обеспечивает известная балансная схема (**рис. 14.19**). Симметрия тем лучше, чем выше подавление синфазного сигнала (чем выше сопротивление R_K по сравнению с $1/S$).

Существуют фазоинверсные схемы, где сигнал возбуждения одного из плеч оконечного каскада проходит через лишний каскад усиления.

Радиолюбитель: *Подобные я встречал в литературе. Это плохо?*

Да: неодинаковая фазовая характеристика трактов влияет на воспроизведение высших частот диапазона: нарушается симметрия плеч, в результате звук на верхних частотах «рассыпается». Схемы мы здесь не приводим — ни к чему.

Сюрприз: самоинвертирующие каскады

Рассмотрение схемы **рис. 14.19** наталкивает на мысль, что сам балансный каскад может служить и выходным, соответственно, не требуя фазоинвертора, и это действительно так — принципиально.

Радиолюбитель: *Почему же такие решения непопулярны?*

Смотрите: симметрия каскада на **рис. 14.20** обеспечивается тем лучше, чем выше R_K : постоянное падение напряжения на этом рези-

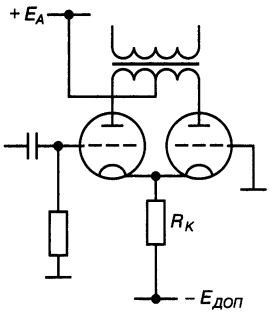


Рис. 14.20. *Самоинвертирующий усилитель мощности*

сторе должно быть во много раз больше, чем рабочая амплитуда входного сигнала ламп. Значит, на практике потребуется большой запас по напряжению, и значительная часть мощности будет впустую нагревать катодный резистор.

Приемлемо ли это — судить самому радиолюбителю.

14.5. Транзисторный звук в ламповых схемах

Чудеса отменяются

Ниже мы коротко разберем особенности усилителей, охваченных **общей отрицательной обратной связью** (в отличие от местной ООС, которой касались ранее). Коротко, потому что детально вопрос уже рассматривался применительно к схемам на транзисторах.

Общепринято мнение, что отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания линейных схем, снижает нелинейные искажения и уменьшает выходное сопротивление усилителя. В общем, так оно и есть. Порой кажется, что это достигается каким-то чудом, вопреки законам природы. Тем больше изумление, когда результат творчества разочаровывает: усилитель звучит совсем не так, как ожидалось.

Но выводы, базирующиеся на линейных моделях, нельзя слепо распространять на устройства, работающие с большими сигналами. Чудес в решете не будет! И здесь мы хотим разобраться — почему.

Сильная и слабая ООС

Уже в 50-е годы во многих радиоприемниках можно было увидеть цепи обратной связи, охватывающие аудиоусилители в целом. **Рис. 14.21** представляет фрагмент подобной схемы.

Здесь катод триода играет роль второго (как мы называли, **инвертирующего**) входа «дифференциального усилителя», и на него подается часть выходного напряжения. Важно, что напряжение сетка-катод теперь не является входным.

Радиолюбитель: *Тогда что же оно?*

Оно — так называемый сигнал ошибки.

Глубина общей ООС зависит от соотношения рабочих уровней: «сигнала ошибки» и собственно входного напряжения. Или, по-другому, от соотношения усиления: при разомкнутой и замкнутой цепи ООС.

Если напряжение, возвращаемое по цепи ООС, имеет тот же порядок величины, что и напряжение сетка-катод первого каскада, то мы имеем дело со слабой обратной связью, которая способна лишь несколько скорректировать параметры усилителя (амплитудную и амплитудно-частотную характеристику, выходное сопротивление).

Если напряжение ООС существенно меньше напряжения сетка-катод, то перед нами напрасное усложнение схемы, обратная связь практически не действует.

При сильной обратной связи сигнал ошибки существенно меньше входного сигнала. Именно здесь, в принципе, достигается полноценный эффект ООС. В частности, усиление по напряжению с входа на вторичную обмотку приблизительно обратно коэффициенту деления в цепи обратной связи. Например, в схеме **рис. 14.21**:

$$K_U = \frac{R_{14} + R_{10}}{R_{10}}.$$

Именно здесь наиболее вероятно возникновение нежелательных явлений, упомянутых в заглавии.

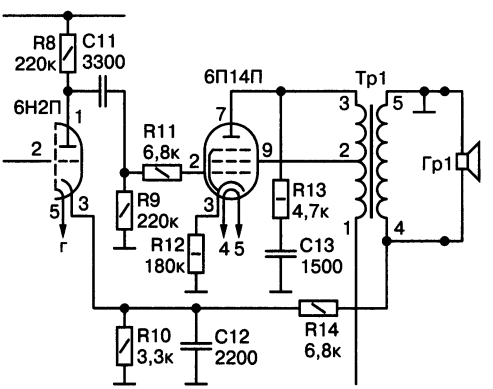


Рис. 14.21. *Общая обратная связь в УНЧ с выхода на вход*

В самом деле: любые ограничения (амплитудные, частотные) в тракте передачи поначалу компенсируются цепью ООС. Неизбежно такая компенсация упрется в амплитудное ограничение в предыдущем звене, происходит разрыв контура обратной связи. Возникает перегрузка с выходом сигналов за пределы входных апертур усилительных каскадов. Это и создает эффект «транзисторного» звука.

Радиолюбитель: *Боюсь, что это трудно сразу понять...*

Не беда, ниже мы рассмотрим происходящее на примерах.

Откуда берется мягкое и жесткое ограничение

На **рис. 14.22** слева показаны осциллограммы колебаний в оконечном каскаде усилителя без обратной связи. Относительно правильное колебание $u_C(t)$, поданное с драйвера на сетку, несколько искажено оконечным каскадом. При увеличении амплитуды возбуждения — искажения $u_A(t)$ будут нарастать: лампы мягко ограничивают колебание, создавая приплюснутую вершину синусоиды. Это — «ламповый» звук.

Ради простоты ограничение принято симметричным.

Если усилитель охвачен сильной ООС, то картина кардинально иная (средняя осциллограмма). Цепь ООС стремится поддержать неискаженную форму колебания на выходе.

Радиолюбитель: *Но каким, собственно, образом это достигается?*

Хороший вопрос. Ответ: за счет формы колебаний на выходе драйвера. Мягкое ограничение в выходном каскаде до поры компенсируется **обратным предыскажением** на его входе.

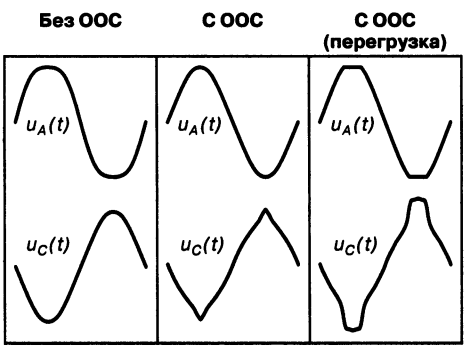


Рис. 14.22. *Колебания на входе и выходе оконечного каскада (слева направо): в усилителе без ООС; в усилителе с ООС; с ООС при перегрузке*

При возрастании амплитуды (справа) резервы компенсации исчерпываются. Верхушки $u_C(t)$ резко вытягиваются, упираясь в ограничение (но уже в драйвере!). Оно будет жестким, а не мягким, колебания на выходе усилителя окажутся грубо обрезанными — типичный эффект транзисторного усилителя.

Радиолюбитель: *Удивительно!*

Приготовьтесь: это еще не все!

Необычная проблема частотных границ

Особенность лампового усилителя состоит в том, что в его оконечном каскаде имеется звено частотного ограничения (трансформатор), определяющее верхнюю и нижнюю границы полосы пропускания.

При переходе в область спада амплитудно-частотной характеристики — цепь ООС пытается все же поддержать заданное усиление. Это происходит путем автоматического увеличения напряжения раскачки с выхода драйвера (а также доворота фазы для компенсации фазовых искажений). Разумеется, драйвер снова очень быстро упрется в амплитудное ограничение, и выходное колебание сделается резко несинусоидальным.

Явление, отлично знакомое по плохим транзисторным усилителям.

Радиолюбитель: *Помню: выход частоты сигнала за некоторые границы вызывает не мягкое снижение амплитуды, а появление грубых искажений.*

Верно. И пора уже напомнить (о чем до времени умалчивали), что и сопротивление нагрузки (акустической системы) совсем не является активным и омическим. Выводы очевидны.

Вдобавок — перегрузки каскадов сильным сигналом ошибки (при размыкании ООС) вызовут эффект сеточного автосмещения, который на время запрет лампы. Качества звука это также не добавит.

И еще одно. Реальный аудиосигнал вовсе не синусоидален. Широкий спектр, крутые фронты сигнала приведут к тому, что искушенному слушателю специфические призвуки будут просто бить по ушам.

Радиолюбитель: *Как со всем этим быть?*

Самый простой путь: не использовать ООС (кроме, быть может, местной).

Радиолюбитель: *Ну, это не выход...*

В таком случае, следует иметь в виду очевидный принцип: все ограничения (амплитудные, частотные) должны действовать до усилителя с ООС, т. е. раньше, чем скажутся внутри петли.

Амплитудное ограничение вообще-то есть, натурально, в каждом источнике сигнала, просто не надо допускать перегрузки. А вот установить **частотоограничивающий фильтр** (как сверху, так и снизу) на входе такого усилителя будет крайне полезно.

Легенды и мифы выходного сопротивления

Как «всем известно», ООС служит мощным средством понизить выходное сопротивление усилителя; в принципе — до любой желаемой величины.

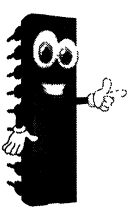
Радиолюбитель: *Разве это не так?*

Несомненный этот факт подталкивает к удивительным недоразумениям. Не учитывают, что речь идет о динамическом (малосигнальном) сопротивлении, и никаком ином. Даже самая сильная обратная связь не может помочь каскаду отдать в нагрузку больший ток, чем тот, на который он рассчитан.

Радиолюбитель: *Но допустим, выходное сопротивление (каскада, усилителя в целом) уменьшилось. Что это конкретно значит?*

Что выходное напряжение меньше будет зависеть от нелинейности вольтамперной характеристики нагрузки, а также от изменения полного сопротивления нагрузки на различных частотах.

И больше ничего! К тому же — то и другое только до поры, пока, например, возрастающий реактивный ток не вгоняет оконечный каскад в ограничение. При этом неизбежно наступает все то, что мы разобрали выше.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Беда незадачливых радиолюбителей: они ожидают «чудес в решете». Уменьшенное за счет ООС выходное сопротивление они полагают за возможность подключить низкоомную нагрузку и ожидать большего нагрузочного тока! А поскольку такое никак невозможно физически, то выносится вердикт о том, что глубокая ООС неизбежно связана с плохим звуком...

ПОГОВОРИМ о РАДИОПРИЕМНИКАХ

*Этот **ШАГ** представляет собой курс радиоприемных устройств, сжатый до нескольких страниц. Адресован по большей части коллекционерам старых радиоприемников, ценителям их истории. Возможно, этот материал поможет лучше понимать предмет своего интереса. Хотя вообще-то сведения по устройству и проектированию радиоприемников могут быть полезны многим.*

15.1. Избирательные системы

Необходимое объяснение

Радиолюбитель: *По-видимому, данная тематика не имеет прямого отношения именно к ламповой аппаратуре?*

И однако наличие такого материала показалось уместным: ведь для большинства ценителей старой техники ламповый аппарат — это, прежде всего, радиоприемник, и желательно понимать, чем руководствовались разработчики при его создании. Кстати, и телевизор является ведь также радиоприемником...

В нашей стране в прошлом веке отношение к радио было особым. Радио увлекло народ, подтолкнуло к творчеству, вообще как-то ухватило всех за живое. На русских просторах и дистанциях оно обозначило приход эпохи удивительных контактов меж людьми, единения (пусть нынче скажут — иллюзорного). И еще эпохи общедоступности культуры, информации.

Народ, затерянный в островах деревень и городков на бесконечных наших заснеженных равнинах, вдруг обрел информацию, вкус к ней. Люди, услыхавшие впервые радионовости из Москвы, приходили слушать и назавтра — без этого им, оказывается, не о чем беседовать в своих избах! А ведь еще вчера как-то обходились.

Страна соединилась. Большие города пришли в «медвежьи углы». Люди начали говорить иначе, по-городскому: под стандарты произношения столичных дикторов.

Прогресс неумолим: происходит переход к цифровому радиовещанию, процветает УКВ ЧМ, в диапазонах ДВ, СВ и КВ пусто. Замолчат ли традиционные приемники навсегда? Жизнь покажет.

Впрочем, я опять увлекся. Как и ранее, во главу угла ставятся здесь сведения, мало разъясненные в имеющейся литературе.

Синхронный прием — решение для профи

Начнем с того, что профессиональный прием сигналов с амплитудной модуляцией — это **синхронный прием**, либо квазисинхронный — в квадратурных каналах. Такая обработка эквивалентна простому частотному сдвигу канала приема к нулевой частоте, а селекция канала осуществляется с помощью низкочастотных фильтров.

Радиолюбитель: *Кажется, сейчас подобные принципы (в цифровом виде) используют и любители?*

Да, так называемая технология SDR. В любом случае, это весьма изощренная техника, которая несовместима с ламповой электронной базой. В старой аппаратуре мы всегда наблюдаем другой принцип: селекцию и усиление сигнала на радиочастотах с тем, чтобы подавать сигналы уже высокого уровня на относительно простые демодуляторы.

Хотя нечто близкое к первой идее мы также встречаем в ламповых устройствах — в виде **телеграфного гетеродина**, предназначенного для приема сигналов телеграфии незатухающими колебаниями, или телефонных передач на одной боковой полосе (SSB).

Кстати хочу напомнить, что попытки применения синхронного приема в бытовых аппаратах делались еще на заре радио (так наз. **синхродины**).

Супергетеродинный прием или прямое усиление

Дешевые аппараты прямого усиления были в свое время вытеснены приемниками **супергетеродинной системы**, главное достоинство которой — стабильная на всех частотах приема характеристика основной селекции. Это преимущество перевесило многочисленные недостатки супергетеродинов, укажем пока лишь на один из них.

Как нынешние аудиофилы, так и слушатели прошлых лет — справедливо отмечают какую-то особую «кристальность» звучания приемника прямого усиления, недостижимую в суперах.

Радиолюбитель: *Я читал, что это связано с его более широкой полосой пропускания.*

И однако странно, что расширение полосы супергетеродина ни к чему похожему не приводит.

Знайте, что действительная причина состоит в более простых избирательных системах простого приемника. Многоконтурные фильтры супергетеродина обладают крутой и нелинейной фазочастотной характеристикой. Ее неизбежная асимметрия относительно частоты настройки приводит к неодинаковому фазовому сдвигу парных боковых составляющих в спектре АМ сигнала относительно несущей.

Радиолюбитель: *Но в книгах пишут, что ухо нечувствительно к фазовым искажениям.*

Возможно. Однако тут мы имеем дело с фазовыми сдвигами не в аудиосигнале, а в спектре модулированного сигнала. Асимметрия боковых составляющих неизбежно вызывает нелинейные искажения на выходе детектора огибающей, отсюда и характерный «суперный» звук.

К этой теме нам еще предстоит вернуться. А избирательные системы приемников вообще заслуживают того, чтобы разобраться в них подробнее.

Колебательный контур — знакомый незнакомец

За избирательность приемных устройств, в отношении как «соседнего канала», так и каналов паразитного приема, отвечают селективные цепи, образованные **колебательными контурами** (либо их аналогами, кварцевыми резонаторами, к примеру). Между прочим, перед нами две совершенно различные задачи.

Первое. С точки зрения формирования характеристики основной селекции — важно понять поведение колебательного контура при небольших частотных расстройках относительно резонанса.

Второе. В аспекте подавления паразитных каналов приема нас интересуют, напротив, свойства контура при расстройках, далеко выходящих за полосу пропускания.

Посему стоит потратить время, чтобы проанализировать эту простейшую цепь — колебательный контур, причем в двух указанных аспектах.

Радиолюбитель: *Разве он и без того не знаком?*

Это только так кажется.

Аналитическая зависимость модуля полного сопротивления параллельного контура, состоящего из L и C, от частоты выглядит не такой уж сложной:

$$|Z| = \frac{R_P}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}}$$

(f_0 — частота резонанса: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$).

Достаточно умножить $|Z|$ на крутизну пентода, и мы получим, например, выражение для частотной зависимости коэффициента усиления каскада, нагруженного на контур.

В формуле: R_P — сопротивление контура при резонансе, равное $R_P = Q\rho$, а ρ — это характеристическое сопротивление контура:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C},$$

Q — добротность контура.

На **рис. 15.1** построены характеристики , которые можно считать **амплитудно-частотными характеристиками** (АЧХ) одиночного контура. Лучше, как говорят, один раз увидеть!

Полоса пропускания

При небольших расстройках относительно резонанса АЧХ контура упрощенно выразится так:

$$|Z| \approx \frac{R_P}{\sqrt{1+\left(\frac{2Q\Delta f}{f_0}\right)^2}}.$$

Здесь Δf — расстройка относительно центральной частоты f_0.

Спад, равный $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$, соответствует расстройке относительно резонанса, равной $f_0 / 2Q$, а полная **полоса пропускания** в обе стороны: $\Pi = f_0 / Q$.

Спад за полосой пропускания (в известных пределах, о которых упомянем дальше) можно очень легко оценивать исходя из того, что он пропорционален расстройке, за единицу отсчета принимая границу полосы. Пусть, например, полоса пропускания контура: $\Pi = 8$ *кГц* (т. е. расстройка, соответствующая границе полосы — 4 *кГц* от середины). Тогда ослабление при расстройке, скажем, на 12 *кГц* будет равно 3, на 28 *кГц* — 7 и т. д.

Подавление внеполосных сигналов

Радиолюбитель: *Это мне только кажется по* ***рис. 15.1****, что при больших расстройках ход характеристик уже не зависит от добротности контура?*

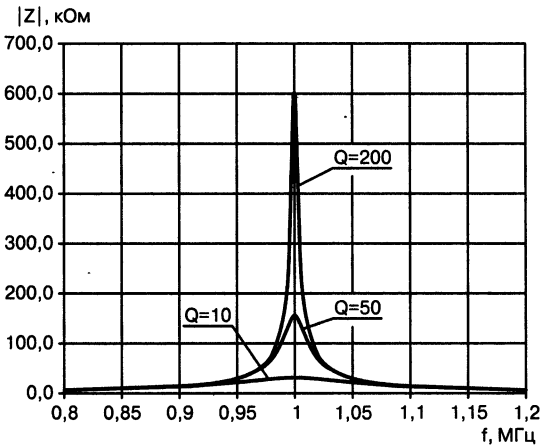


Рис. 15.1. *Амплитудно-частотные характеристики колебательного контура*

Так оно и есть — при относительной расстройке начиная с 10 % и больше. В указанных точках подавление сигнала (относительно центральной частоты) составляет $Q/5$. Любопытно, что более избирательный контур никак не улучшит абсолютное подавление далеко отстоящих от резонанса сигналов, а только относительное!

Для расстроек, превышающих эту границу, характеристика контура приближенно выразится так:

$$|Z| \approx \frac{2\pi f_0 L}{\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0}}$$ для отстройки «вниз», то есть $f < f_0$,

$$|Z| \approx \frac{1}{2\pi f_0 C\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)}$$ для отстройки «вверх», то есть $f > f_0$.

Радиолюбитель: *И все-таки: увеличение отстройки относительно резонанса увеличивает ослабление?*

Да, однако следует иметь в виду, что чем дальше, тем в меньшей степени это ослабление растет.

Например, для контура с добротностью 200 — первые 10 процентов отстройки дадут подавление нежелательного сигнала, равное 40 (то есть 32 *дБ*). Но следующие 10 % добавят лишь 5 *дБ*, а следующие 10 — всего 3...

Связанные контуры

Пора вспомнить, что желательную АЧХ для приемного тракта мы представляем себе равномерной в полосе пропускания и быстро спадающей за ее пределами.

Радиолюбитель: *Я бы сказал, что мы представляем ее «прямоугольной».*

Но АЧХ одиночного контура (**рис. 15.1**) очень далека от такого идеала: она слишком «острая» посередине и чересчур вяло спадает при расстройке.

Радиолюбитель, собравший свой первый приемник с одним контуром, после короткого периода эйфории (ура, работает!) бывает разочарован. Трудно отселектировать передачу слабой станции, если она соседствует с мощной.

Радиолюбитель: *Тем не менее, простые одноконтурные аппараты выпускались ведь и промышленно?*

Верно, достаточно вспомнить массовые германские «народные приемники» (Volksempfänger). Впрочем, они и были нацелены на прием только местных станций. К каждому немецкому радиоаппарату при покупке придавалась картонка с текстом: «Прием иностранного передатчика — это преступление против национальной безопасности наших народов. По приказу вождя оно карается суровым тюремным заключением».

Есть и еще один секрет примитивных приемников, мы отложим его на десерт.

Но в более совершенных аппаратах приходится переходить к многоконтурным трактам. Такие тракты могут быть построены по одному из двух принципов: как цепочки **одиночных контуров** (настроенных на единую частоту, но иногда — и взаимно расстроенных), или как **системы связанных контуров**.

Под одиночными контурами понимают либо контуры, взаимно полностью изолированные лампами, либо контуры с очень слабой связью между собой.

Радиолюбитель: *В каком смысле «слабой»?*

Значит: передача сигнала есть, но нет энергетического влияния контуров друг на друга.

В приемниках диапазонов ДВ, СВ, КВ мы обычно находим связанные контуры. В бытовой аппаратуре чаще всего встречаются пары свя-

занных контуров, в специальной — многоконтурные **фильтры сосредоточенной селекции** (ФСС). Такие сложные избирательные системы, использующие высокодобротные резонаторы, обеспечивают относительно плоскую вершину АЧХ в области пропускания, и в то же время крутой спад на ее «хвостах». Это достигается ценой ухудшения фазовой характеристики, что неизбежно сказывается на звучании.

Радиолюбитель: *Ну, для специальных связных приемников, я уверен, вопрос качества звучания не первостепенный.*

А для приема однополосной модуляции (SSB) фазовые искажения уж точно не важны.

Следует иметь в виду, что подавление сигналов, значительно выходящих за полосу приема, зависит только от общего числа контуров.

Гауссов тракт — что это?

Займемся теперь трактом с одиночными контурами. Приведенная выше, хорошо известная, формула для полосы пропускания будет неверна, если мы имеем цепочку резонансных каскадов. Например, уже пара контуров при отстройке от центральной частоты, равной $f_0 / 2Q$, даст общий спад не 0,707, а 0,707×0,707 = 0,5. Полоса пропускания сузится (**кривая 2** на **рис. 15.2**) по сравнению с одним контуром (**кривая 1**). Но путем снижения добротности ее можно привести к прежнему значению (**кривая 3**).

Если наращивать подобным образом число несвязанных контуров (соответственно регулируя их добротность), то результирующая харак-

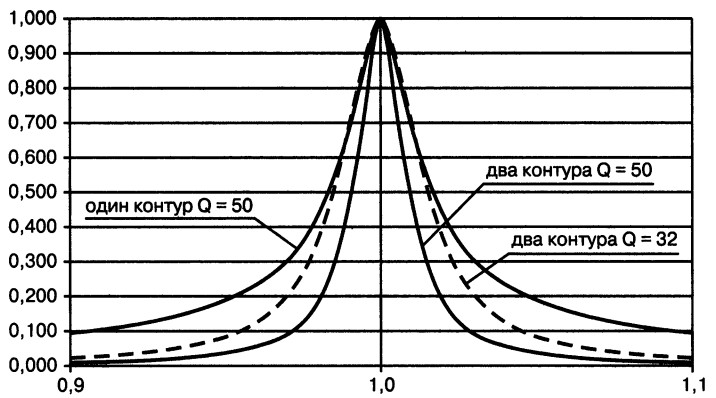


Рис. 15.2. *Амплитудно-частотные характеристики многоконтурных трактов*

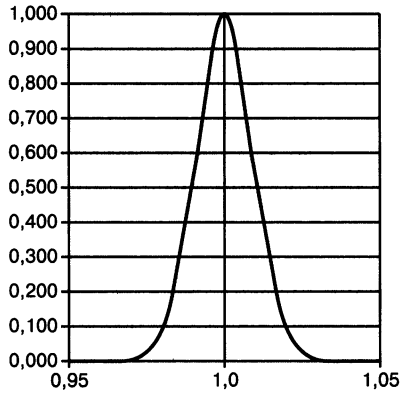


Рис. 15.3. *Амплитудно-частотная характеристика многоконтурного тракта — кривая Гаусса*

теристика приближается к **кривой Гаусса**, которая представлена на **рис. 15.3**.

Радиолюбитель: *Она тоже не слишком-то похожа на предполагаемую идеальную АЧХ.*

Однако имеет немалое достоинство: ей соответствует **линейная фазочастотная характеристика**. Там, где крайне важно сохранить форму огибающей после демодуляции (в радиолокаторах, в трактах изображения телевизоров), применяют для основной селекции именно цепочку каскадов с одиночными контурами — дабы получить гауссову АЧХ. Для вещательных приемников АМ здесь можно увидеть путь достижения превосходного звучания.

15.2. Прием нормальный и паразитный

Какие бывают каналы паразитного приема

Наличие паразитных каналов — существенный недостаток супергетеродина. К таким каналам можно отнести следующие:

- «зеркальный»;
- канал приема на первой промежуточной частоте (ПЧ);
- каналы приема, обусловленные гармониками гетеродина.

Каналы паразитного приема реально повредят, собственно, только тогда, когда на них будут работать какие-то станции. От них следует отличать системно обусловленные «пораженные точки».

Помимо этого, возможны явления «забития» сильным сигналом, вызванные нелинейностями трактов, и могущие проявиться в приемнике прямого усиления ничуть не меньше, чем в супере.

Зеркальный канал и борьба с ним

Это канал приема на частоте, отличающейся от частоты основной настройки на удвоенную промежуточную $2f_{ПР}$. Вообще-то для принятой частоты гетеродина $f_Г$ существуют два равноправных канала приема:

$$f_С = f_Г + f_{ПР} \text{ и } f_С = f_Г - f_{ПР}.$$

Задача в том, чтобы подавить один из них (он-то и будет зеркальным, а другой основным). Чаще основным является «нижний», второй канал. То есть, частота гетеродина устанавливается выше частоты желательного приема (пример в цифрах на **рис. 15.4**).

Радиолюбитель: *Почему именно так?*

Для широкодиапазонных приемников обратный выбор ($f_Г < f_С$) влечет множество проблем. Так, может оказаться, что частота гетеродина вообще должна быть меньшей нуля! Или она может сделаться равной промежуточной, что абсолютно недопустимо. Кроме того, осложняется подавление приема на гармониках гетеродина.

Впрочем, для приема в узких поддиапазонах приемлема и ситуация «гетеродин ниже».

Как известно, для подавления приема по зеркальному каналу применяют **преселекторы**, в массовых приемниках это одиночный контур, настраиваемый на частоту основного канала. Мы знаем, что затухание, которое может дать один контур, весьма ограничено, достичь здесь показателей, лучших, чем 30—40 *дБ*, проблематично. По понятной причине, чем выше частота приема, тем хуже подавление зеркального канала.

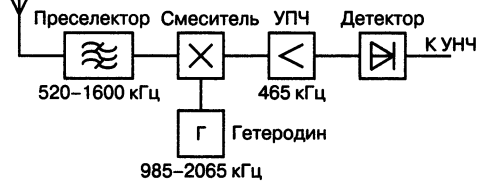


Рис. 15.4. *Пример структуры супергетеродина со стандартной ПЧ*

Радиолюбитель: *Прослушиваешь короткие волны — мешает свист, меняющий тон при перестройке. В чем его причина?*

Такой свист и вызван интерференцией между станциями, принимаемыми по основному и зеркальному каналам. Ведь при перестройке гетеродина — сигналы в тракте УПЧ от станций этих каналов меняются по частоте встречно.

Увеличивать ПЧ или добавлять контур?

Радиолюбитель: *Считается, что повышение промежуточной частоты — путь улучшения селекции основного канала относительно зеркального.*

Кажется, что так, ведь при этом увеличивается отстройка зеркального канала от полосы пропускания преселектора. Но мы уже знаем, что (для структуры с одноконтурным преселектором) отстройка свыше 10 % не даст особо большого эффекта. Она имеет смысл, если к соответствующему показателю нужно добавить разве что несколько децибел; но никак не увеличит подавление на порядок.

Иначе говоря, если уже выполняется: $2f_{ПР} > 0{,}1f_C$, то рассчитывать на кардинальное улучшение избирательности по зеркальному каналу путем повышения $f_{ПР}$ не приходится. Пусть промежуточная частота равна 465 *кГц*, $2f_{ПР} \approx 900$ *кГц*. Тогда на частотах приема до 9 *МГц* попытка увеличить подавление зеркального канала повышением значения $f_{ПР}$ мало что даст. Гораздо эффективнее будет второй, настраиваемый на частоту основного канала, контур.

Проверим его эффективность прикидочным расчетом. Допустим, что контур преселектора имеет добротность 100. На частоте приема 9 *МГц* полоса пропускания — 90 *кГц*, граница полосы 45 *кГц* от центра.

Удвоенная ПЧ (900 *кГц*) в 20 раз больше этого значения. Значит, подавление зеркального канала, обеспечиваемое одноконтурным преселектором, равно 20 (т. е. 23 *дБ*). Конечно, это очень мало.

Добавление второго контура на частоту сигнала увеличит селективность по зеркальному каналу до 23×2 = 46 *дБ*. Уже неплохо для бытового приемника, но недостаточно для профессионального, где потребуется еще один контур (69 *дБ*).

Радиолюбитель: *Но существуют же случаи, когда повышение промежуточной частоты неизбежно?*

Мы можем принять за критерий такую ситуацию, когда добавление очередного контура на частоту сигнала не улучшает подавление по зеркальному каналу даже на порядок (в 10 раз). Как ясно из предыдущего, ослабление в 10 раз соответствует расстройке относительно резонанса на величину 5П. Значит, если $2f_{ПР} < 5П$, увеличение числа настраиваемых контуров при данном значении $f_{ПР}$ неэффективно. Промежуточную частоту следует увеличивать.

Рассмотрим снова ситуацию $f_{ПР} = 465$ *кГц*, $2f_{ПР} \approx 900$ *кГц*. Тогда, если полоса пропускания входного контура равна $900/5 = 180$ *кГц* или больше, то повышение ПЧ будет единственным способом обеспечить селективность по зеркальному каналу.

Пусть ожидаемая добротность входного контура снова равна 100. Значение полосы пропускания 180 *кГц* будет на частоте 18 *МГц*. Начиная с этой границы, столь низкая промежуточная частота уже неприемлема.

При подборе значения ПЧ применительно к широкодиапазонным приемникам — не избежать ситуации, когда сама эта частота оказывается внутри рабочего диапазона (а это недопустимо). Чтобы с ней разойтись, разработчики использовали варианты с переключаемой ПЧ — разной для разных поддиапазонов. Впрочем, существует более радикальный путь, который сейчас и будет рассмотрен.

Приемники с задиапазонной ПЧ

Применение промежуточной частоты, выходящей за верхнюю границу диапазона принимаемых частот, стало довольно обычным делом в современной технике широкодиапазонного радиоприема (см. пример на **рис. 15.5**). Здесь зеркальный и все другие побочные каналы приема сдвигаются далеко в высокочастотную область. Для их подавления достаточно применить в качестве преселектора несложный **фильтр нижних частот.**

Неперестраиваемый преселектор обеспечивает простоту реализации, удобство **электронной (цифровой) перестройки** приемника.

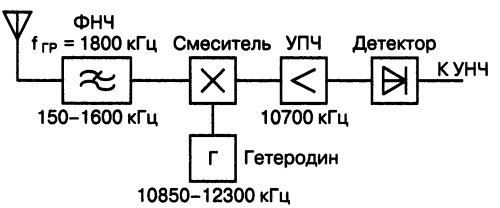


Рис. 15.5. *Пример структуры супергетеродина с задиапазонной ПЧ*

А применение в нем многозвенной фильтрации эффективно подавляет нежелательные каналы приема.

Радиолюбитель: *Мне кажется, для ламповой техники подобные принципы вовсе не были характерны?*

Да, это так. Основная селекция и усиление должны быть здесь на весьма высокой частоте, что в то время связывалось с большими проблемами.

Помеха с промежуточной частотой

Физическая причина возникновения канала приема на частоте, равной промежуточной, состоит в том, что смеситель приемника отнюдь не является идеальным **четырехквадрантным перемножителем** (помните?). Отсюда — на его выходе будут присутствовать не только составляющие с суммарной и разностной частотой, но и составляющие входных колебаний: входной сигнал и сигнал гетеродина. Между прочим, о втором нередко забывают, а ведь мощные колебания гетеродина легко перегружают усилитель ПЧ.

Но нас сейчас интересует первый из сюжетов: а именно, проникновение в тракт ПЧ сигнала на частоте, равной промежуточной.

Радиолюбитель: *Разве такой сигнал не будет подавлен преселектором?*

В какой-то мере будет. Но обычно мы встречаем в реальных схемах добавочный заградительный фильтр на подобную помеху.

Радиолюбитель: *Но почему? Все так серьезно?*

Первое. Эта помеха опаснее. Если мешающий сигнал проникает в тракт по зеркальному каналу, то пораженной оказывается только одна конкретная точка шкалы. В то время как помеха на ПЧ давит разом все, независимо от настройки.

Второе. Эта помеха вероятнее. Источником помехи с промежуточной частотой мог быть попросту другой радиоприемник (например, работающий за стеной). Напряжение ПЧ на входе детектора может доходить до десятков вольт, вот вам и излучатель помехи! Не удивительно, если близкорасположенная антенна другого аппарата будет принимать не столько желаемую станцию, сколько передачу из соседней квартиры.

Помехи на гармониках гетеродина

Наличие побочных каналов вокруг гармоник гетеродина вызвано даже не тем, что колебания гетеродина несинусоидальны; основной фактор — это отличие характеристики смесителя от квадратичной. То есть, в конечном счете, несинусоидальным является закон изменения крутизны преобразовательной лампы $S(t)$.

Это вызывает появление дополнительных каналов приема на частотах:

$$2f_Г - f_{ПР},\ 2f_Г + f_{ПР},\ 3f_Г - f_{ПР},\ 3f_Г + f_{ПР}\ \text{и т. д.}$$

Обычно самым опасным (наиболее близким к рабочему диапазону частот) является первый в этом ряду.

Хорошо еще, что (в отличие от зеркального канала) каналы приема, обусловленные гармониками гетеродина, в принципе уже ослаблены относительно основного канала.

Радиолюбитель: *Насколько ослаблены?*

Зависит от формы колебаний $S(t)$. Например, симметрично искаженные колебания практически не содержат второй гармоники $2f_Г$. Если к тому же они близки к прямоугольным (меандр), то каждая гармоника ослаблена ровно во столько раз, каков ее номер. Если в прямоугольных колебаниях полуволны различаются по длительности (короткие импульсы), то ослабление высших гармоник относительно основной частоты будет меньше, и вдобавок вылезут четные гармоники. Если колебания все же сглажены, высшие гармоники будут затухать быстрее.

Прошу извинения за столь вульгарное преподнесение основ **спектрального анализа** в одном абзаце.

Подавление указанных паразитных каналов обеспечивается преселектором, и если в качестве основного канала выбран «нижний», оно не доставляет проблем.

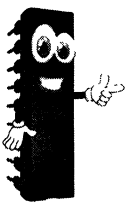
Впрочем, известны разработки, в которых преобразование на второй или третьей гармонике частоты гетеродина являлось именно рабочим режимом.

Забитие. Кросс-модуляция

Особые ситуации возникают при действии на вход приемника помех большого уровня от близкорасположенных передатчиков.

Радиолюбитель: *Даже если помеховые сигналы находятся в стороне от частоты приема?*

Большого значения это не имеет. Например, в диапазоне коротких волн полоса пропускания контура преселектора даже по уровню 0,707 доходит до сотен килогерц, при том, что и далее АЧХ может спадать очень медленно.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Не всегда понимают, что первый каскад приемника воспринимает на самом деле смесь сигналов множества станций.

Весьма вероятно, что среди них попадутся сигналы с такими уровнями, при которых уже сказывается нелинейность характеристик ламп.

Радиолюбитель: *И что же тогда?*

Рассматривают два фактора.

Первый фактор. Сильный сигнал нежелательной станции может послужить своего рода «гетеродином». И перенести по частоте какую-то другую, постороннюю станцию: либо в рабочий диапазон, либо (что более вероятно) на промежуточную частоту. В последнем случае мы будем на всех частотах слышать эту передачу. Возможен и просто прием гармоник мощного сигнала.

Второй фактор. Сильный сигнал нежелательной станции может быть продетектирован (сеточное детектирование) одной из ламп низкоизбирательной части тракта. Напряжение звуковой частоты будет модулировать передачи других станций, и мы, принимая нужную станцию, слышим и чужую модуляцию (**перекрестная модуляция**, или кросс-модуляция). В худшем случае, лампа будет просто заперта постоянной составляющей продетектированного напряжения (забитие тракта).

Забитие и перекрестная модуляция скорее возникают при такой организации сеточных цепей, которая провоцирует режим **сеточного автосмещения**.

По сути дела, мы подошли здесь к показателю, который именуется **динамическим диапазоном** приемника (или диапазоном допустимых уровней сигнала).

Меры борьбы с перегрузкой очевидны:

- уменьшение сопротивления сеточных цепей, вывод первых каскадов из контура АРУ;
- повышение линейности первых каскадов;

- при тяжелой помеховой обстановке — применение входного аттенюатора, ослабляющего все сигналы.

Радиолюбитель: *Надеюсь, что хороший преселектор все же снизит вероятность перегрузки?*

Снизит, но важен именно показатель абсолютного ослабления внеполосных сигналов. Самое время вспомнить, что абсолютное ослабление при больших расстройках не зависит от добротности, оно увеличивается только за счет снижения **характеристического сопротивления** контура. Хороший в этом отношении преселектор должен иметь малые индуктивности и большие емкости.

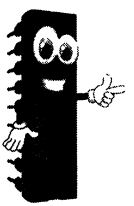
Между прочим, если уровни сигнала и недостаточны, чтобы перегрузить каскад усиления радиочастоты, то, будучи им усиленными, они уже могут оказаться опасными для следующей лампы.

Радиолюбитель: *Но тогда выходит, что наличие в приемнике усилителя высокой частоты (УВЧ) вредно?*

Крайне! А если он и есть, то уж, по крайней мере, вся избирательность по сигналу должна быть сосредоточена на его входе.

Радиолюбитель: *Почему же разработчики-ламповики не следовали этой логике?*

Потому что более важным считалось побольше усилить сигнал до смесителя — наиболее «шумного» элемента тракта, с целью повышения реальной чувствительности.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Аналогичные явления могут возникнуть в тракте УПЧ. Хотя полоса пропускания здесь существенно более узкая, зато уровни сигнала намного выше.

Очевидно, что оптимальная структура тракта будет соответствовать сосредоточению всей избирательности прямо на выходе смесителя (ФСС), а последующие каскады могут быть апериодическими (широкополосными) или слабоизбирательными.

Двойное преобразование. Пораженные частоты

Двойное преобразование частоты призвано оптимально разделить две задачи:

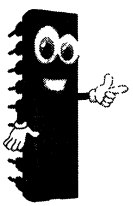
- получения требуемого подавления паразитных каналов (решаются применением высокой первой ПЧ);
- формирования заданной характеристики основной селекции (что удобнее реализовать на относительно низкой второй ПЧ).



ПРИМЕР.

Впрочем, известны аппараты даже с тройным преобразованием (пример: «Калина»).

Нередко находили применение структуры с переменной первой ПЧ. У них два преимущества: единая для всех поддиапазонов шкала, и кварцованный (а, значит, высокостабильный) первый гетеродин. И уж тут второе преобразование просто неизбежно.



ВНИМАНИЕ.

Увеличение числа преобразований множит, в принципе, и паразитные каналы. Наибольшую опасность представляет сигнал второго гетеродина и его гармоники. Попав на вход приемника, они забивают множество точек диапазона приема, образуя пораженные частоты.

Борьба с этим явлением одна: всемерно улучшать экранировку блоков приемника и развязку по общим цепям.

«Режекторно-интегральный формирователь»

Радиолюбитель: *Описание «режекторно-интегрального формирователя частотной характеристики» попалось в старом журнале «Радио». Элементарными средствами обеспечивается близкая к идеальной характеристика затухания фильтра ПЧ. Почему столь простая система не нашла применения?*

По существу, автор идеи добивается имитации желаемой АЧХ с помощью нелинейных элементов при испытании тракта тестовым гармоническим сигналом, и контроля по постоянной составляющей на выходе детектора. Такой «имитатор красивой кривой» не имеет ничего общего с условиями реального приема, а публикация — просто комичное недоразумение. На этой веселой ноте мы и окончим изложение серьезных вещей.

15.3. Автоматическая регулировка усиления

Проблема № 1: регулирующий элемент

Серьезный радиоприемник без цепей **автоматической регулировки усиления** (АРУ), кажется, известен только один: Р-311. В подавляющем большинстве случаев в ламповых приемниках используется АРУ, действующая по принципу выпрямления колебаний с выхода радиотракта и подачи полученного регулирующего напряжения на запирание ламп усилительных каскадов, как это видно, например, по фрагменту схемы приемника «Рекорд-53» на **рис. 15.6**.

Нам уже известно, что подобные системы АРУ обладают принципиальным недостатком: при максимальном сигнале на входе — ток ламп наименьший! Это ограничивает диапазон регулирования.

Радиолюбитель: *Но, может быть, снова рассмотрим ситуацию на примере, и уже — ламповом?*

Ну, что же. Пусть выходной лампой усилителя промежуточной частоты является обычный пентод 6Ж3П. При напряжении на управляющей сетке минус 4 *В* он практически заперт, эту величину и можно считать максимальным уровнем регулирующего напряжения.

Для простоты пренебрегая потерей напряжения на диоде — выпрямителе АРУ, считаем, что и максимальная амплитуда сигнала на выходе УПЧ тоже примерно 4 *В*.

Допустим, что сопротивление нагрузки каскада (резонансное сопротивление контура) — 20 *кОм*. При идеальной работе АРУ амплитуда выходного тока сигнала должна быть постоянной и равной 4/20 = 0,2 *мА*.

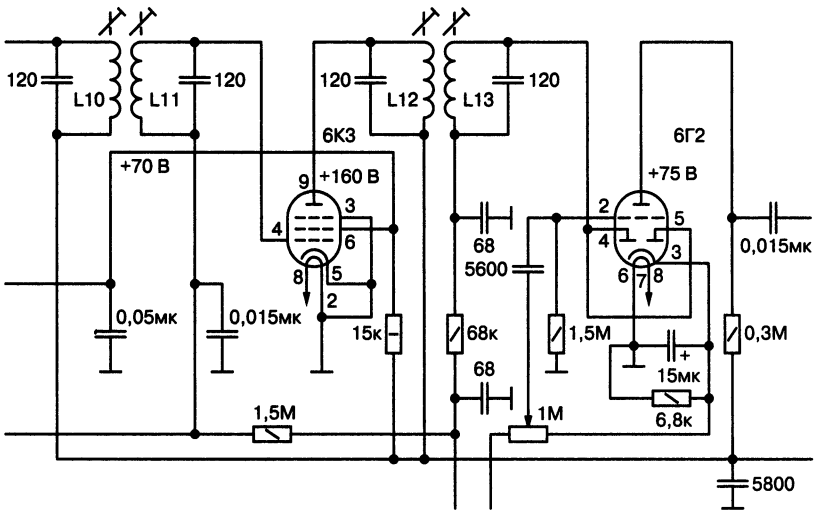


Рис. 15.6. *В схеме радиоприемника выпрямленное напряжение подается с детектора на управляющую сетку лампы 6К3*

Общий принцип для каскадов, работающих с большими сигналами, состоит в том, что постоянная составляющая тока должна быть всегда больше, чем амплитуда переменной составляющей, значит, во избежание искажений, постоянная составляющая анодного тока регулируемой 6Ж3П должна непременно оставаться больше 0,2 *мА*; ограничим ее величиной, к примеру, 0,26 *мА*.

Ток 6Ж3П в рабочей точке (максимальное усиление) равен 7 *мА*, диапазон изменения токов при регулировании: 7/0,26 = 27. Тогда диапазон изменения крутизны лампы составит: $\sqrt[3]{27} = 3$. Он же будет и диапазоном регулировки усиления.

Радиолюбитель: *Выходит, наш регулятор способен скомпенсировать всего лишь трехкратное изменение уровня сигнала?*

Вот именно. А иначе неизбежны искажения.

Так для чего нужны пентоды «К»?

Интересный вопрос в заголовке, правда?

Радиолюбитель: *В книгах по ламповой технике он освещается туманно.*

Но нам известно, что пределы регулирования прямо зависят от формы характеристики регулирующего активного элемента. В лампах типа «варимю» (которые называют также лампами с удлиненной характеристикой), предназначенных для регулирования, характеристику деформируют, делая ее близкой к экспоненциальной.

Действительно, для экспоненты — крутизна (как производная) пропорциональна току, а значит, диапазон регулирования будет в точности равен допустимому диапазону изменения тока. В рассмотренном выше примере он был бы равен 27 вместо 3.

Радиолюбитель: *Да, разница убедительная!*

Тем не менее, и такой диапазон кажется недостаточным.

Радиолюбитель: *Многокаскадное регулирование?*

Совершенно верно. Его мы в свое время анализировали.

«Гениальные» идеи и их фиаско

Нельзя мимоходом не остановиться на бредовых идеях, которые мелькали в популярной литературе, и теперь, попавшись кому-то на глаза, вполне могут дезориентировать.

Речь идет об использовании в регулируемых каскадах обычных пентодов с «короткой» характеристикой, которые путем особого включения превращаются почти что в «варимю».

Рассмотрим пентодный каскад, где заданное напряжение на второй сетке обеспечивается последовательным гасящим резистором. При запирании лампы напряжением АРУ — снижается общий ток катода, а значит, и второй сетки. Напряжение на ней растет, анодно-сеточная характеристика смещается влево, тормозя падение тока.

Радиолюбитель: *И в самом деле: чем не «удлинение» характеристики без использования ламп типа «К»?*

На самом деле никакой деформации характеристики для усиливаемого сигнала (а именно это и требуется) здесь нет. А описываемый эффект отражает лишь снижение коэффициента передачи петли регулирования. Что является недостатком, а не достоинством.

Аналогичное влияние приписывают резистору автосмещения в катоде: запирание лампы напряжением АРУ сопровождается уменьшением автосмещения, что эквивалентно «удлинению» характеристики...

В действительности, если этот резистор заблокирован конденсатором, то он не оказывает влияния на характеристику для сигнала. А если

нет, то он просто препятствует регулированию, стабилизируя усиление. Впрочем, когда лампа почти заперта (самый опасный с точки зрения искажений случай), этот резистор вообще ни на что не влияет.

Новость: управление токораспределением

Возможен **альтернативный способ регулирования усиления**: подачей управляющего напряжения на третью сетку. Из-за того, что управление здесь осуществляется **токораспределением**, предельный уровень сигнала связан с током лампы в номинальном режиме, из которого она, по сути, и не выходит. Диапазон регулирования получается значительно больше, чем ранее (максимальный входной сигнал определяется попросту раствором характеристики лампы).

Ослабление достигается тем, что часть тока лампы отводится мимо выхода — в экранную сетку. В предельном случае весь ток лампы будет восприниматься экранной сеткой.

Радиолюбитель: *Это серьезно! Видимо, надо заботиться о том, чтобы не был превышен допустимый ток этой сетки?*

Да, и допустимая рассеиваемая мощность на ней. Желательно, разумеется, питать сетки от отдельного источника с низким внутренним сопротивлением.

Радиолюбитель: *Мне кажется, что принцип, который вы описываете, на практике не применялся.*

Вот и ошибаетесь. Именно регулирование токораспределения реализуется в частотопреобразовательных гептодах, таких как 6А7, где напряжение АРУ подается как раз на третью сетку. К примеру, в приемнике «Звезда-54» никакой другой цепи регулирования вообще не предусмотрено. В подобном режиме применимы и известные нам пентоды с двойным управлением, такие как 6Ж10П.

Проблема № 2: петля регулирования

Коснемся теперь вопросов реализации петли регулирования, определяющие стабильность выходного напряжения при изменении входного. В этом отношении недостаток простейшей АРУ тот, что в ней регулирующее напряжение и амплитуда выходного сигнала — это, в сущности, одно и то же.

Для эффективного управления лампой 6К4П, например, отрицательное напряжение смещения должно изменяться от $U_C = 0{,}7$ *В* до $U_{C\max} = 25 - 30$ *В*. Значит, в этих же пределах (до 32 *дБ*) будет изменяться полезный сигнал на выходе детектора... Для высококлассных радиоприемников недопустимо много.

Повышение эффективности АРУ требует «отвязки» диапазона напряжений АРУ от диапазона выходных уровней. Это достигается применением так называемой **задержки**: особый выпрямитель АРУ заперт напряжением $U_З$, открываясь только при его превышении.

Теперь минимальный уровень выходного сигнала, соответствующий началу действия АРУ, будет равен $U_З$, а максимальный — $U_З + U_{C\max}$.

Радиолюбитель: *Давайте рассмотрим на примере.*

Что же, допустим, напряжение задержки установлено равным 10 *В*. Диапазон уровней сигналов на выходе УПЧ будет при этом изменяться от 10 до 35—40 *В* (изменение 12 *дБ* вместо 32, эффект налицо). Увеличим напряжение задержки — диапазон изменения выходных уровней станет еще меньше, хотя сами выходные напряжения — еще выше... И здесь встает новая проблема.

Для чего столько ламп?

Радиолюбитель: *Меня всегда удивляло, что в приемниках высоких классов число каскадов усиления намного превышает необходимое с точки зрения требований к чувствительности. Отчего бы это?*

Хороший вопрос. Мы убедились, что попытки уменьшить диапазон изменения уровней выходных сигналов неизбежно приводят к необходимости иметь на выходе усилителя радиотракта сигнал очень высокого уровня — десятки вольт. И это крайне неприятно.

Во-первых, работа со столь сильными сигналами снова вернет нас к проблеме регулирующего элемента: вероятно, придется снизить диапазон регулирования для последней лампы, увеличивая число регулируемых каскадов (вот откуда лишние лампы!).

Во-вторых, для таких приемников и те же 12 *дБ* изменения уровня сигнала — все равно слишком много.

Радиолюбитель: *Можно применить для АРУ усилитель постоянного тока.*

В современной технике такой усилитель легко снял бы затруднения; но разработчики ламповых схем искали другие пути. Приемлемым способом решить проблему было применение дополнительного каскада усиления, специально для тракта АРУ.

Идея состоит в том, что для **каскада усиления АРУ** не важны искажения огибающей, потому не надо беспокоиться о его линейности.

15.4. Вспомним о диодах

Амплитудный детектор на ламповом диоде

Радиолюбитель: *Начав изложение с триодов, мы позабыли про двухэлектродные лампы.*

Отдадим им должное: лучше поздно, чем никогда.

Классическая схема последовательного детектора дана на **рис. 15.7** (собственно, это **однополупериодный выпрямитель**). Если представить ламповый диод как идеальный вентиль, то такая модель («линейного» детектирования) дает для постоянной составляющей выходного напряжения:

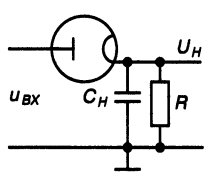


Рис. 15.7. *Последовательный детектор АМ колебаний*

$$U_н \approx u_{вх},$$

где $u_{вх}$ — амплитуда напряжения несущей на входе детектора. Амплитуда низкочастотного напряжения на выходе:

$$u_{вых} = mU_н,$$

где m — коэффициент модуляции амплитудно-модулированного сигнала.

При полярности включения диода как на схеме — выпрямленное напряжение будет положительным.

Искажения в ламповом детекторе

Как мы знаем, нежелательное закрывание диода на пиках огибающей будет возникать, если нарушается классическое условие: $I > i$, где

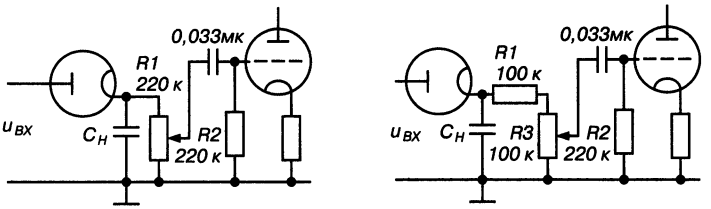


Рис. 15.8. *В верхнем положении движка регулятора громкости возможны нелинейные искажения (слева); способ уменьшить искажения (справа)*

I — постоянная составляющая тока через диод, а i — амплитуда низкочастотного тока.

Пусть на нагрузке детектора R_1 (верхняя схема **рис. 15.8**) имеется постоянная составляющая продетектированного напряжения U_H и переменная mU_H, тогда:

$$I = \frac{U_H}{R_1}.$$

Движок R_1 в крайнем нижнем по схеме положении:

$$i = \frac{mU_H}{R_1}.$$

Условие отсутствия искажений $I > i$ выполняется автоматически ($m < 1$).

Движок в положении, соответствующем максимуму громкости:

$$i = mU_H\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}\right).$$

При $m > \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ (в рассматриваемой схеме — при $m > 0{,}5$) нарушается условие неискаженного детектирования.

На нижней схеме сопротивления нагрузки детектора для постоянного и переменного напряжений различаются всего на 16 %, т. е. до $m < 0{,}84$ искажения отсутствуют.

Дополнительные искажения в детекторе могут возникать для наивысших частот модулирующего напряжения, когда заметная доля тока выделенного сигнала будет протекать через емкость нагрузки C_H. Амплитуда общего тока:

$$i = mU_H\sqrt{1/R^2 + (2\pi FC_H)^2}.$$

При m, близком к единице, условие $I > i$ опять нарушается — с ростом частоты модуляции F.

Рассчитываем чувствительность детектора

Для того, чтобы имелся эффект детектирования, требуется выполнение условия, противоположного условию отсутствия отсечки (для линейных схем):

$$I << i'.$$

Здесь: I — постоянная составляющая тока через диод (примерно равная $u_{ВХ}/R$); i' — переменная составляющая, условно принимая диод линейным (она равна , где R_i — **дифференциальное сопротивление диода** при токе I). Вводя крутизну характеристики диода $S = 1/R_i$, тут же получаем условие линейного детектирования:

$$Su_{ВХ} >> I.$$

Если по-прежнему считать ток I пропорциональным $u_{ВХ}$, порог чувствительности определится падением крутизны при снижении тока. Характеристика лампового диода (полином степени 3/2) выгодна в этом смысле тем, что S уменьшается намного медленнее, чем I.

Радиолюбитель: *Тогда этот ток надо делать как можно меньше?*

Он никак не может быть сделан меньше **начального тока диода**, доходящего до нескольких микроампер.

И понятно, что увеличение нагрузки детектора R повышает чувствительность, так как снижается ток диода.

Переходим к параллельному детектору

Присоединим «нижний» вывод резистора нагрузки к ВЧ входу, как на **рис. 15.9** слева. Перевернув схему (справа), получим известный по книгам параллельный детектор.

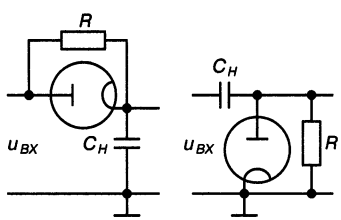


Рис. 15.9. *Преобразование последовательного детектора в параллельный*

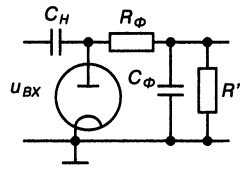


Рис. 15.10. *Фильтрация ВЧ составляющей в параллельном детекторе*

В новой схеме резистор R дополнительно подгружает ВЧ вход. Соответственно, снижается входное сопротивление для резонансных цепей:

$$R_{ВХ} = \frac{0{,}5R \cdot R}{0{,}5R + R} = R/3.$$

В практических схемах (**рис. 15.10**) предусматривается дополнительная фильтрующая ячейка $R_Ф C_Ф$ для снятия нежелательной ВЧ составляющей.

К параллельному детектору обращаются, если схема диктует необходимость непременно емкостной связи с источником сигнала.

Радиолюбитель: *Думаю, что это случай комбинированных ламп, таких как 6Г2, а также прямонакальных, то есть тех, где катод диода вынужденно заземлен.*

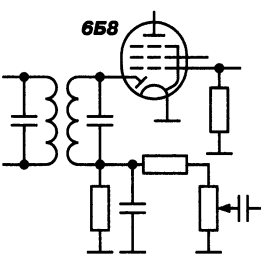


Рис. 15.11. *Вариант последовательного детектирования*

Необязательно: и в названных случаях вполне возможно последовательное детектирование — если только контур может быть отвязан от «земли» (пример на **рис. 15.11**).

При указанной на схемах полярности включения диода выпрямленное напряжение — минусовое.

Сеточный детектор — услада радиолюбителя

Эта схема (**рис. 15.12**) типична для простых малоламповых приемников. Она эквивалентна сочетанию обычного детектора и усилительного каскада; только роль анода диода играет управляющая сетка. По понятным причинам ВЧ фильтрацию приходится осуществлять уже в анодной цепи.

Радиолюбитель: *В книгах пишут, что сеточный детектор обладает повышенной чувствительностью; это так?*

Все дело в отказе от регулятора громкости вслед за детектором — что позволяет увеличить сопротивление нагрузки (R). Тем самым и сохра-

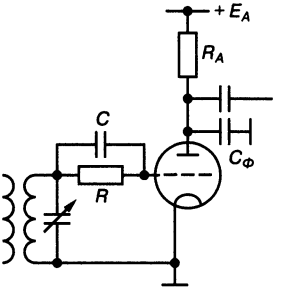


Рис. 15.12. *Схема сеточного детектирования*

нить высокую добротность контура, и снизить до минимума ток через «диод».

Правда, это оборачивается и негативной стороной: возможностью перегрузки каскада сильными сигналами, размах которых превысит **раствор характеристики** лампы. В предельном случае выделенная НЧ огибающая (на отрицательной «подставке») вообще выносится в область отсечки характеристики, а слушатель раритетного приемника недоумевает: почему при точной настройке на очень мощную станцию передача пропадает?

Впрочем, есть еще один секрет приемников с таким детектором, который мало кто понимает.

Секрет регенератора

Радиолюбитель: *Я знаю, что сеточный детектор как правило совмещался с регенератором. Вводилась положительная обратная связь.*

Верно. Как вы думаете, для чего?

Радиолюбитель: *Это понятно: регенерацией повышается добротность контура, то есть, улучшается избирательность.*

Точно уверены? Вспомните, мы же анализировали одиночный контур. Повышение его добротности — с избирательностью связано мало, частотная характеристика остается плохой.

Радиолюбитель: *Тогда в чем же дело?*

Эффект регенеративного детектора — в селектировании несущей частоты нужной станции (вот для чего нужна острая АЧХ). Каскад с положительной обратной связью поднимает амплитуду несущей, при этом происходит **подавление** отстоящих по частоте передач. По сути, имеем переход в режим синхронного детектирования, только опорным колебанием является усиленная несущая сигнала.

В этом и состоит секрет успеха примитивных малоламповых приемников, о которых мы говорили. Германский четырехламповый (коротковолновый!) регенератор прямого усиления Torn.E.b. прекрасно показал себя в армейских условиях, если только оператор умело пользовался регулировкой обратной связи.

Катодный детектор, пасынок радиолюбителя

Если сеточный детектор по принципу работы, в сущности, диодный, то катодный и анодный детекторы действуют иначе.

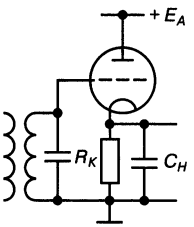


Рис. 15.13. *Схема катодного детектирования*

Взглянем на схему **рис. 15.13** как на катодный повторитель с емкостной нагрузкой. Ток покоя в детекторе всегда должен быть выбран так, чтобы не позволять емкости разряжаться в промежутке между двумя положительными полуволнами колебаний несущей: $I << i'$. Здесь i' — снова амплитуда тока несущей частоты f в катоде, как если бы не было отсечки колебаний, I — ток покоя лампы.

Фильтрующий конденсатор C_H имеет достаточно большую емкость:

$$2\pi f C_H << S.$$

Тогда повторитель нагружен (для несущей частоты) на сопротивление, значительно меньшее его выходного сопротивления, равного $1/S$. Следовательно, гипотетическую величину i', соответствующую линейному режиму работы, записать просто: $i' = Su_{BX}$.

Получаем знакомое условие эффективного детектирования:

$$Su_{BX} >> I, \text{ т. е. } u_{BX} >> I/S.$$

Рассмотрим каскад с триодом 6Н1П, и пусть анодный ток равен 1 *мА*, при этом крутизна 2 *мА/В*. Тогда порог детектирования получается 0,5 *В*. Чувствительность будет повышаться с уменьшением тока покоя: при снижении тока в 8 раз она повышается вчетверо (почему — надеюсь, пояснять уже не надо). В практических схемах номинал катодного резистора выбирают поэтому от 50 до 200 *кОм*.

Радиолюбитель: *Чем хорош катодный детектор?*

Его легко рассчитать с позиции отсутствия искажений, вызванных как активной, так и реактивной внешней нагрузкой, при безусловном сохранении начальной добротности контура. Однако никаких других особенных достоинств у него нет (зато имеются недостатки), поэтому заметного распространения он не нашел.

Анодный детектор, пережиток старины

Радиолюбитель: *В старых книгах я встречал схемы анодного детектора; как с ними?*

Схемы детектирования — диодная и катодная действуют по общему принципу: напряжение на открытом нелинейном элементе представляет собой только разность между огибающей АМ колебания и величиной выходного напряжения (тот же «сигнал ошибки», по аналогии с усилительными схемами с обратной связью).

В противоположность этому, анодный детектор осуществляет нелинейное преобразование сигнала в соответствии с формой характеристики лампы, при этом отсутствует отрицательная обратная связь. Ни при каких самых сильных сигналах здесь не обеспечивается линейная демодуляция.

Радиолюбитель: *Схему будем приводить?*

Не стоит; впрочем, она отличается от сеточного детектора лишь подачей на лампу смещения, почти запирающего ее (для выполнения знакомого условия детектирования).

И вообще, пора от детектирования перейти к выпрямлению.

Кенотронный выпрямитель

Схему двухполупериодного (двухфазного) **кенотронного выпрямления** (**рис. 15.14**) мы встречаем в цепи анодного питания большинства старых ламповых устройств. На пиках напряжения вторичной обмотки входной конденсатор фильтра заряжается почти до амплитудного значения u_2. Нельзя забывать, что амплитуда напряжения обмотки составляет 1,41 от его действующего значения (того, которое фигурирует в расчетах трансформатора, и будет показано мультиметром).

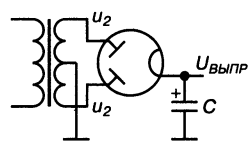


Рис. 15.14. *Схема двухполупериодного выпрямителя*

Точнее: $U_{ВЫПР.max} = u_2 - U_Ф$.

Падение напряжения на каждой фазе $U_Ф$ (в каждом плече) может составлять 20—50 *В*. Оно складывается из падения на кенотроне и на омическом сопротивлении обмотки.

Радиолюбитель: *По-видимому, оно зависит от тока нагрузки?*

В общем-то да, но не так все просто.

Радиолюбитель: *Что тут сложного? Ток через лампу — это выпрямленный ток (или даже его половина, ведь схема-то двухполупериодная).*

В среднем это действительно так. Но ведь режим работы кенотрона импульсный, он открыт лишь небольшую часть периода. В течение этого времени ток в разы превышает средний. Отсюда и должен исходить тот, кто попытается определить $U_ф$ по вольтамперной характеристике диода и известному сопротивлению обмотки.

Типичный пример: выпрямительная лампа — 5Ц4С, напряжение анодной обмотки (эффективное) на холостом ходу 2×250 *В*, что соответствует амплитуде 350 *В*. Именно столько будет замерено на выходе выпрямителя без нагрузки. При нагрузке током 40 *мА* (при активном сопротивлении каждого плеча вторичной обмотки, допустим, 30 *Ом*) напряжение упадет примерно до 300 *В*.

Разумеется, нельзя забывать еще и про падение напряжения от выпрямленного тока на обмотке дросселя фильтра. И не удивимся, что выпрямленное напряжение зависит даже от величины входной емкости, снижаясь при ее увеличении.

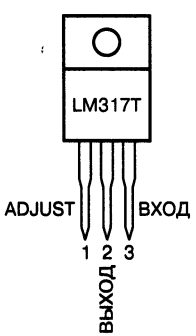
Радиолюбитель: *Как такое может быть?*

Элементарно: чем больше емкость, тем меньше длительность импульса заряда и, соответственно, выше ток в импульсе. А значит, больше нежелательное падение напряжения на кенотроне.

ЧАСТЬ

III

ПРАКТИКА: СОЗДАЕМ УСТРОЙСТВА НА ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМАХ



В этой части книги мы рассмотрим, что такое микросхемы, чем отличается конструирование устройств с их использованием от конструирования изделий исключительно на дискретных элементах.

Хочется отметить, что в современной технике дискретные элементы используются в основном там, где нужны большие токи и напряжения, наприер в силовых полупроводниковых ключах в источниках питания. Но и они в источниках питания небольшой мощности находятся внутри тех же микросхем.

Таким образом, вектор развития электроники направлен на уменьшение количества элементов, как следствие, улучшения массогабаритных параметров (устройства становятся меньше и легче, при сохранении тех же качеств), а также повышению их надежности. С другой стороны, такой подход часто приводит к снижению ремонтопригодности, а иногда и к полному исключению возможности ремонта как такового.

Шаг 16. *Интегральные микросхемы — что это, для чего и как?*

Шаг 17. *Аналоговые микросхемы: создаем практические устройства*

Шаг 18. *Цифровые микросхемы: создаем практические устройства*

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ — ЧТО ЭТО, ДЛЯ ЧЕГО И КАК?

До этого шага мы рассматривали достаточно глубокую теорию, приводили примеры расчетов и рассматривали принцип действия тех или иных схемотехнических решений. Теперь мы будем общаться на тему интегральных микросхем.

Они существенно отличаются от устройств, собранных на дискретных компонентах, в первую очередь, тем, что значительно упрощается конструирование, сборка и ремонт устройств на них. Ведь в большинстве случаев вся необходимая обвязка уже рассчитана производителем, а ее номиналы приводятся в технической документации — Datasheet или «ДАТАШИТАХ», как их называют. Радиолюбителю же остается только смонтировать и соединить все необходимые элементы.

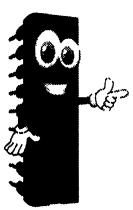
16.1. Что такое микросхема?

О чем нам говорят даташиты...

Радиолюбитель: *Так что же, для создания устройств на микросхемах совсем не нужно ничего считать?*

Нет. Вернее, не совсем так. Вспомним приведенные в предыдущих **ШАГАХ** схемы типа токового зеркала, дифференциальных усилителей, да и, в принципе, любые другие схемы. Если рассматривать их расчет и сборку на дискретных элементах, то всегда на работу реального устройства будут влиять параметры **конкретных элементов, которые вы использовали.**

Мы уже обсуждали, что не бывает двух одинаковых транзисторов, например, в технической документации (*Datasheet, ДАТАШИТАХ*) такой параметр как «коэффициент передачи тока $\mathbf{h_{21э}}$» всегда указывается в виде диапазона «от... до...». И не только этот параметр, но и многие другие обозначаются также, в таблице с колонками и значениями «min», «typ»и «max».

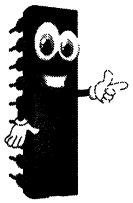


ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

ДАТАШИТ *(от англ. Datasheet – лист с информацией) – это англицизм, использующийся в техническом сленге. Синоним таких отечественных понятий, как: техническая документация, паспорт, технические характеристики.*

Это вызвано особенностями технологии изготовления и непосредственно работы полупроводниковых элементов. Более того при различных температурах компоненты электронных схем будут работать по-разному. Если в конкретной схеме предусмотрена тепловая стабилизация и другие меры по уменьшению влияния разброса характеристик элементов, то проблема несколько упрощается.

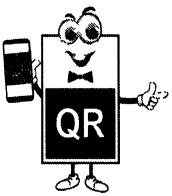
К тому же, при сборке схем на производстве (да и опытные мастера делают так) отбираются лучшие по параметрам элементы, подбирают транзисторы в пары, если схемы двухтактные, например, и т. д.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Но повторяемости результата при таком подходе добиться все еще не слишком просто. А, как известно, стабильность — признак мастерства. И когда вы собрали классно звучащий усилитель для своих колонок и захотели собрать такой же другу – то это займет не только много времени, но и результат может второй раз отличаться, причем существенно.

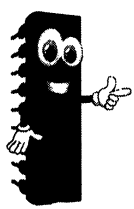
Не верите? Почитайте обсуждение аналоговых схем на тематических форумах с направленностью на звук, например, в сообществах по гитарному звуку. Перейти на форумы эти вы можете с помощью QR-кода, расположенного **ниже.**



Если хотите узнать особенности работы той или иной схемы — крайне рекомендую искать их не на просторах сети, а на сайтах и форумах тематических сообществ. По этому QR-коду вы можете перейти на один из крупнейших сайтов по усилению и обработке звука музыкальных инструментов — guitar-gear.ru. Здесь вы найдете не только схемы всемирно известных и признанных музыкальных усилителей и педалей эффектов, но и сможете пообщаться с единомышленниками, почитать обсуждения, узнать о сложностях, которые возникли при повторении схем.

Без настройки схем на дискретных элементах — не обойтись

Однако большинство схем после сборки в определенной мере требуют какой-либо настройки. Это усложняет процесс конструирования начинающим радиолюбителям. Ведь в большинстве случаев у них нет высокоточных измерительных приборов, осциллографов и генераторов с необходимыми для конкретного случая полосами частот и формой генерируемых сигналов.



ПРИМЕЧАНИЕ.

У радиолюбителей, соответственно, нет возможности проверить правильность работы собранной схемы и, уж тем более, оценить качество ее работы.

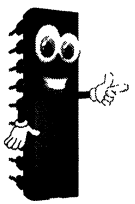
В большинстве случаев радиолюбители довольствуются простеньким мультиметром типа DT-830, ну, или осциллографом с невыдающимися параметрами, купленным за пару тысяч рублей на «Алиэкспресс».

Радиолюбитель: *Не совсем понял, о какой настройке и наладке идет речь?*

Ну, допустим, вы нашли в Интернете схему усилителя низкой частоты, собрали ее и столкнулись с **несколькими проблемами**:

- **проблема 1.** Схема фонит без видимых причин. Все вроде бы экранировано, припаяно хорошо, но фон есть;
- **проблема 2.** В звуке на определенном уровне громкости слышны искажения, при этом колонки имеют заведомо большую мощность, поэтому хрипят не динамики, проблема явно в электронике;
- **проблема 3.** Схема работает не полностью, не правильно или вообще не работает.

Это возникает как раз по причине того, что **нужно подбирать и обвязку** в зависимости от конкретных экземпляров компонентов и их отклонения от номинальных параметров.



ПРИМЕЧАНИЕ.

То есть, если автор схемы использовал точные резисторы с минимальными отклонениями (пусть, допуск ±0,5%), а вы взяли первые попавшиеся с допуском ±10%, то их реальное сопротивление может быть как выше, так и ниже.

Возможно, какие-то транзисторы вы не нашли, а выбрали похожие по характеристикам. Кроме того, резисторы и конденсаторы каких-то номиналов также не нашли, а заменили ближайшими... Тогда, при худшем стечении обстоятельств, рабочие точки транзисторов будут заданы неверно, цепи обратных связей также будут «врать» и, соответственно, вы услышите фоны, хрипы и скрипы. Да еще и источника питания с нужным напряжением может не оказаться, вы возьмете ближайшее большее или меньшее напряжение, тогда отдельные компоненты будут чрезмерно греться и так далее.

Такую ситуацию можно исправить путем измерения напряжений и токов в различных точках схемы, а «по-уму», нужно подавать сигнал с генератора и смотреть с помощью осциллографа, как он изменяется в каждом из каскадов, искать проблемный участок и налаживать его работу, добиваясь минимальных искажений сигнала...

Радиолюбитель: *Но ведь мы проходили различные схемотехнические решения проблем, связанных с разбросом параметров, стабилизацией режимов, питания и так далее.*

Безусловно, хорошая схема не требует наладки, но так бывает только в теории. Опять же советую зайти на форум, ссылку на который я оставлял выше и почитать обсуждения схем. И тогда станет ясно, с какими проблемами сталкиваются начинающие радиолюбители.

Лично у меня в детстве был случай, когда я собрал себе педаль эффекта «ОВЕРДРАЙВ» для гитары, а она просто не работала. Вернее, то был звук, то не было, то тихим становился. Начал читать комментарии и смотреть напряжения в контрольных точках, как советовали другие члены сообщества.

Выяснил, что нет нужного напряжения в одной из точек. Также «методом тыка» заметил, что есть проблема в электролитическом конденсаторе (при касании пальцами явно «что-то» происходило, и схема начинала работать). В конце концов, я нашел этот неисправный конденсатор, а также резистор, я использовал старый, с виду исправный, но не измерил перед сборкой величину сопротивления. Вместо 10 кОм он выдал пару сотен килоом.

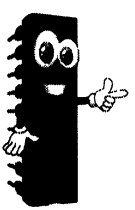
На смену некоторым схемам, собранным из дискретных элементов, пришли МИКРОСХЕМЫ.

Пошаговый путь к созданию микросхемы

Радиолюбитель: *Хорошо, так что же такое микросхема и как она изменяет разработку и конструирование радиоэлектронных устройств?*

Ну, тогда начнем издалека. В эпоху вакуумной электроники, когда все собиралось на лампах и выводных конденсаторах, резисторах, дросселях и прочем, люди использовали **навесной монтаж**. Такой способ конструирования при должном подходе был весьма надежен, хоть и не всегда удобен для использования и обслуживания.

Позже придумали использовать **печатные платы** — листы из текстолита или гетинакса, покрытые с одной или двух сторон медной фольгой. Это несколько уменьшило габариты устройств, повысило надежность (проводок теперь не отвалится, как может произойти при навесном монтаже). Уменьшилось и количество проводов и гибких соединений в изделиях. Все детали теперь закреплены на жестком и надежном основании.

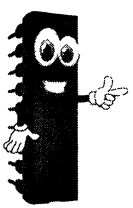


ПРИМЕЧАНИЕ.

Но проблема того, что при сборке было необходимо проверять все элементы, подбирать их в пары и т. д., осталась.

При этом развивалась электроника: вовсю начали использовать транзисторы и другие полупроводниковые приборы, да и само количество элементов в электронных системах увеличивалось. Соответственно, массогабаритные показатели этих устройств оставляли желать лучшего.

Технический прогресс шел семимильными шагами, появилась возможность делать более мелкие полупроводниковые элементы, и наконец, **в 1952 году** британский радиотехник Джеффри Даммер предложил идею размещения нескольких стандартных электронных компонентов в монолитном кристалле полупроводника, а через год Харвик Джонсон подал первую в истории патентную заявку на **прототип интегральной схемы**.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Правильно говорить ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ. Слово «интегральные» значит «цельный», «единый», сосредоточенное множество чего-то в чем-то едином, т. е. интегрированы несколько компонентов в одном.

И лишь в канун нового 1959 года в полупроводниковой промышленности произошел прорыв:

- Джек Килби из Texas Instruments запатентовал принцип интеграции, создал первые несовершенные прототипы ИС и довел их до серийного выпуска;
- Курт Леговец из Sprague Electric Company придумал как обеспечить электрическую изоляцию компонентов, сформированных на одном кристалле полупроводника, друг от друга;
- Роберт Нойс из Fairchild Semiconductor изобрел способ электрического соединения компонентов ИС, предложив металлизацию алюминием.

В итоге, 27 сентября 1960 года группа Джея Ласта создала в компании Fairchild Semiconductor первую работоспособную полупроводниковую ИС по идеям Нойса и Эрни.

Как устроена микросхема

Дальнейшее развитие было очень быстрым — размеры отдельных элементов в структуре ИМС уменьшались, а их количество увеличивалось. Сегодняшние процессоры — это тоже интегральные микросхемы, только большие и сложные. Сегодня (в 2020 году) производители пытаются преодолеть техпроцесс 5 нм, а в процессорах современных компьютеров размеры транзисторов — порядка 14 нм. Это крайне малые размеры.

Радиолюбитель: *Что такое техпроцесс?*

Это и есть минимальный размер одного элемента в составе ИМС. Чем он меньше — тем больше элементов (транзисторов, резисторов и т. д.) влезет на поверхности одного кристалла.

Но вернемся к разговору о том, что же такое микросхема? Вы наверняка видели платы с электронными компонентами. Представьте, что все ее содержимое находится на одной полупроводниковой подложке. Пример структуры простейшей ИМС на основе транзистора вы видите на **рис. 16.1**.

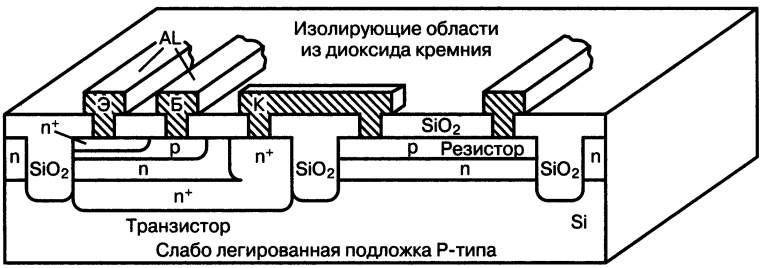
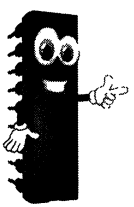


Рис. 16.1. *Структура элементов полупроводниковой ИМС*

На **рис. 16.2** изображен внешний вид кристалла старой советской микросхемы **508ИД1**. Вы можете заметить, что визуально он походит на печатную плату, но это не текстолит. То, что мы видим на **рис. 16.2** и есть набор из транзисторов, резисторов и других элементов, расположенных на одном полупроводниковом кристалле. На общем плане видно, что выводы для монтажа на плату соединены с кристаллом, а, вернее, с омическими контактами на нем тонкими проволочками из золота, платины или сплавов алюминия.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Наружные выводы этих микросхем покрывали золотом, поскольку предназначались для военного использования (и не только ИМС), или никелем, сейчас же можно встретить радиодетали в основном со стальными или медными облуженными выводами.

Ну, и для еще большей наглядности взгляните на **рис. 16.3**. На нем изображена принципиальная схема **регулируемого линейного стабилизатора напряжения и тока LM317**.

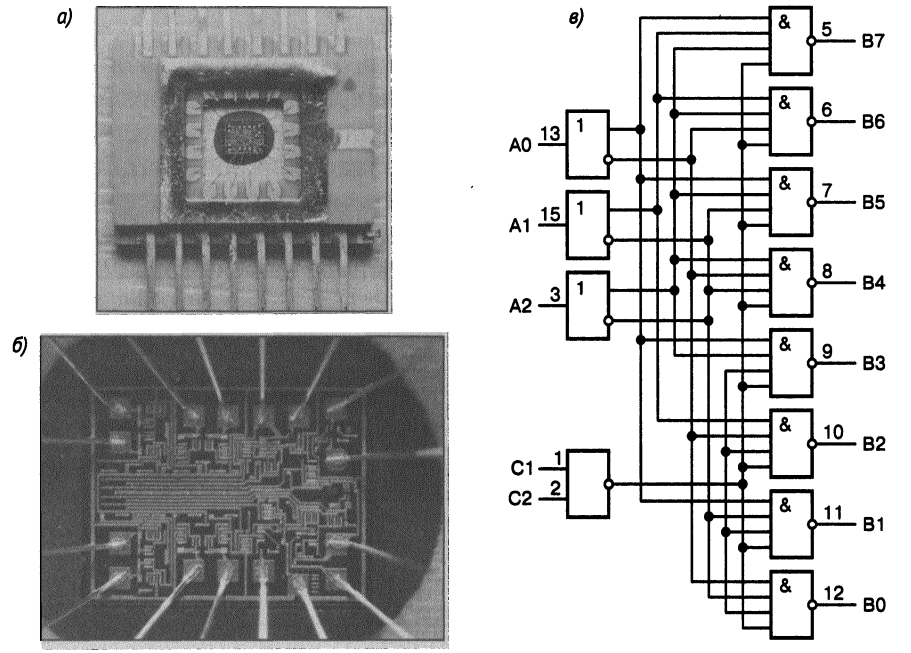


Рис. 16.2. *Кристалл ИМС:*
а — общий вид; б — кристалл крупным планом;
в — внутренняя схема ИМС (то, что расположено на этом кристалле)

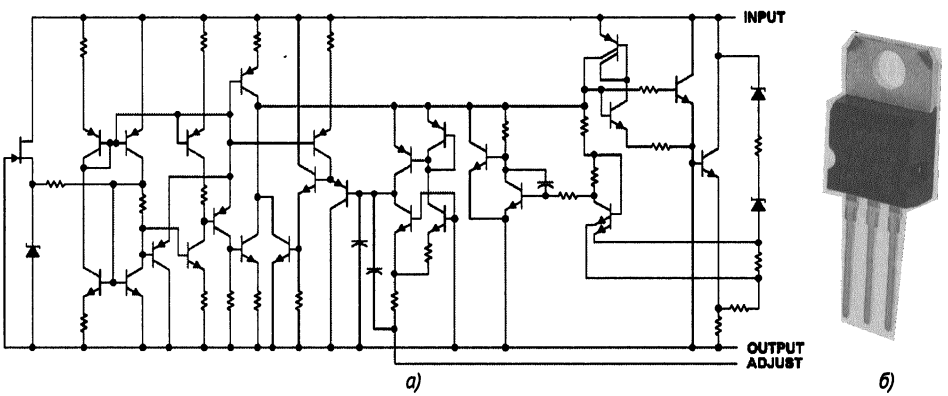


Рис. 16.3. *Интегральная микросхема LM317:*
а — принципиальная схема; б — внешний вид

Радиолюбитель: *Столько элементов содержится внутри небольшой трехногой микросхемы, которая выглядит как обычный транзистор!!! А как увеличатся размеры готового устройства, если все это распаять дискретными элементами на плате?..*

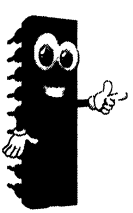
16.2. Преимущество и недостатки использования ИМС

Начнем с преимуществ

Радиолюбитель: *Хорошо, примерно понял, что в микросхеме находится целая схема из множества компонентов, но что это дает нам?*

Тогда давайте перечислим преимущества и недостатки использования ИМС. Начнем, разумеется, с **ПРЕИМУЩЕСТВ**:

- элементы (диоды, транзисторы и т. д.), выполненные на одном кристалле, будут иметь характеристики, максимально приближенные друг к другу, не будет такого разброса параметров, как у дискретных элементов;
- не будет проблем, связанных с неправильным монтажом элементов и нарушений в работе схемы из-за неправильной разводки платы (например, длинных дорожек);
- существенно повышается надежность устройства и упрощается его ремонт;
- обеспечиваются меньшие габариты и вес конечного устройства;
- для изготовления устройства нужно меньше расходных материалов;
- готовые изделия на ИМС дешевле, как по вышеперечисленным причинам, так и потому, что при потоковом производстве легче добиться качественного результата. То есть выше воспроизводимость изделий без необходимости тщательного отбора параметров и настройки.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Использование ИМС позволило промышленности реализовать некоторые устройства, которые на дискретных элементах было сделать невозможно или сложно и дорого.

Получается, что интегральная микросхема — это своего рода ***электронный полуфабрикат***, который будет работать с небольшим количеством дискретных элементов в обвязке.

Несколько слов о недоставках микросхем

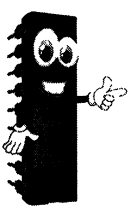
Но есть у микросхем и некоторые **НЕДОСТАТКИ**.

Во-первых, меньшая «гибкость». Схемы на дискретных элементах более гибкие в плане настройки. Поэтому устройства, собранные на них, могут лучше выполнять свои функции, но при значительно больших трудозатратах как при разработке, так и при сборке, и стоимость их будет выше, соответственно.

Во-вторых, инженеры должны подбирать ИМС под свои нужды, а если таковой нет, то подгонять параметры изделия под выпускаемые типы микросхем.

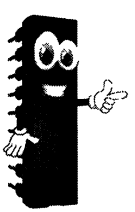
Третий недостаток касается, в большей степени, радиолюбителей и мастеров по ремонту. Как бы ни было, удобно использовать один элемент вместо нескольких, но сложные ИМС имеют множество выводов для поверхностного монтажа или вовсе BGA-шарики на «пузе». Это усложняет монтаж.

И **в завершении...** Если вышел из строя транзистор в изделии, ремонт может стоить буквально пару десятков рублей, а если не нашли такой-же, можно подобрать аналогичный по параметрам, в крайнем случае, немного «поправить» обвязку. Если вышла из строя микросхема — не везде и не всегда можно купить именно ту, что нужно. Поэтому стоимость ремонта может быть значительной, а с доставкой — тем более.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Хотя в вопросе доставки сильно помогает любимый электронщиками-энтузиастами АЛИЭКСПРЕСС.



ПОДВЕДЕМ ИТОГИ.

Интегральная микросхема *— это миниатюрное электронное устройство, в котором содержатся транзисторы, диоды, резисторы и другие активные и пассивные элементы, число которых может достигать нескольких десятков тысяч в одном корпусе (бывают и без*

него, вспомните черные капли на картриджах «Денди»). Это позволило делать сложные схемы в миниатюрном исполнении, с малым весом.

Но микросхемы бывают разными, описывать все их виды, в нашем случае, не имеет смысла. Поэтому давайте разделим их на две основные группы **по виду сигнала**, с которым они работают: **АНАЛОГОВЫЕ** и **ЦИФРОВЫЕ**. Поэтому в следующем разделе рассмотрим, чем отличаются эти сигналы и где они используются.

16.3. Виды сигналов — аналоговый и цифровой

Аналоговый сигнал

Представим, что вы собираетесь на улицу и думаете, что надеть, вышли на балкон, чтобы оценить, насколько холодно, что вы почувствуете?

Радиолюбитель: *Почувствую, что на улице тепло или холодно.*

Настолько однозначно? Одинаково ли тепло будет майским деньком или в полдень в июле? Одинаково ли холодно будет в ноябре и в крещенские морозы?

Радиолюбитель: *Нет, но для этого придумали термометр, по которому можно с легкостью определить, сколько градусов тепла или мороза на улице и в помещении.*

Совершенно верно, но сколько может быть градусов тепла или мороза? Нельзя четко сказать, что на улице +30 градусов жары, ведь может быть и +30,5°C, и даже +30,55°C, а если еще углубится, то показания можно уточнять до любого знака после запятой. Сколько же всего величин температуры может существовать?

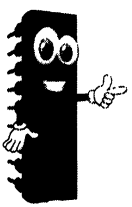
Радиолюбитель: *С такой точки зрения — бесконечное множество.*

Совершенно верно! То же можно сказать и о ваших тактильных ощущениях от едва ощутимого поглаживания до сильнейшей, нестерпимой агонии. Если говорить об электронике и ее сигналах, то такие

сигналы называются **аналоговыми**. Проверим, как вы поняли эти сравнения, что же такое аналоговый сигнал?

Радиолюбитель: *Аналоговый сигнал — это такой сигнал, который может принимать бесконечное множество значений, верно?*

Да, именно так. Он, по определению, не может измениться мгновенно, всегда. Неважно, о чем мы говорим, всегда есть определенная скорость изменения, когда сигнал проходит все множество величин от начальной до конечной точки.



ЗАКОНОМЕРНОСТЬ.

Аналоговый сигнал изменяется все время, без каких-либо ступеней или временных промежутков, то есть беспрерывно.

Аналоговый сигнал — это то, что ощущает человек. Все, что есть в природе, если представить как электрический сигнал, — аналоговое. **Цифровых сигналов природа не создала.** Их придумали люди. Никогда нельзя сказать однозначно о каких-либо ощущениях, всегда можно их описать с определенной степенью подробности. Это относится и к звуку, и к зрению и к другим органам чувств.

Поэтому, кроме того, что аналоговый сигнал может принимать бесконечное множество значений, следует знать и то, что аналоговый сигнал непрерывен. На графике он может быть представлен непрерывной линией, как на **рис. 16.4**.

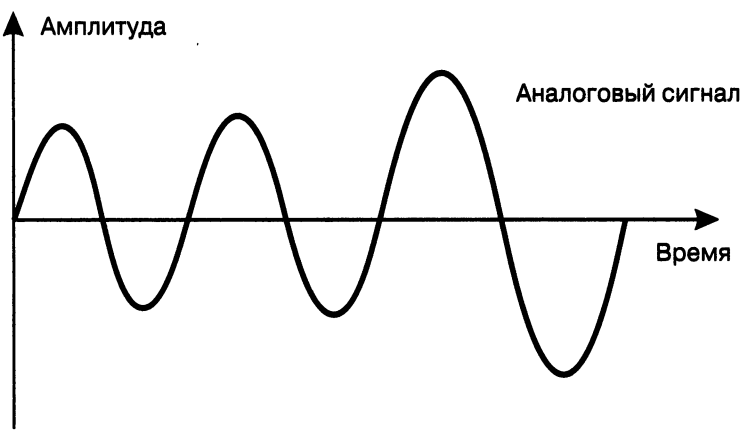
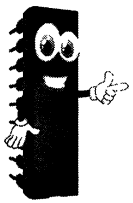


Рис. 16.4. *Вид аналогового сигнала на графике*



ПОДВЕДЕМ ИТОГИ СКАЗАННОМУ.

Аналоговые микросхемы работают с аналоговым сигналом — генерируют, усиливают, суммируют и выполняют другие действия, связанные с его обработкой. Аналоговые схемы наиболее точно передают сигналы, но подвержены огромной проблеме — шумам.

Всегда есть помехи и шумы, от чего качество выходного сигнала сильно ухудшается, вплоть до его полной потери. Хотя усилительную аудиоаппаратуру для музыкальных инструментов и аппараты hi-end уровня и по сей день выполняют на аналоговых схемах.

Цифровые же микросхемы гораздо более устойчивы к наводкам и шумам ***(рис. 16.5)****.*

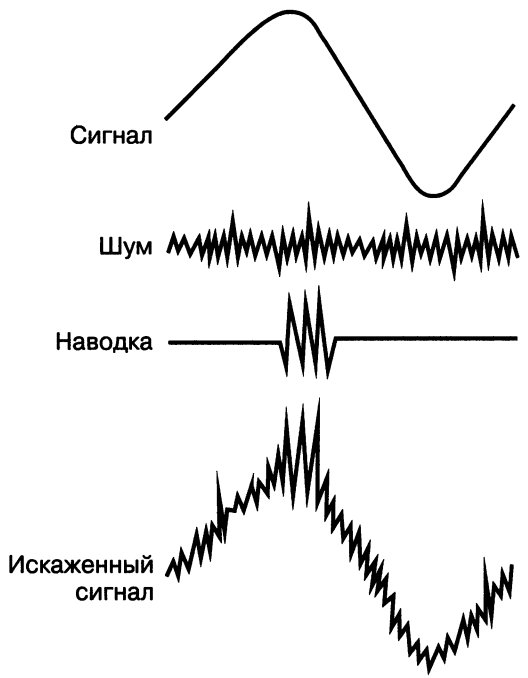


Рис. 16.5. *Влияние шумовой и импульсной помехи на аналоговый сигнал*

Дискретный сигнал

Радиолюбитель: *С аналоговым сигналом разобрались, чем от него отличается цифровой и какие есть особенности?*

Хорошо, пойдем дальше! Следующий тип сигнала — **дискретный**. Это сигнал с конечным числом значений.

Радиолюбитель: *Если в аналоговом сигнале было предельно понятно, что значения воспринимаются постоянно, то как у него может быть конечное число значений? Он что считывается только пару секунд? А что потом?*

Почти правильно, да не совсем. Итак, представим, что мы смотрим какой-то фильм, что мы видим с точки зрения восприятия?

Радиолюбитель: *Видим какие-нибудь картинки на экране, которые сменяют друг друга 24 раза в секунду, а в современных условиях, в видеороликах и фильмах может быть и 30, и 60 кадров в секунду.*

Правильно, а есть камеры, которые снимают сотни и тысячи кадров в секунду. Пример, который я привел не слишком удачный. Ведь количество кадров в секунду все же конечно. Поэтому давайте представим, что в нормальном состоянии мы видим красивую и плавно изменяющуюся картинку на экране, из которой мы получаем самый полный объем информации.

Вернемся к нашим 24 кадрам, что это фактически будет, если замедлить видео очень сильно?

Радиолюбитель: *Мы увидим статичные кадры, которые сменяют друг друга.*

Хорошо. Немного еще подкорректируем ситуацию. Представим, что изначально у нас видео идет с какой-то скоростью, пусть 24 кадра в секунду. Оставим из них 1 кадр в 1 секунду. Т. е. из двух секунд выбросим 23 кадра и оставим 1.

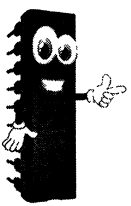
Вместо выброшенных 23 кадров мы оставим первый кадр. То есть 1 кадр появляется, и до конца секунды мы наблюдаем именно его, затем он сменяется первым кадром из второй секунды, затем первым кадром из третьей секунды и так далее. Что мы увидим и сможем ли воспринять происходящее в фильме в итоге?

Радиолюбитель: *Мы будем смотреть своего рода слайд-шоу. В принципе, хоть и такого удовольствия, как при нормальном просмотре, мы не получим, но общий сюжет и содержимое фильма мы увидим.*

Да, именно так. Мы будем видеть набор слайдов, которые сменяют друг друга 1 раз в 1 секунду. А если мы оставим 1 кадр из 10 секунд? А если 1 кадр из целой минуты? Как изменится восприятие нами информации?

Радиолюбитель: *Несложно догадаться, что чем реже будут сменяться кадры, тем меньше информации о происходящем в фильме мы получим, а чем чаще они будут меняться — тем более полную картину и более полный набор происходящих действий и событий мы увидим. Но причем тут электроника и микросхемы?*

Вы правильно меня поняли, а электроника, микросхемы и виды сигналов здесь притом, что мы сейчас разобрались, что такое дискретный сигнал. Сформулирую то, что было сказано выше в виде определения.



ОПРЕДЕЛЕНИЕ.

Дискретный сигнал — это сигнал с конечным числом значений. Он повторяет амплитуду аналогового сигнала, но в отличие от него считывается не постоянно, а фрагментами. Слово ДИСКРЕТНЫЙ происходит от латинского discretus, что означает прерывистый (разделенный).

Мы «посмотрели» фильм с частотой кадров 1 кадр в 1 минуту. Представим, что ваши органы чувств получают данные об окружающей среде таким же образом. То есть вы слышите, видите и чувствуете не постоянно, как сейчас, а отдельными обрывками.

Чтобы воспринимать действительность этого тоже хватит при условии, что моменты, когда органы чувств работают, «включаются» с достаточной частотой. Если это происходит слишком редко, вы не услышите звука и не увидите изображение, а будут лишь отдельные «щелчки» и «всплески», по которым не сможете собрать воедино реальную информацию, не сможете ориентироваться в пространстве и перемещаться по нему. Ведь пока «обновится» изображение, вы обязательно упадете или во что-то врежетесь, и так далее.

Пример дискретного сигнала в графическом виде представлен на **рис. 16.6**.

Все эти аналогии иллюстрируют два понятия:

- дискретный сигнал;
- частота дискретизации.

Частота дискретизации — это и есть частота считывания, восприятия сигнала. На приведенном графике (**рис. 16.6**) вы видите пример такого сигнала. На практике чаще всего сигнал выглядит подобным образом, а его считывание происходит с определенной частотой через фиксированный временной интервал.

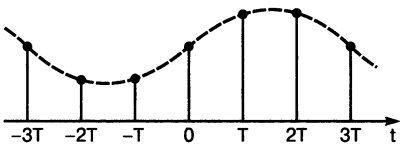


Рис. 16.6. *Пример дискретного сигнала на графике*

ПРИМЕЧАНИЕ.

Как отмечалось ранее — чем выше частота дискретизации, тем более качественно и точно мы примем сигнал.

Посмотрите на **рис. 16.7**. В правой его части вы видите, как будет выглядеть аналоговый сигнал сложной формы в дискретном виде.

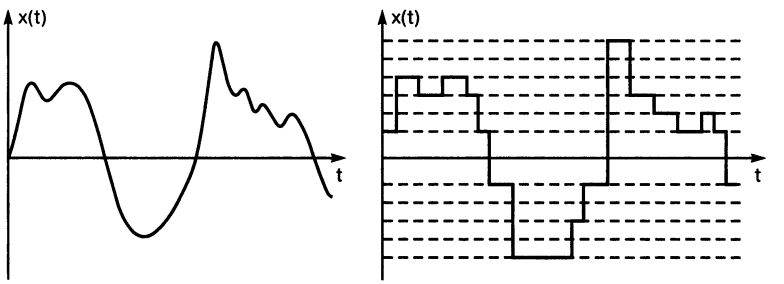
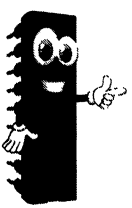


Рис. 16.7. *Аналоговый (слева) и дискретный (справа) сигналы*

Цифровой сигнал

Цифровой сигнал всегда дискретный (*но дискретный — не всегда цифровой*), но при этом цифровой сигнал может принимать два значения — логические ноль и единицу. Их еще называют **«высокий»** и **«низкий» уровень**. С электрической точки зрения это какое-то высокое напряжение при логической единице, а при нуле – на выводе будет напряжение приближено к нулю вольт.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Логическая единица означает: «Да» или «Истина» (true). Логический ноль означает: «Нет» или «Ложь» (false).

Величина напряжения высокого уровня зависит от типа логики (внутренней схемотехники и применяемого типа транзисторов), а также от напряжения питания. Пожалуй, самые распространенные напряжения логической единицы — это 3,3 и 5 вольт, но могут использоваться и другие: 1,2, 1,5, 1,8, 2,5, 3,3, 5, 10, 15 вольт...

Радиолюбитель: *Ну, а как тогда цифровым сигналом передавать данные, если он принимает только два значения?*

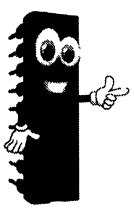
Вот в этом и заключается главное различие цифрового и дискретного сигнала. Давайте разбираться! Вы знаете что-нибудь об азбуке Морзе, что она собой представляет?

Радиолюбитель: *Азбука Морзе — это способ знакового кодирования, которым пользуются моряки и не только для передачи сигналов. Он состоит из точек и тире. Точки — это короткие звуки, а тире — длинные.*

Только звуки? Какой особенностью еще обладает азбука Морзе?

Радиолюбитель: *Я сказал «звуки» лишь как пример. Азбукой Морзе можно передать сигнал любым способом, который позволяет различать длину передаваемого символа. Например, с помощью прожектора или фонарика, включая и отключая его на короткие или длинные промежутки времени.*

Правильно. Прелесть азбуки Морзе заключается в том, что сигнал передается четко, без полутонов, либо есть звук (свет), либо его нет. А язык, которым зашифрованы буквы и слова, состоит из особой комбинации длительностей и последовательности коротких и длинных сигналов.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Цифровой сигнал *— это последовательность электрических импульсов (единиц и нулей) одинаковой величины, и зачастую одинаковой длительности, но их последовательностью шифруются нужные данные.*

Радиолюбитель: *Если цифровой сигнал — это лишь набор импульсов, то как можно аналоговый сигнал представить в виде цифрового?*

«Общение» на языке цифровых сигналов происходит с помощью так называемого **двоичного кода**. Сначала аналоговый непрерывный

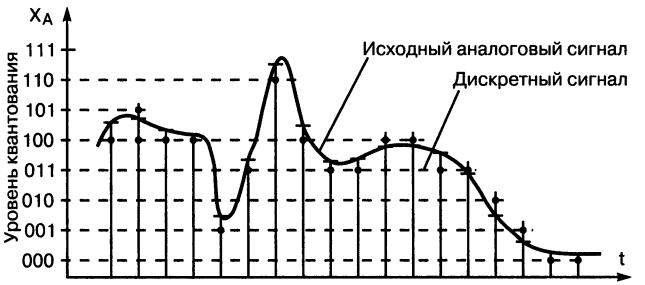


Рис. 16.8. *Дискретизация по времени и квантование по уровню аналогового сигнала*

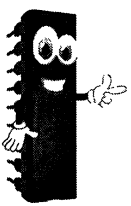
сигнал переводят в дискретный. Для этого производят **квантование по уровню**, то есть измерения с определенной частотой (**рис. 16.8**).

Затем квантованный сигнал переводят в двоичный код. Он, между прочим, читается справа налево, а номера бит начинаются с нуля:

- справа у нас первый, а, вернее, нулевой бит;
- слева в слове будет последний бит, в 8-битной последовательности он будет с номером 7.

Перевод аналогового сигнала в цифровой вид представлен на **рис. 16.9**.

Код может передаваться последовательно или параллельно. Последовательная передача происходит по двум или больше проводам в виде пачек «двоичных слов» или «пакетов», каждое слово состоит из определенного числа бит. Количество бит в слове называется **разрядностью**, например, 8, 16, 32, 64-бита.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Кстати, пакет из 8 бит называется ***байтом****.*

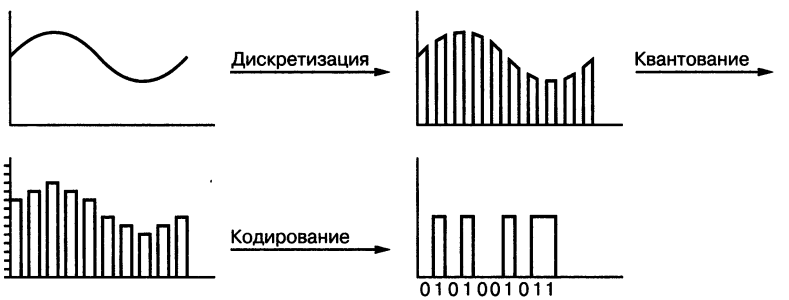


Рис. 16.9. *Перевод аналогового сигнала в цифровой вид*

На самом деле, кроме самих данных в пачке, бит может содержать биты адреса (от какого и какому устройству передается сигнал), стартовый бит и другое. Для последовательной передачи цифрового сигнала нужен еще и тактовый сигнал, который «говорит» микросхеме или микроконтроллеру о том, что нужно считать сигнал со входа. Получается, что данные передаются и считываются по одному биту друг за другом — **последовательно**.

Параллельная передача происходит по числу проводов, равному числу бит плюс еще один или два. То есть в этом случае все биты передаются одновременно, за один такт.

Не будем углубляться в способы преобразования и передачи цифровых сигналов, нас сейчас это не интересует. Давайте подведем итоги по этой части главы. У вас есть какие-то вопросы?

Радиолюбитель: *Да, в принципе, что такое цифровой сигнал, я понял. Но выше вы говорили о том, что он более устойчив к шумам. Почему?*

Цифровой сигнал значительно меньше подвержен влиянию помех, поэтому восстановить исходный сигнал, даже при большом количестве шума, значительно проще. В связи с этим при передаче на дальние расстояния нужно затрачивать меньше усилий для борьбы с шумами и помехами. Дело в том, что при сложении цифрового сигнала и аналоговых помех в результате мы получаем такую же последовательность единиц и нулей, но с определенной степени искажениями. Так как форма сигнала нас теперь не интересует, то и влияние оказывают эти искажения значительно меньшие. На **рис. 16.10** это наглядно показано.

Вы знаете, что Россия и Украина за прошедшие пару лет перешла на цифровое эфирное телевидение, и, возможно, сами наглядно заметили, что там, где на аналоговом вещании была картинка с помехами, теперь стало все четко и ясно.

Радиолюбитель: *Да, изображение в цифровом телевидении стало четким и красочным. А какие еще отличия, кроме формы и способа представления информации, имеют цифровые и аналоговые сигналы?*

Если рассматривать этот вопрос с точки зрения электроники, то цифровые приборы имеют больший КПД: транзисторы в них работают в ключевом режиме, что снижает их нагрев и, как следствие, потери. Быстродействие цифровых схем во многом зависит от типа логики (типа самих ИМС) и ограничено, в сущности, только быстродействием транзисторов в их составе.

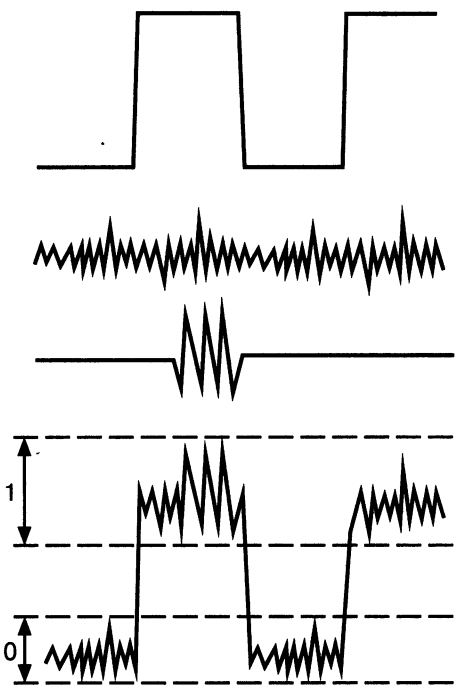


Рис. 16.10. *Влияние шумовой и импульсной помехи на цифровой сигнал*

Однако аналоговые схемы практически мгновенно отображают изменения сигналов. Цифровые же могут быстро сработать только при передаче сигнала «да»/«нет». При передаче каких-либо данных затрачивается и время на аналогово-цифровое преобразование (если необходимо) и на передачу (существенно при использовании последовательных портов).

Тем не менее, подавляющее большинство современных устройств — цифровые. Они имеют в своем составе микроконтроллер, а чаще и микропроцессор. Также, возвращаясь к теме этого ШАГА, отмечу, что все они собираются на ИМС. Схемы, построенные исключительно на дискретных элементах, изжили себя, и они все реже применяются даже в простейших устройствах.

Радиолюбитель: *Понятно! Я надеюсь, что мы закончили с теорией и приступаем к практике?*

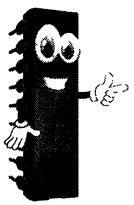
Почти да! Приступим к рассмотрению схем и конструированию устройств на аналоговых микросхемах.

АНАЛОГОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ: СОЗДАЕМ ПРАКТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

В этом шаге мы подробнее познакомимся с микросхемами, приведем примеры схем на популярных ИМС и разберемся, как с ними работать.

17.1. Микросхемы для преобразования аналогового сигнала в цифровой: практика

555 — никакого оккультизма, просто интегральная микросхема-таймер

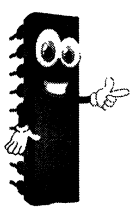


ПРИМЕЧАНИЕ.

Таймеры или многофункциональные времязадающие устройства, о которых мы будем здесь говорить, представляют собой промежуточную ступень между аналоговыми и цифровыми устройствами.

Они позволяют производить преобразование аналоговых сигналов в последовательность импульсов по заданному закону, обеспечивать формирование или генерацию импульсов с регулируемой длительностью, скважностью... Теперь об этом подробнее.

В 1971 году компания SIGNETICS выпустила на рынок новую интегральную микросхему, это был **универсальный таймер**. Маркировка этой ИМС была такой — **NE555**. Из-за широкой популярности данного таймера различные производили маркировали эту микросхему очень схоже. Маркировка отличалась зачастую только буквами, и, чаще всего, в ней содержались эти три цифры — 555. Отсюда у радиолюбителей прижилось имя нарицательное — **555-ый таймер**.



ПРИМЕЧАНИЕ.

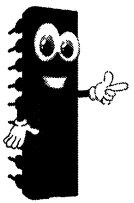
Советская промышленность также выпускала аналоги микросхемы NE555 — КР1006ВИ1 и КР1087ВИ2.

Есть и другие вариации этой ИМС: **556** — сдвоенная версия, **558** — счетверенная, которые содержат в себе **2** и **4** 555-ых микросхемы, соответственно.

Микросхема NE555 — устройство для генерирования одиночных или повторяющихся импульсов со стабильными временными характеристиками (время паузы, время импульса). Она представляет собой асинхронный RS-триггер, со специфическими порогами входов, которые точно заданы внутренними аналоговыми компараторами и точным делителем напряжения.

Радиолюбитель: *Что такое RS-триггер?*

Это устройство, в большей степени, относится к цифровой схемотехнике, но может быть реализовано и на аналоговых элементах, например, операционных усилителях.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Триггером *называется устройство, способное длительно находиться в одном из двух устойчивых состояний и чередовать свое состояние под воздействием внешних сигналов.*

Так как состояние выхода триггера сменяется только под воздействием внешних сигналов, то обобщенно его справедливо назвать **простейшей ячейкой памяти.**

Радиолюбитель: *Я понял, вернемся к нашей микросхеме?*

Да, эта микросхема стала очень популярной благодаря относительной простоте работы с ней и гибкости. Ее используют там, где нужно четко задать какой-то временной интервал или выдать сигнал с определенной частотой. Строят различные генераторы, реле времени, пороговые устройства и т. д.

На ней можно сделать даже ШИМ-регулятор для регулировки напряжения в цепях постоянного тока. Например, так управляют яркостью светодиодных лент, двигателями электроинструмента... Еще можно использовать его в качестве генератора для импульсного преобразователя напряжения.

Сегодня эта микросхема выпускается во множестве вариантов (биполярных и КМОП вариантов). Советской промышленностью также выпускались ее аналоги.

Назначение выводов и внутреннее устройство

Давайте ознакомимся с микросхемой подробнее, для начала взгляните на ее блок-схему (**рис. 17.1**) и принципиальную схему (**рис. 17.2**). Микросхема включает в себя 24 транзистора, 17 резисторов и 2 диода.

На схеме мы видим, что в микросхеме есть три основных функциональных элемента — **два компаратора** (операционных усилителя, обозначены треугольниками с 3 выводами) и **триггер** (обозначен как F/F).

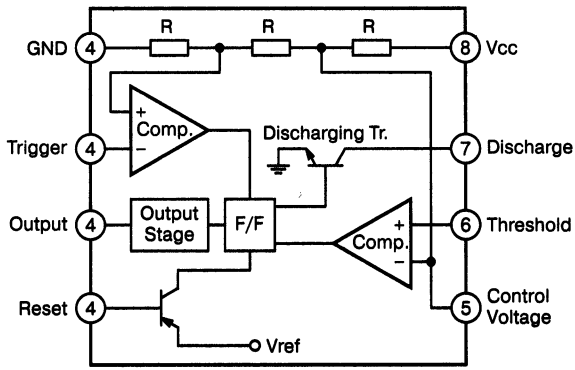


Рис. 17.1. *Блок-схема ИМС NE555*

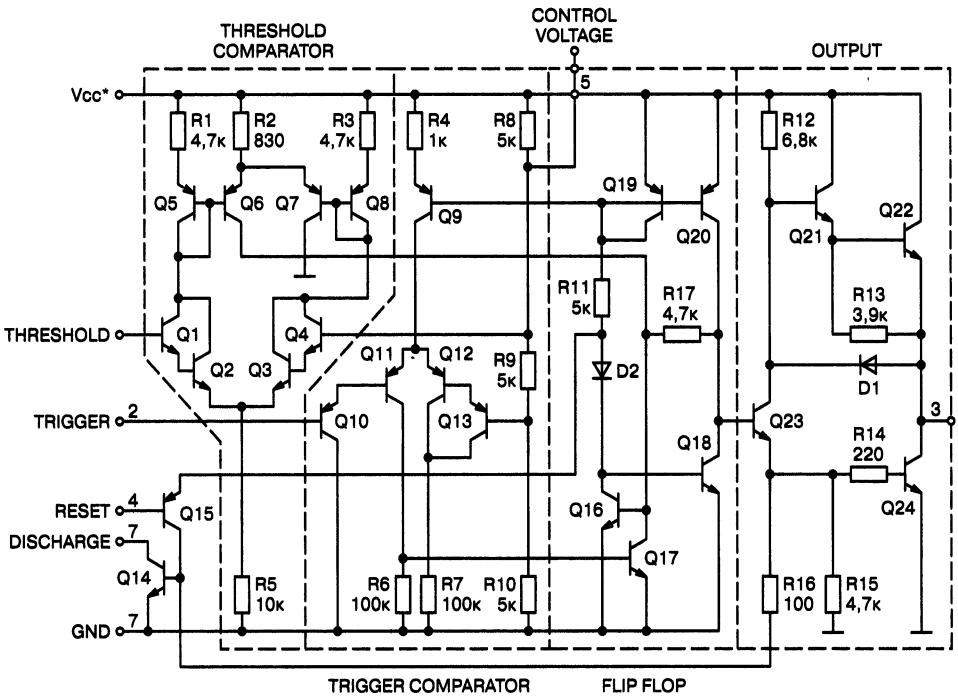


Рис. 17.2. *Принципиальная схема ИМС NE555*

Таймер NE555 выполняется в «восьминогих» корпусах типа DIP8 или SOP8, для выводного и поверхностного монтажа на печатную плату, соответственно. Раньше микросхема производилась в металлическом круглом корпусе, но сейчас встретить ее в таком исполнении вам вряд ли удастся.

Названия выводов подписаны в соответствии с нумерацией и их реальным расположением на **рис. 17.1**. Давайте перечислим их назна-

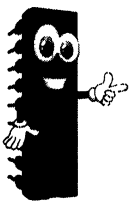
чение и функции, в скобках укажем номер вывода (pin) и перевод названия.

GROUND или **GND** (Pin 1 «Земля») — минус питания, общий провод.

TRIGGER (Pin 2 «Триггер» или «запуск») — вывод, отвечающий за запуск. Если напряжение на пуске падает ниже (1/3)Vcc (напряжения питания), то таймер запускается. Ток, потребляемый входом, не превышает 500 нА.

OUTPUT (Pin 3 «Выход») — с этого вывода снимают выходной сигнал. На нем формируются прямоугольные импульсы, напряжение которых примерно на 1,7 В, ниже напряжения питания, когда он включен. Выход выдерживает силу тока до 200 мА.

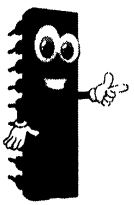
RESET (Pin4 «Сброс») — при подаче низкого уровня микросхема переходит в исходное состояние. *Под **низким уровнем** здесь понимается напряжение, величина которого менее 0,7 В.* Вывод имеет приоритет над остальными, поэтому схема сбрасывает микросхемы независимо от режима, в котором находится таймер на данный момент.



СОВЕТ.

В случае, если в вашей схеме не нужна функция «сброса», подключите этот вывод к плюсу питания.

CONTROL VOLTAGE (Pin 5 «управление ») — вывод связан с опорным напряжением первого компаратора (см. блок схему (**рис. 17.1**), вывод, который возле вывода «**TRIGGER**»). Используется редко, например, для широтно-импульсной модуляции сигнала произвольной формы.



ВНИМАНИЕ.

Если в вашей схеме не задействуется эта функция, — его нужно соединить с общим («землей», GND) через конденсатор небольшой емкости (0,01 мкФ). Ведь если оставим этот вывод «висеть в воздухе», то он будет ловить все наводки и помехи, сбивая работу таймера.

THRESHOLD (Pin 6 «Порог» или «Стоп») — используется для остановки таймера. Когда на этом входе напряжение превышает (2/3)Vcc (напряжения питания), а на 2 выводе (TRIGGER, имеет приоритет над THRESHOLD) нет запускающего сигнала — таймер останавливается и переводит выход таймера в низкий уровень.

DISCHARGE (Pin 7 «Разряд»). Соединяется с землей через транзистор внутри самой микросхемы. Этот транзистор включается, когда на выходе ИМС низкий уровень. Обычно к нему подключают времязадающий конденсатор, который разряжается на землю через этот транзистор. Выдерживает ток до 200 мА, и иногда используется как дополнительный выход.

Vcc (Pin 8 «Питание»). На этот вывод подается напряжение питания в диапазоне 4,5—16 В.

Принцип работы

Радиолюбитель: *Пока ничего не понятно, расскажите, как это все работает?*

Хорошо, давай кратко пройдемся по принципу работы таймера, но прежде определимся с некоторыми понятиями. Несмотря на то, что эта микросхема аналоговая, здесь удобно оперировать понятиям «ВЫСОКИЙ» и «НИЗКИЙ» уровень, подобно цифровым ИМС.

Под **высоким уровнем** понимается напряжение, приближенное к напряжению питания, а под низким — близкое к нулевому. При этом в ДАТАШИТЕ четко сказано, что микросхема изменяет свое состояние при 1/3 от напряжения питания на выводе TRIGGER — это мы будем писать, как (1/3)Vcc или называть «низким уровнем», а также при (2/3) Vcc на выводе THRESHOLD — это мы назовем «высоким уровнем».

Радиолюбитель: *Хорошо, это понятно.*

Тогда поехали! Но, когда вы будете читать далее, крайне желательно смотреть на БЛОК-СХЕМУ, изображенную на **рис. 17.1**, а также на СХЕМУ ВКЛЮЧЕНИЯ, изображенную на **рис. 17.3**.

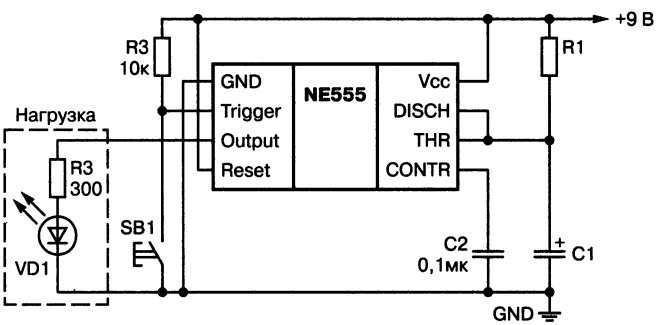


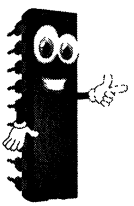
Рис. 17.3. *Схема включения NE555 для работы в режиме одновибратора*

При подаче низкого уровня (т. е. напряжения меньше чем (1/3)Vcc) на вывод «запуск» (TRIGGER) срабатывает первый компаратор и переключает триггер F/F, после чего на выходе (OUTPUT) появляется высокий уровень.

Второй компаратор, неинвертирующий вход (+) которого соединен с выводом THRESHOLD, срабатывает при подаче сигнала высокого уровня на этот пин (больше чем (2/3)Vcc), и сбрасывает триггер F/F в исходное состояние. В результате этого на выводе Output вновь появляется низкий уровень, а Discharge замыкается на землю.

К выводам THRESHOLD и DISCHARGE обычно подключается конденсатор, который:

- заряжается, когда на выходе — высокий уровень напряжения;
- разряжается, когда на выходе — низкий уровень.



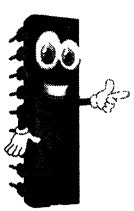
ПРИМЕЧАНИЕ.

Разряд этого конденсатора происходит через вывод DISCHARGE, встроенный в ИМС транзистор, на землю.

В свою очередь, конденсатор заряжается от плюса питания через резистор, поэтому напряжение на выводе Threshold плавно увеличивается. А когда оно достигает уровня больше, чем 2/3 напряжения питания, срабатывает нижний по схеме компаратор и переключает триггер. После этого на выходе микросхемы появляется низкий уровень, и конденсатор будет разряжаться на землю через Discharge.

Моностабильный мультивибратор или одновибратор

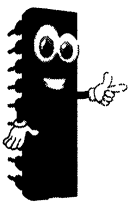
Чтобы лучше понять принцип работы, следует проанализировать пару популярных схем на этой ИМС. Начнем с **моностабильного мультивибратора**.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Моностабильный мультивибратор *— это разновидность ждущего мультивибратора, имеющего одно стабильное состояние и одно неустойчивое.*

При поступлении запускающего импульса (на вывод TRIGGER) одновибратор переключается в неустойчивое состояние на определенное время, причем оно не зависит от длительности запускающего импульса. Через заданное время одновибратор возвращается в устойчивое состояние.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

*Если сказать проще, то **одновибратор** — это такое устройство, на которое нужно подать импульс для запуска, после чего на выходе появится сигнал определенной длины. И это будет **первый режим работы** схемы на NE555, которые мы рассмотрим.*

Вы не будете против рисования таймера на схеме не по ГОСТовским УГО, а в виде микросхемы с ее реальным расположением ног?

Радиолюбитель: *Я думаю, так будет даже проще понять и повторить схему.*

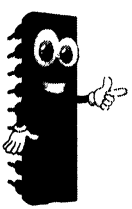
Пройдемся **по элементам** схемы, которая изображена на **рис. 17.3**):

R1C1 — это времязадающая цепочка, от нее зависит длина импульса на выходе;

SB1 — это кнопка без фиксации с нормально-разомкнутыми контактами, ею мы подаем сигнал запуска таймеру;

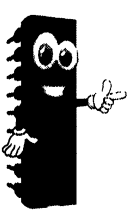
R3 — резистор, который ограничивает ток через кнопку SB1 и подтягивает вход TRIGGER к напряжению питания, когда кнопка не нажата;

R2 и VD1 — это резистор и светодиод, которые имитируют здесь нагрузку.



СОВЕТ.

Подобные схемы удобно собирать изначально на светодиодах, поскольку это наглядно и просто.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Если вы будете питать схему от другого напряжения — необходимо R2 пересчитать под ток и напряжение питания светодиода. На схеме указано для белого 5-мм светодиода с номинальным током в 20 мА. Вместо них можно подключить транзистор и реле, и коммутировать любую нагрузку, даже сетевую 220 В.

Но учтите, что катушка реле должна быть рассчитана на напряжение, аналогичное напряжению питания. Например, вы можете питать всю схему от 12 вольт, и использовать малогабаритное реле типа SRD-12VDC-SL-C, с катушкой на 12 вольт. Или питать все от 5 вольт и использовать реле SRD-05VDC...

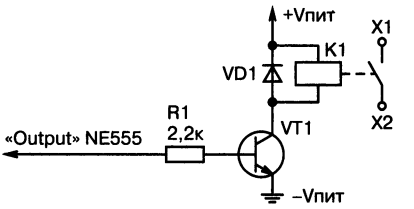
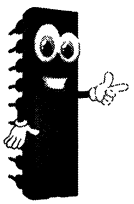


Рис. 17.4. *Схема подключения реле к выходу NE555*



ПРИМЕЧАНИЕ.

Цифра в маркировке реле перед «...VDC...» в их маркировке говорит о величине номинального напряжения катушки.

Радиолюбитель: *Понятно, расскажите, как работает эта схема?*

НАЧАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ — кнопка SB1 не нажата, TRIGGER притянут через резистор R3 к напряжению питания, на выходе у нас 0, вывод DISCHARGE соединен с землей, соответственно:

- конденсатор C1 — разряжен;
- на выводе THRESHOLD — напряжение близкое к 0.

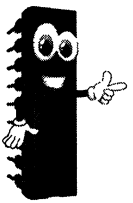
Когда мы **нажимаем на кнопку SB1**, вход триггера замыкается на минус питания, и, так как это меньше чем (1/3)Vcc, — на выходе OUTPUT таймера появляется высокий уровень, и загорается светодиод. Длительность времени, в течение которого на выходе будет сигнал высокого уровня, зависит от **времязадающей цепи R1C1**.

Конденсатор C1 постепенно заряжается через резистор R1 до тех пор, пока на выводе THRESHOLD не окажется больше, чем (2/3)Vcc. После этого компаратор, подключенный к выводу THRESHOLD, сбрасывает микросхему **в исходное состояние**. На выходе снова 0, конденсатор C1 разряжается через DISCHARGE, и на выводе THRESHOLD вновь напряжение стремится к 0.

Время импульса рассчитывается по формуле, взятой из ДАТАШИТА:

$$t = 1{,}1 \times R \times C,$$

где R — величина сопротивления резистора R1 (по схеме) в омах, а C — емкость конденсатора C1 в фарадах.



ПРИМЕЧАНИЕ.

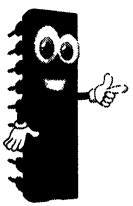
Но использование таких размерностей как фарады и омы не всегда бывает удобным, поэтому можно преобразовать эту формулу для расчета величин в килоомах и микрофарадах.

Умножим ее на 10^3 и на 10^{-6}, тогда можно считать время импульса, по килоомам и микрофарадам, формула примет следующий вид:

$$t = R \times C \times 0{,}0011.$$

Радиолюбитель: *А изменение напряжения питания оказывает влияние на длительности импульсов?*

Нет, не оказывает, так как эта формула основана на формуле постоянной времени RC-цепи. Конденсатор заряжается полностью за 3..5t, где t = RC.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Напомню, что пороги срабатывания входов TRIGGER и THRESHOLD привязаны к напряжению питания, а не к каким-то конкретным уровням.

Радиолюбитель: *Хорошо, но как использовать такую схему на практике?*

Есть ряд случаев, когда нужно сформировать одиночный импульс определенной длительности.

Например, на базе такого реле можно собрать таймер для работы каких-либо механизмов. Фактически вы получите **реле времени с задержкой отключения**. А если учесть, что подключив реле, транзистор или симистор, вы расширяете варианты нагрузки, которой будет управлять таймер, то вариантов использования этой схемы масса.

Еще можно сделать реле для управления освещением, так называемый **лестничный автомат**. Это такое устройство, которое после подачи на него сигнала (включения) срабатывает и включает электрическую цепь на заданное время. То есть, вы подходите к лестнице или какому-то длинному коридору, нажимаете на выключатель в одном его конце, и свет горит в течение времени, необходимого для преодоления этой лестницы или коридора.

А еще, буквально недавно, мне задали вопрос по поводу самодельной электропечи для литья заготовок для обуви. Человеку нужно было,

чтобы нагреватели включались на 15 секунд. Такая схема — неплохое решение этой задачи.

В общем, варианты применения моностабильного мультивибратора ограничены лишь вашей фантазией.

Хлопковый выключатель

Также на базе этой схемы несложно сделать **хлопковый выключатель (рис. 17.5)**. Для этого на вход таймера нужно подключить не кнопку, а микрофон с усилительным каскадом. Можно использовать электретный микрофон от телефонной гарнитуры или микрофон для компьютера и прочие.

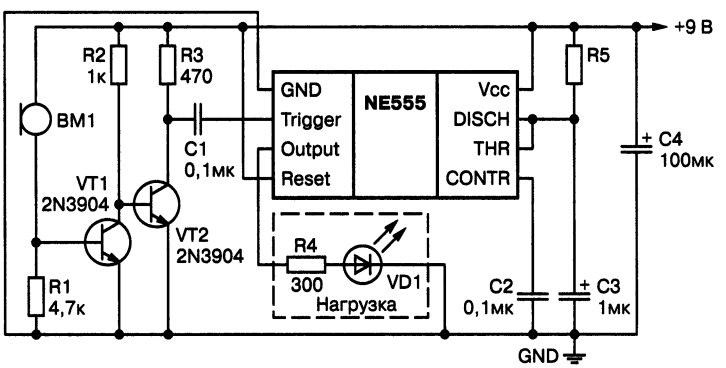


Рис. 17.5. *Акустический (хлопковый) выключатель на микросхеме NE555*

Так как на схеме нумерация деталей отличается от приведенного ранее примера, вопрос: какие элементы теперь отвечают за время импульса?

Радиолюбитель: *По аналогии я считаю, что R5 и C3...*

Значит, вы правильно поняли назначение выводов и элементов этой схемы.

Астабильный мультивибратор

Но что будет, если мы соединим вывод TRIGGER и THRESHOLD, не изменяя схему в целом?

Радиолюбитель: *Исходя из той информации по назначению выводов, что мы изучили ранее, при подаче на них напряжения больше, чем 2/3 от напряжения питания, на выходе будет ноль вольт. А при подаче напряжения ниже 1/3 от напряжения питания на выходе будет высокий уровень, на полтора вольта меньше, чем напряжение питания. Но что нам это дает?*

Правильно, а какой еще выход сменит свое состояние?

Радиолюбитель: *DISCHARGE?..*

Да! А он, в свою очередь, соединяется через внутренний транзистор с общей точкой (землей/минусом питания). А это значит, что **времязадающий конденсатор** будет:

- циклически разряжаться, когда DISCHARGE включен, а на выходе — низкий уровень;
- заряжаться, когда DISCHARGE выключен, а на выходе — высокий уровень.

Соответственно, в точке соединения TRIGGER'а и THRESHOLD'а напряжение будет плавать от чуть менее чем (1/3)Vcc до (2/3)Vcc. На выходе же будут чередоваться высокий и низкий уровень. Таким образом, мы получим **генератор несимметричных импульсов**.

Если времязадающую RC-цепь подобрать таким образом, чтобы частота была достаточно низкой, а на выход подключить светодиод, — то мы получим **простую «мигалку» (рис. 17.6)**.

Время во включенном состоянии будет зависеть от цепи R1R2C1. А время в выключенном состоянии — только от R2 и C1. Ведь заряжается конденсатор через два резистора, а разряжается только через R2 на вывод DISCHARGE.

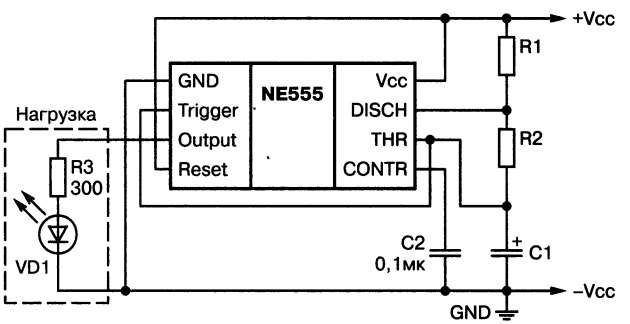


Рис. 17.6. *Схема включенияNE555 в режиме астабильного мультивибратора на примере «мигалки»*

Расчет длительности импульса ($t_и$) и **паузы** ($t_п$) производится по формулам:

$$t_и = 0{,}693 \times (R1 + R2) \times C1$$
$$t_п = 0{,}693 \times R2 \times C2$$

Здесь сопротивления — в омах, емкость — в фарадах, а время — в секундах.

Период колебаний вычисляют по формуле:

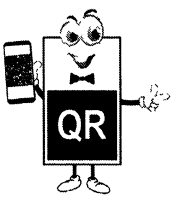
$$T = t_и + t_п = 0{,}693 \times (R1 + 2 \times R2) \times C1$$

Ну, а **частота импульсов на выходе** рассчитывается по формуле:

$$f = 1/T = 1{,}44 / ((R1 + 2 \times R2) \times C1)$$

Если вам удобнее считать, используя единицы измерения сопротивления в килоомах, а емкость — в микрофарадах, то используйте такую формулу:

$$f = 1/T = 1440 / ((R1 + 2 \times R2) \times C1)$$



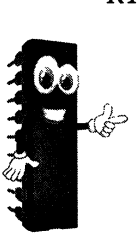
Ну, а если вам уже надоело считать, то перейдите на сайт схет.net по этому QR-коду. Вы попадете на онлайн-калькулятор. Он поможет вычислить либо сопротивления при заданном времени импульса и паузы, либо при известных сопротивлениях он выдаст вам время.

Но если рассчитать частоту повыше, на 1 кГц или еще выше, то мы не будем успевать видеть, как светодиод мигает, где это может пригодиться?

Радиолюбитель: *Так как на выходе мы получим прямоугольные импульсы, то возможно это пригодится при настройке каких-либо схем, если нужно подавать сигналы для этого...*

Так-то оно так, но если мыслить немного приземленнее, и вместо светодиода подключить динамик, то мы получим простейшую **пищалку** (**рис. 17.7**). Например, для частоты звука в 1,5 кГц номиналы будут такими:

R1 = 1 *кОм*, *R2* = 10 *кОм*, *C1* = 0,047 *мкФ* (или 47 *нФ*).



ПРИМЕЧАНИЕ.

А если постоянный резистор R2 заменить на переменный (или в дополнение к постоянному добавить переменный), то частоту можно будет регулировать (***рис. 17.8***).

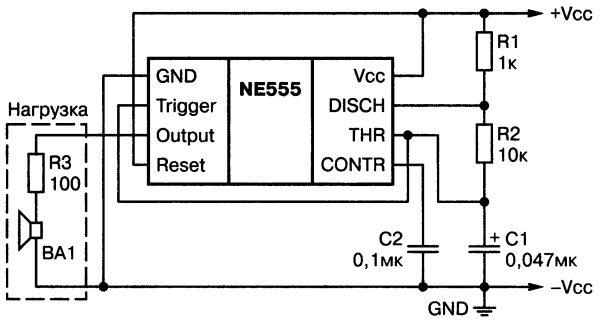


Рис. 17.7. *Схема генератора звуковой частоты (пищалки) на 555-м таймере*

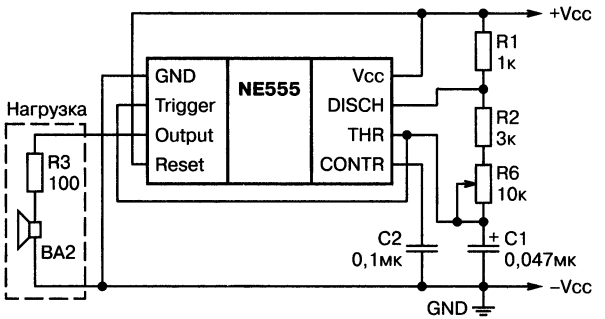
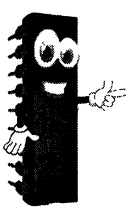


Рис. 17.8. *Схема генератора звуковой частоты с регулируемой частотой на 555-м таймере*

Генератор с точной настройкой коэффициента заполнения

Если вы хотите использовать эту схему в качестве **генератора**, то возможно столкнетесь с той проблемой, что неудобно задавать длительности импульсов. Ведь времязадающая цепь устроена таким образом, что заряжается конденсатор через два резистора, а разряжается — через один.



ПРИМЕЧАНИЕ.

К тому же, время паузы физически невозможно задать дольше, чем время импульса. Да и идеально равной также не получится задать, для этого резистор R1 должен быть намного больше, чем R2...

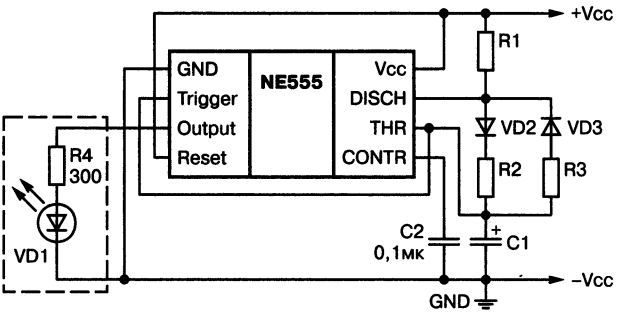


Рис. 17.9. *Мультивибратор с точной настройкой ширины импульсов*

Для таких целей есть **модификация схемы**, к резистору между конденсатором и DISCHARGE добавляют диод, а параллельно им ставят еще одну такую же цепь из резистора и диода (**рис. 17.9**).

Тогда **длительность импульса** рассчитывается по формуле:

$$t_u = 0{,}693 \times (R1 + R2) \times C1.$$

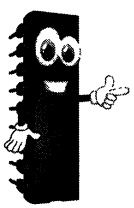
А **длительность паузы**:

$$t_n = 0{,}693 \times R3 \times C1.$$

ШИМ-регулятор на микросхеме NE555

Ну, и наконец, рассмотрим схему **простейшего ШИМ-регулятора**. С его помощью можно регулировать напряжение на нагрузке:

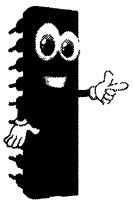
- яркость светодиодной ленты;
- обороты у электродвигателей постоянного тока.



ПРИМЕЧАНИЕ.

На шуруповертах, например, используется тот же принцип.

Принцип действия ШИМ-регулятора заключается в том, что напряжение в нагрузку подается импульсами с определенной частотой. Напряжение на нагрузке зависит от **скважности сигнала**. Но чаще используют такое понятие как **коэффициент заполнения.**



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Скважность *– это отношение периода сигнала к длительности импульса.*

Коэффициент заполнения *– это величина обратная скважности, и он равняется отношению длительности импульса к периоду:*

$$K = t_и/T \text{ и } U_{нагр} = U_{пит} \times k.$$

Эпюры ШИМ-сигнала приведены на **рис. 17.10.**

Радиолюбитель: *Рассмотрим же саму схему ШИМ-регулятора на таймере.*

Нагрузка подключается между плюсом источника питания и стоком транзистора (**рис. 17.11**). Транзисторы в схеме используются **типа МДП**, или, как их называют в зарубежной литературе, — **MOSFET**.

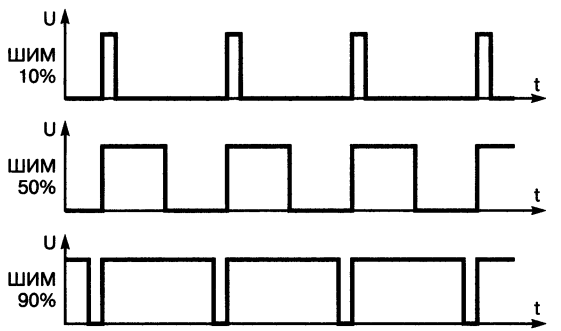


Рис. 17.10. *Эпюры ШИМ-сигнала*

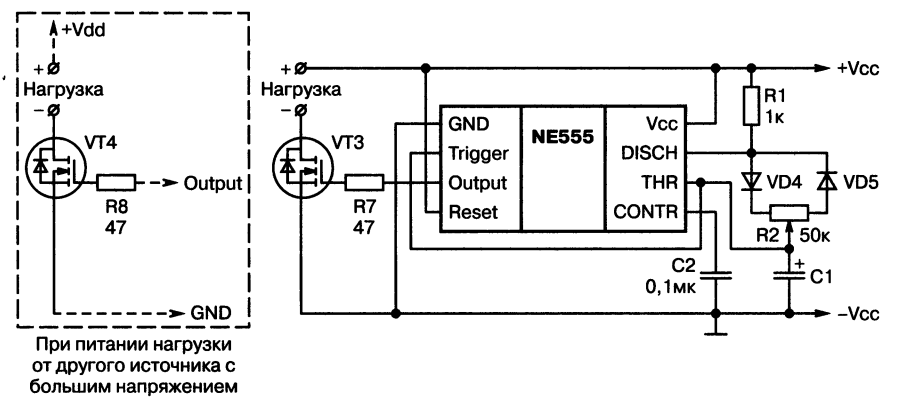


Рис. 17.11. *Схема ШИМ-регулятора на NE555*

Можно использовать любые транзисторы с низким напряжением открытия (может обозначаться как V_{GSON} или $V_{GS(TH)}$) около 4...5 вольт, например: BUZ11, IRFZ34N, IRF543, IRF3205.

Если нагрузка питается от одного источника, ШИМ-регулятор — от другого, а их напряжения отличается, — соедините их минусовые провода и подсоедините транзистор по схеме, обведенной пунктиром (**рис. 17.11, слева**).

Радиолюбитель: *Не совсем понятно, когда такое может понадобиться?*

Допустим, нагрузка питается от 30 В. Это слишком высокое напряжение для микросхемы NE555. Напомню, для нее максимальное напряжение составляет 16 В. Тогда нужно:

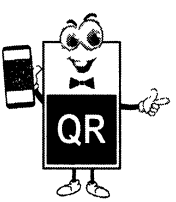
- либо добавлять микросхему-линейный стабилизатор (или другой понижающий стабилизатор напряжения) и питать от того же источника, что и нагрузка;
- либо сделать так, как показано на схеме (**рис. 17.11 , слева**).

Радиолюбитель: *О каких таких линейных стабилизаторах идет речь?*

О них мы поговорим чуть позже, это очень удобные и важные для радиолюбителя устройства.

Радиолюбитель: *Так почему же мы столько внимания уделили этому таймеру? Ради нескольких схем?*

Нет. Как я отмечал выше, это универсальное устройство, на котором можно построить целый ряд схем, ей даже посвящен целый сайт.

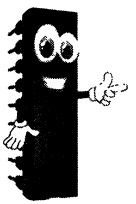


За этим QR-кодом скрывается достаточно старый сайт, посвященный великой микросхеме NE555. На нем есть подборка решений и вся информация о таймере, но только на английском языке.

17.2. Линейные стабилизаторы напряжения

Что такое линейный стабилизатор?

Вернемся к вопросу о питании схем. Можно бесконечно долго рассуждать о высоком КПД и преимуществах импульсных источников питания. Но в радиолюбительском конструировании в большинстве случаев наиболее удобно использовать микросхемы линейных стабилизаторов напряжения и тока для обеспечения схем электропитания.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Да и не только в радиолюбительской практике, но даже и в современных устройствах заводского изготовления, их можно встретить по сей день.

Радиолюбитель: *Так что же такое эти ваши «линейные стабилизаторы»?*

Вы знаете самый простой способ обеспечить необходимые напряжение и ток для чего-либо?

Радиолюбитель: *Да — использовать токоограничивающий резистор.*

Совершенно верно, его номинал рассчитывают по формуле:

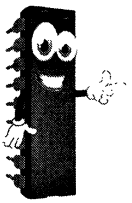
$$R = (U_{пит} - U_{нагр}) / I_{нагр}$$

где $U_{пит}$ — напряжение источника питания; $U_{нагр}$ — напряжение, требуемое для питания нагрузки; $I_{нагр}$ — ток нагрузки.

Но что будет, если напряжение питания может изменяться? Например, в автомобиле при разных оборотах двигателя, на холостом ходу и при заглушенном двигателе, напряжение изменяется в пределах трех вольт...

Радиолюбитель: *Тогда и ток через резистор, и падение напряжения на нем, и напряжение на нагрузке будет изменяться.*

Верно, поэтому в ряде случаев такое решение для питания не подходит, поскольку может вывести из строя или значительно сократить срок службы схемы.



ЧТО ЕСТЬ ЧТО.

Стабилизатор напряжения *— это устройство, которое превращает напряжение, изменяющееся по уровню, в напряжение, стабильное по уровню.*

Простейший пример такого устройства — **стабилизатор**, или как его еще называют, — **параметрический стабилизатор напряжения**.

Но так как их мощность крайне мала, для ее повышения можно использовать **усилитель мощности** (**рис. 17.12**), состоящий из одного транзистора, включенного по схеме **эмиттерного повторителя**.

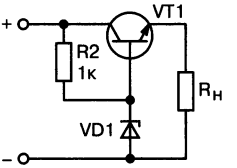


Рис. 17.12. *Схема параметрического стабилизатора с усилителем мощности*

Преимуществом такого решения является достаточно широкий диапазон напряжений стабилизации, в сущности, ограниченный количеством номиналов стабилитронов. Но при сборке такого стабилизатора возникает **две проблемы**:

- **во-первых**, нужно рассчитать номиналы элементов для конкретных случаев. Это не сложно, но все-же имеет место;
- **во-вторых**, габариты — детали параметрического стабилизатора, пусть они и небольшие, нужно еще где-то разместить.

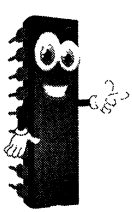
Да и у них все же есть погрешности при стабилизации, и напряжение все равно отклоняется в тех или иных пределах. На помощь нам пришли микросхемы. **Линейные аналоговые стабилизаторы** русскоязычные радиолюбители называли ранее и будут называть в дальнейшем просто «**КРЕНки**».

Радиолюбитель: *Откуда пошло такое название и что оно значит?*

Название пошло от маркировки отечественных микросхем-стабилизаторов, она выглядела так: **К142ЕН8Б**. В качестве примера приведена маркировка 12-вольтного линейного стабилизатора (**рис.17.13).**

Итак, **микросхемы линейных стабилизаторов** можно разделить на 2 типа:

- с фиксированным выходным напряжением;
- регулируемые.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Первый вариант проще в использовании, он состоит из самой микросхемы и пары фильтрующих конденсаторов для сглаживания пульсаций. Такие микросхемы включаются последовательно с нагрузкой, отсюда и полное название: «последовательный линейный стабилизатор».

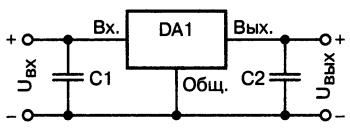
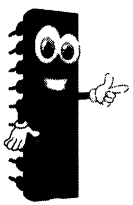


Рис. 17.13. *Типовая схема включения линейного стабилизатора*

Типовая схема включения линейного стабилизатора представлена на **рис. 17.13**.

Радиолюбитель: *А какой тогда параллельный?*

А **параллельный** — это стабилизатор на стабилитроне без транзистора, например. Самые распространенные из импортных микросхем линейных стабилизаторов напряжения — это серия L78**xx** и L79**xx**, где **xx** — величина стабилизированного напряжения на выходе.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Иногда обозначаются как LM78xx. При этом 78xx – это стабилизаторы положительного напряжения, а 79xx – отрицательного.

Радиолюбитель: *Как это «положительного» и «отрицательного» напряжения? В чем разница?*

Хороший вопрос. Простейший пример — когда нужно стабилизировать двухполярное питание, например, для операционного усилителя или усилителя мощности. Чтобы наглядно рассмотреть такой случай, предлагаю ознакомиться со следующей схемой (**рис. 17.14**).

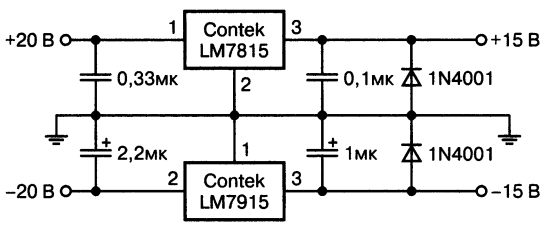
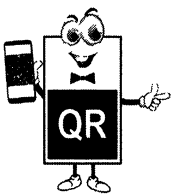


Рис. 17.14. *Использование линейных стабилизаторов для стабилизации двухполярного напряжения*

В ней используются стабилизаторы на 15 вольт 7815 и 7915. Схема взята из технической документации к ним.

В маркировке этих микросхем могут присутствовать и другие буквы, например: 78L05, 78M05, 7805CV, 7805A. Обычно они говорят о типе корпуса, от чего зависит и максимальный выходной ток.



Чтобы не запутаться — ищите их ДАТАШИТЫ на сайте Alldatasheets.com (перейти на него можно по этому QR-коду).
В поисковом поле сайта нужно вбить маркировку микросхемы и выбрать нужную из списка, который вам выдаст.

Как работают чудо-стабилизаторы

Радиолюбитель: *Хорошо, но как работают эти чудо-стабилизаторы?*

В начале этого диалога я спросил о простейшем способе обеспечить питание нагрузки с номинальным напряжением, отличным от напряжения источника. И вы привели пример с использованием токоограничивающего резистора. После чего мы пришли к выводу, что это нерационально, если напряжение источника может плавать в определенном диапазоне. Но что, если использовать переменный резистор или потенциометр в дополнение к токоограничивающему?

Радиолюбитель: *С его помощью мы сможем более точно регулировать как ток в нагрузке, так и напряжение на ней в случае колебаний напряжения на входе?*

Да, но на практике это не реально, поскольку никто не будет стоять и крутить ручку, пока работает какой-либо прибор. Микросхемы, которые мы обсуждаем, способны делать это самостоятельно. Их даже некоторые любители условно называют «умный резистор». Так как на входе интегрального линейного стабилизатора напряжение должно быть больше, чем на выходе, то, в сущности, излишек напряжения остается на стабилизаторе, и при протекании тока преобразуется в тепло.

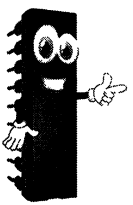
Недостаток такого решения очевиден — высокие потери в виде тепла и низкий КПД. Мощность потерь рассчитывается по формуле:

$$P_{потерь} = (U_{вх} - U_{вых}) \times I_{нагр},$$

где $U_{вх}$ — напряжение на входе, $U_{вых}$ — напряжение на выходе (нагрузке), $I_{нагр}$ — ток нагрузки.

Радиолюбитель: *То есть чем меньше отличается входное напряжения от требуемого выходного, тем меньше потерь будет на стабилизаторе и выше его КПД?*

Совершенно верно! Но для работы линейного стабилизатора нужно, чтобы на нем осталось какое-то минимальное напряжение. В технической документации это называется **минимальное падение напряжения между входом и выходом.** Реже можно встретить немного другие названия типа «минимальная разность напряжений...», а в ДАТАШИТАХ зарубежных микросхем встречается обозначение «$\Delta U_{in\text{-}out}$» или «V_D — Dropout Voltage».



ПРИМЕЧАНИЕ.

Dropout Voltage — в переводе с английского звучит как «падение напряжения», запомните, мы еще вернемся к этой словесной форме.

Для микросхем серий 78xx и 79xx типовым является падение напряжения не менее 2—2,5 вольта.

Радиолюбитель: *То есть, чтобы получить стабилизированные 5 вольт, на микросхему нужно подать около 7,5 вольт?*

Да, поэтому я и заостряю ваше внимание на этом вопросе. Нужно просто запомнить, что напряжение питания должно быть равно:

$$U_{вх} = U_{вых} + 2{,}5\ В.$$

Основные характеристики

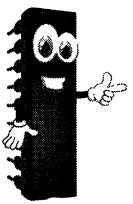
Радиолюбитель: *Давайте подробнее рассмотрим характеристики линейных стабилизаторов напряжения типа 78xx и 79xx.*

Характеристики следующие:

- минимальное падение напряжения между входом и выходом — 2...2,5 В;
- максимальное напряжение на входе — 30 В;
- погрешность выходного напряжения — 0,1%;
- максимальный выходной ток зависит от корпуса. Он может отличаться в зависимости от конкретной модели (смотрите в ДАТАШИТАХ по точной маркировке). Корпус TO-220 с металлическим задником для крепления к радиатору — для 78Lxx и 78xx — до 1 А; для

78Mxx — 0,5 А; миниатюрный пластиковый корпус TO-92 (78Lxx) — 100 мА (**рис. 17.15**).

- есть защита от перегрева, защиты от короткого замыкания, перегрузки и повышенного напряжения на входе.



ВАЖНО!

Используйте радиатор при эксплуатации микросхем в корпусе TO-220 и других, предназначенных для соединения с радиатором с нагрузкой более 100 мА, и уж, тем более, близкой к максимальному току.

Прелесть схемы в том, что не нужно ничего рассчитывать — впаяй и используй, разве что два конденсатора нельзя упускать из виду. Это весомое преимущество с лихвой перекрывает все недостатки.

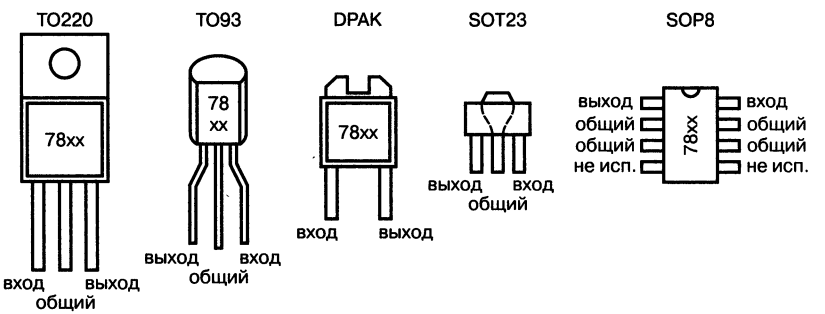


Рис. 17.15. *Цоколевки микросхем 78xx и 79xx серий в разных корпусах*

Регулируемые линейные стабилизаторы напряжения

Но фиксированное напряжение удобно для конкретных схем и изделий. Есть ряд случаев в радиолюбительской практике, когда нужно регулировать напряжение, например: для изменения яркости свечения ламп, оборотов электродвигателя, да и просто при экспериментах, сборке и настройки схем.

Хорошо иметь в своей мастерской **лабораторный блок питания**. Но стоит он не очень дешево, не у каждого есть возможность его приобрести. Частично можно заменить использование регулируемых линейных стабилизаторов напряжения.

На помощь нам приходит **регулируемый стабилизатор** на базе ИМС LM317. Микросхема практически аналогична ИМС, рассмотрим выше. Ее основные **характеристики**:

- диапазон регулировки — 1,2...37 В;
- минимальная разница напряжения между входом и выходом — 3 В;
- максимальная разница входного и выходного напряжений — 40 В;
- максимальный ток — 1,5 А (LM317T в корпусе TO-220);
- максимальная рассеиваемая мощность — 15...20 Вт (в зависимости от производителя);
- погрешность выходного напряжения — 0,1%;
- есть защиты от перегрева, короткого замыкания и перегрузки по току.

Полные характеристики смотрите в ДАТАШИТАХ. Максимальный выходной ток может отличаться, определить это вы можете по последней букве (или буквам) в маркировке после **317** (см. **табл. 17.1**).

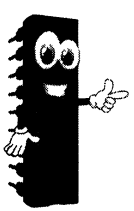
Варианты величины тока нагрузки микросхем серии LM317 *Таблица 17.1*

Окончание маркировки	Корпус	Ток нагрузки, А
K	TO-3	1,5
H	TO-39	0,5
T	TO-220	1,5
E	LCC	0,5
S	TO-263	1,5
EMP	SOT-223	1
MDT	TO-252	0,5

Правда, в магазинах чаще всего продается самый мощный вариант — LM317T.

Радиолюбитель: *Здесь также, как и в случае с 78xx стабилизаторами, на входе должно быть напряжение больше, чем на выходе?*

Да, точно так, но обратите внимание в «Характеристистиках» на строку «минимальная разница напряжения между входом и выходом»: чтобы на выходе получить 37 вольт, на вход нужно подать 40 вольт. При этом разница между входным и выходным напряжением не должна превышать 40 вольт.



ВНИМАНИЕ.

Исходя из того, что минимальное напряжение на выходе 1,2 вольта, то нельзя подавать на микросхему более 41 вольта. Вообще, не стоит использовать линейные стабилизаторы в столь граничных режимах, когда подается намного больше, чем получают на выходе, потому что происходит сильный нагрев микросхемы.

Вспомните формулу расчета мощности потерь, и посчитайте, сколько ватт выделится в тепло при входном напряжении 30 вольт, выходном — 12 вольт и токе в 1 ампер?

Радиолюбитель: *Рассчитаю: (30 – 12)×1 = 18 ватт. Это достаточно много.*

Да, а при 40 вольтах на входе выделится уже 28 ватт. Поэтому крайне важно использовать микросхему **с радиатором**.

Давайте рассмотрим ее схему подключения (**рис. 17.16**). Регулировка осуществляется за счет **переменного резистора R2**. Можно использовать подстроечный резистор или потенциометр.

Конденсаторы нужны для снижения пульсаций напряжения на выходе, а **диод** D1 защищает устройство от короткого замыкания на входе, в то время как D2 защищает от короткого замыкания на выходе для разрядки емкости.

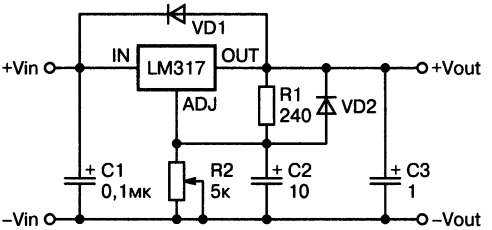


Рис. 17.16. *Схема включения регулируемого стабилизатора LM317*

Схема будет работать и без диодов, также можно убрать конденсатор C2, но снизится надежность (при питании индуктивной нагрузки может выйти из строя регулятор), могут увеличиться пульсации и стабильность напряжения, особенно при динамической нагрузке. Эта схема взята из официальной технической документации.

У микросхемы **три вывода**:

- INPUT — вход;
- ADJ — регулировка;
- OUTPUT — выход.

Цоколевка микросхемы LM317 в корпусе TO-220 представлена на **рис. 17.17**.

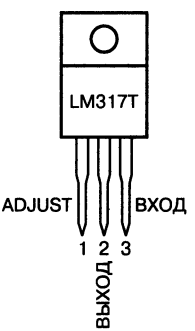


Рис. 17.17. *Цоколевка микросхемы LM317 в корпусе TO-220*

Если вам не нужна функция регулирования напряжения, но нужно фиксированное напряжение на выходе, то резистор R2 рассчитывается по формуле:

$$U_{вых} = 1{,}25 \times (1 + R2/R1) + I_{adj}R2,$$

где 1,25 — это опорное напряжение (взято из технической документации), I_{adj} = 50...100 мкА.

Им можно пренебречь, тогда выходное напряжение приблизительно равно:

$$U_{вых} = 1{,}25 \times (1 + R2/R1).$$

Радиолюбитель: *Но ведь для фиксированного напряжения есть обсуждаемые ранее стабилизаторы КРЕН и 78хх. Зачем использовать LM317 в этих целях?*

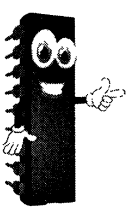
Например, если нет под рукой или вообще не выпускается 78хх с нужным вам в конкретной ситуации выходным напряжением.

Радиолюбитель: *Понятно, но 1,5 ампера — это не такой уж и большой ток... А что делать, если мне нужно больше?*

Самый верный выход — использовать специально предназначенную для этого микросхему. В **табл. 17.2** приведены полные аналоги LM317, но с большим выходным током. Также обратите внимание, что несколько отличается максимальное выходное напряжение, оно несколько ниже и равняется 33 В.

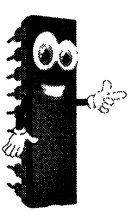
Полные аналоги LM317 с большим выходным током *Таблица 17.2*

Характеристики	Микросхема		
	LM317T	LM350T	LM338T
Выходное напряжение, В	1,2...37	1,2...33	1,2...33
Максимальный выходной ток, А	1,5	3	5
Максимальное входное напряжение, В	40	35	35
Максимальная рассеиваемая мощность, зависящая от производителя микросхемы, Вт	15...20	25...50	25...50
Температурный диапазон, °С	0...125		
Корпус	TO-220		



СОВЕТ.

*Но если по какой-то причине их у вас не оказалось, то можно соединять параллельно LM317T (**рис. 17.18**) или использовать схему с проходным транзистором. При параллельном соединении используют один набор обвязки, а выводы микросхем соединяют напрямую.*



ВНИМАНИЕ.

Но если использовать такое решение, следует помнить о том, что крайне желательно, чтобы микросхемы были одного производителя и из одной партии.

Это связано с тем, что ввиду разброса параметров микросхемы могут неправильно работать вместе, и одна микросхема станет нагрузкой для другой. Рекомендуется использовать токовыравнивающие

резисторы. Нужно соединить выходы микросхем через резистор сопротивлением 0,015...0,22 ома (можно сделать из провода известного сечения, рассчитав его длину). Или дополнять схему операционным усилителем (на схеме, приведенной на **рис. 17.18**, — это TL080).

Вариант с проходным транзистором, пожалуй, проще. На **рис. 17.19** приведена схема, взятая также из ДАТАШИТА на LM317 от компании Texas Instruments.

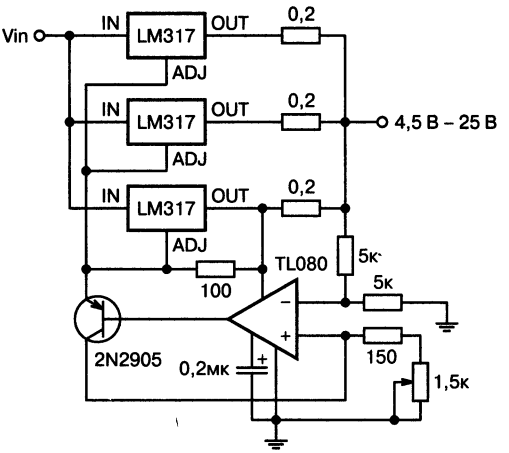
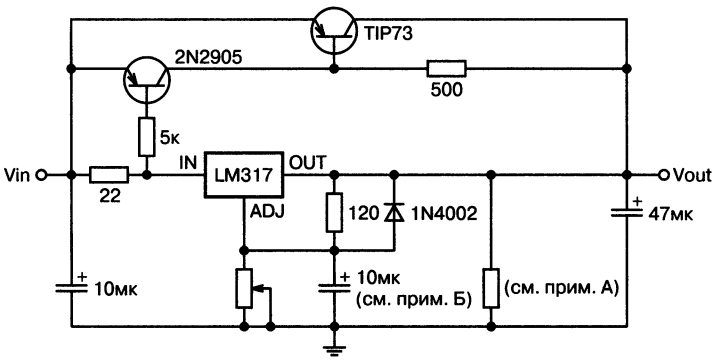
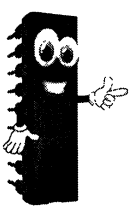


Рис. 17.18. *Параллельное соединение микросхем LM317*



Примечание: А. Минимальная нагрузка составляет 30 мА
Б. Этот дополнительный конденсатор улучшает пульсацию отказов

Рис. 17.19. *Схема регулятора напряжения от 4 до 25 В с выходным током в 4 А из ДАТАШИТА на LM317от компании Texas Instruments*



СОВЕТ.

Номинал регулирующего резистора не указан, берите, как в исходной схеме, — порядка 2,4 кОм.

Но и у этой схемы есть **упрощенный вариант**, с одним транзистором, выходной ток зависит от типа этого транзистора (**рис. 17.20**).

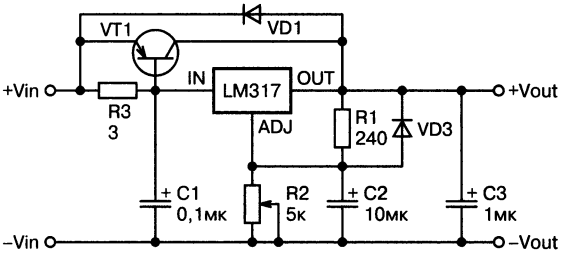
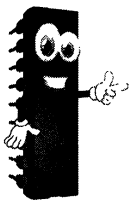


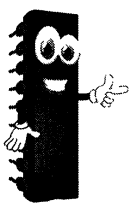
Рис. 17.20. *Упрощенный вариант схемы с проходным транзистором*



ПРИМЕЧАНИЕ.

Номинал резистора R3 возможно придется подобрать под ваш ток нагрузки и конкретный транзистор.

Но для больших токов все-же лучше использовать понижающие (BUCK или Step-down), повышающие (BOOST или Step-up) или понижающе-повышающие (buck-boost) импульсные DC-DC преобразователи. Они в виде готовых плат на разные токи продаются относительно недорого как на Aliexpress, так и в отечественных магазинах радиоэлектронных компонентов.



ВНИМАНИЕ.

При проверке работоспособности схем на LM317 следует подключать минимальную нагрузку, хотя бы в 5–10 мА.

Стабилизатор тока

Иногда, например, для питания мощных светодиодов нужен стабилизатор тока, так как использование стабилизатора напряжения может быть губительным для светодиодов. В этих целях также можно использовать микросхему LM317, но схема ее включения будет отличаться (**рис. 17.21**).

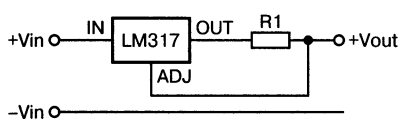


Рис. 17.21. *Стабилизатор тока на LM317*

Сила тока в ней рассчитывается по формуле:

$$I = 1{,}25/R1.$$

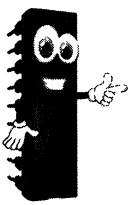
При этом нужно использовать резистор большой мощности, ее можно рассчитать по формуле:

$$P = 1{,}25 \times I.$$

Или через сопротивление:

$$P = 1{,}25^2 \times R = 1{,}56 \times R.$$

Мощность резистора должна быть больше полученной мощности в расчетах. Также как и в предыдущем случае, можно добавить **проходной транзистор** для увеличения ее мощности, но для работы со светодиодами редко понадобятся токи более 1 А.



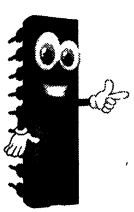
СОВЕТ.

Не забывайте и о минимальной разнице входного и выходного напряжения.

LDO-стабилизаторы

Радиолюбитель: *Сегодня очень распространено такое напряжение питания от 5 вольт, но минимальная разница напряжений на входе и выходе хоть LM317, хоть стабилизаторов серий 78xx/79xx ограничивает сферу их применения в таком диапазоне напряжений. Что делать в этом случае? Параметрический стабилизатор на транзисторе или же есть способы снизить эту разницу?*

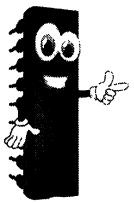
Действительно, такое напряжение очень распространено и позволяет питать схемы от USB-порта компьютера или современного зарядного устройства от смартфонов. Такие решения есть. Это называется **LDO-стабилизатор**.



ПРИМЕЧАНИЕ.

LDO расшифровывается, как LowDropOut, то есть «низкое падение напряжения».

К ним относятся микросхемы серии **AMS1117-xx**, где вместо **xx** ставится напряжение стабилизации.



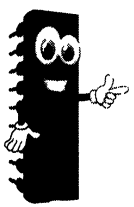
ПРИМЕР.

Для напряжения 3,3 В маркировка будет такой AMS1117-3.3.

AMS1117 выпускаются на разные напряжения: 1,2 В; 1,5 В; 1,8 В; 2,5 В; 2,85 В; 3,3 В и 5 В. Схема подключения аналогична обычным 78xx. Также есть **регулируемая версия**, подобная AMS1117-ADJ, которая подключается, регулируется, а также рассчитывается ее напряжение аналогично LM317.

Микросхема производится в корпусах для поверхностного монтажа TO-252 и SOT-223. Пройдемся по ее **характеристикам**:

- минимальное падение напряжения — 1,25 В;
- максимальный выходной ток — до 1 А;
- максимальной мощностью рассеивания для TO-252 — 1,5 Вт;
- максимальной мощностью рассеивания для SOT-223 — 0,8 Вт;
- максимальное напряжение на входе — 18 В.



ВЫВОД.

Как вы можете видеть, для AMS1117 нужно, чтобы напряжение на входе было всего лишь на 1,25 В больше, чем на выходе.

17.3. Устройства на интегральных операционных усилителях

Определение и виды операционных усилителей

В **ШАГЕ 7** уже затрагивалась тема **операционных усилителей**, а если быть точнее, то **дифференциальных усилителей**. Теперь предлагаю рассмотреть, что можно сделать на основе микросхем операционных усилителей.

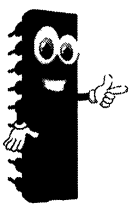
Радиолюбитель: *Снова придется много считать и анализировать контуры обратной связи?*

Нет. Разве что при самостоятельном проектировании придется посчитать номиналы пары резисторов в цепи ОС.

Итак, если опустить нюансы внутреннего устройства, как там в нем протекают токи и какие потенциалы, то мы уже разбирали, что в операционном усилителе есть два входа и один выход.

Один из входов называется **«неинвертирующим»**, и обозначается на схемах значком «+», а второй — **«инвертирующим»** и обозначается на схемах как «–». Все схемы на операционных усилителях, так или иначе, охвачены **обратной связью**.

Часто на этапе изучения приводятся примеры и схемы, в которых операционные усилители питают от двухполярных источников питания, то есть «плюс», «минус» и общий провод.



ПРИМЕЧАНИЕ.

На практике же нет четкой тенденции к тому, каких схем больше – с двухполярным или с однополярным питанием. Поэтому ниже я использовал слова «плюс источника питания» и «минус источника питания», как нечто среднее между однополярным и двухполярным вариантом. Наша цель сейчас понять общие положения в их работе, чтобы было проще анализировать и конструировать схемы на ОУ.

Коэффициент усиления (Ку) операционных усилителей очень большой, настолько большой, что при малейшем отклонении напряжения на одном из входов сигнал на выходе моментально меняется и становится близким к напряжению одного из полюсов источника питания. Поэтому условно можно приравнять Ку к бесконечности, хотя в реальности он конечен и составляет сотни тысяч и миллионы раз. Скорость изменения сигнала на выходе зависит от схемотехнических особенностей конкретной микросхемы ОУ. Этот параметр следует смотреть в ДАТАШИТЕ.

Если при подаче сигнала напряжение на **не**инвертирующем входе хоть на долю вольта больше, чем на инвертирующем входе, то на выходе появляется сигнал, напряжение которого приближено к плюсу источника питания. А если на инвертирующем входе больше, чем на неинвертирующем, то наоборот — напряжение на выходе устремится к минусу питания.

В зависимости от схемотехники операционного усилителя, напряжение на выходе будет отличаться от плюса (минуса) источника питания на 1...2 вольта, либо может быть практически равным ему. В совре-

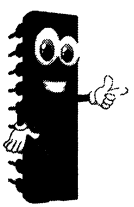
менной литературе операционные усилители, на выходе которых напряжение практически равно напряжению питания, называются **rail-to-rail** (от шины к шине).

Радиолюбитель: *Получается, что выход может принимать только два состояния — приближенное к плюсу и к минусу питания? Тогда это сильно ограничивает применение этих микросхем.*

Да, как бы так. Но это нисколько не ограничивает их применение, на помощь приходит уже подробно рассмотренная нами отрицательная обратная связь — сигнал с выхода подают на один из входов через делитель. Сигнал от источника подают на оставшийся вход.

Радиолюбитель: *Не понял, а на какой именно вход подают сигнал источника, а на какой сигнал с выхода?*

Это зависит от требуемого результата. Об этом вы узнаете чуть позже, когда мы будем разбирать основные схемы включения. Суть заключается в том, что сигнал с выхода усилителя и сигнал от источника подают на разные входы. В итоге коэффициент усиления схемы на ОУ, в конечном итоге, зависит от пары резисторов в цепи обратной связи.



АКСИОМА.

Давайте больше абстрагируемся от схемотехники и запомним такую аксиому:

операционный усилитель вычитает из напряжения на одном входе напряжение на другом входе, и после этого умножает их разницу на коэффициент усиления.

Так как без ООС коэффициент усиления очень большой, то операционный усилитель может работать как **компаратор**.

Радиолюбитель: *Компаратор происходит от английского* ***compare*** *— сравнивать?*

Да, ОУ сравнивает напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах и переводит выход либо максимально «вверх» к плюсу питания, либо максимально «вниз» к минусу...

Радиолюбитель: *Не до конца понятно, почему входы так называются, что и где будет инвертироваться или не инвертироваться?*

Если сигнал подается на инвертирующий вход, то на выходе, как не сложно догадаться, будет инвертированный сигнал относительно входного сигнала, то есть сдвинутый по фазе на 180° или, если вам угодно, перевернут.

Если же сигнал подали на неинвертирующий вход, то сигнал на выходе будет повторять форму входного сигнала, то есть будет неинвертированным.

Теперь же прошу вас, дорогой Радиолюбитель, подвести итоги и рассказать кратко, что же такое и как работает ОУ?

Радиолюбитель: *Операционный усилитель — это устройство для усиления сигналов, с очень высоким коэффициентом усиления. Так как в его основе лежит схема дифференциального усиления, то усиливается разница между входами усилителя. Чтобы снизить коэффициент усиления и получать сигнал на выходе большим по амплитуде и без искажений, нужно использовать отрицательную обратную связь.*

Правильно! Дополню сказанное вами, **идеальный операционный усилитель имеет**:

- бесконечно высокий коэффициент усиления;
- малое напряжение смещения нуля;
- малые токи на входе;
- высокое быстродействие;
- высокое входное сопротивление;
- малое выходное сопротивление, в идеале близкое к нулю.

Операционные усилители различаются и по внутренней схемотехнике, и по типу используемых активных компонентов (транзисторов):

- биполярные;
- биполярно-полевые;
- КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным затвором).

Если во входных цепях ОУ используются полевые транзисторов, то входное сопротивление повышается, а входные токи снижаются, а у биполярных — наоборот.

Схемотехническое решение и тип используемых активных компонентов производитель выбирает в соответствии с назначением ОУ. Например, повышенное быстродействие влечет за собой большие токи потребления микросхемы.

В **табл. 17.3** приведены основные характеристики популярных отечественных и зарубежных ОУ.

Основные признаки и характеристики операционных усилителей *Таблица 17.3*

Назначение ОУ и область применения	Характерные признаки	Основные параметры	Примеры микросхем
Общего применения (индустриальный стандарт). *Устройства общего назначения или массового применения*	*Усредненные или заниженные параметры относительно остальных групп, низкая стоимость*	*Коэффициент передачи 10^4–10^5 Полоса частот до 10–50 МГц. Погрешность около 1 %*	*К140УД6–К140УД8, К140УД20, К553УД1–К553УД3, КР1446УД1, LMV324*
Микромощные. *Устройства с ограниченным ресурсом элементов автономного питания*	*Минимальная потребляемая мощность, экономичность, возможность однополярного питания, малое быстродействие*	*Потребляемая мощность доли милливатта; пониженные напряжения питания; ток потребления менее 25 мкА*	*AD8504, OP481, OPA4244, LPV521, MAX409, MAX4041, MAX4464, MAX4470, MAX9915*
Маломощные. *Устройства с автономным питанием, бытового назначения*	*Малая потребляемая мощность, экономичность*	*Ток потребления до 1,5 мА*	*К140УД12, К553УД4, К1407хх, КР1446УД2*
Мощные. *Выходные каскады УНЧ, источники питания, стабилизаторы*	*Максимальная выходная мощность*	*Выходная мощность до 1 кВт*	*PA30, OPA502, OPA512SM*
Низковольтные. *Бытовая техника, устройства с батарейным питанием*	*Минимально возможное рабочее напряжение, однополярное питание*	*Напряжение питания 1,8–3 В и менее*	*LMV324, LMV934, MAX4037, MAX4289, MAX4291*
Высоковольтные. *Выходные каскады разверток, промышленная электроника*	*Максимальное рабочее напряжение*	*Напряжение питания до ±200 В*	*PA90, PA92, PA94, OPA455, LM2409*
Высокочастотные. *Техника связи*	*Максимальное значение верхней границы усиливаемых частот*	*Частота усиления свыше сотен мегагерц*	*MAX4012, MAX4016, MAX4018, MAX4020, BGY115*
Широкополосные (быстродействующие). *Широкополосные усилители; техника быстропротекающих процессов, видеотехника, сотовая телефония*	*Высокая скорость изменения входного напряжения*	*Скорость нарастания выходного напряжения выше 10–100 В/мкс; частота единичного усиления свыше 50 МГц*	*К140УД10, К140УД11, К574УД2, К574УД3, КР1446УД5, AD8009, AD8055, MAX4125, MAX4490, MAX9650*
Малошумящие. *Усилители слабых и сверхслабых сигналов*	*Минимальный уровень собственных шумов*	*Уровень шумов, приведенных к входу, порядка ед. нВ*	*LT623x, LMH6624, LMV722, NE5532, TS462, MAX2641, MAX4231, MAX4493, MAX9945*
Электрометрические. *Электрометры, измерительная техника*	*Максимально высокое входное сопротивление, его стабильность*	*Входное сопротивление до 10^{15} Ом и более; входной ток до 10 мА*	*AD549, LMC6001*

Таблица 17.3 (продолжение)

Назначение ОУ и область применения	Характерные признаки	Основные параметры	Примеры микросхем
Изолированные. *Медицинская техника, энергетика, шахтное и нефтегазопромысловое оборудование, индустриальные системы управления*	*Отсутствие гальванической связи между входными и выходными цепями. Изолированное питание*	*Напряжение изоляции — свыше 3,5 кВ*	*AD210*
Rail-to-rail. *Радиоэлектронные устройства с высоким КПД*	*Амплитуда выходного напряжения, практически равна ±Uпит.*	*Напряжение питания от 0,9 В и более*	*NCS2001, AD820, TS3V902, TS951, MAX 4197, OPA363/364*
Прецизионные. *Измерительная техника, системы управления, промышленная автоматика*	*Повышенная точность установки передаточной или иной заданной функции*	*Тепловой дрейф по напряжению — до 3 мкВ/°С; по току — 30 нА/°С; напряжение смещения менее 1 мВ.*	*К553УД5, 140УД26, SSM2141, OPA129PB, LMC6082, LMV771, LMP2011, LMP8271, MAX478, MAX4236, MAX478, MAX9943*
Дифференциальные (инструментальные). *Измерительная техника, техника Hi-Fi звуковоспроизведения, техника связи*	*Высокий коэффициент подавления синфазного сигнала*	*Коэффициент подавления синфазного сигнала до 120 дБ*	*AD620, AD627, AD830, AMP04E, OPA2607, INA163, XTR116, MAX4144–MAX4147*
Усилители с фиксацией уровня. *Модуляторы, ограничители, выпрямители-детекторы сигналов*	*Повышенная надежность работы в условиях повышенных входных напряжений*	*Фиксация/установка уровней верхнего и нижнего напряжения ограничения*	*AD8036, AD8037*
Программируемые. *Универсальное применение в устройствах общего и специального назначения*	*Задается по желанию пользователя*	*Назначение и свойства ОУ задаются пользователем*	*HA2400, AD526, LMV422, PGA117, VGA2612, К140УД12, К1423УД1*
Комбинированные. *Видеотехника, бытовая техника*	*Полифункциональность*	*Включают элементы дополнительного назначения*	*LMH6570*

Основные характеристики ОУ

Радиолюбитель: *А какие характеристики вообще есть у операционных усилителей?*

Кроме основных, таких как напряжение питания, потребляемый и выходной токи есть еще ряд характеристик. Рассмотрим их ниже.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — одна из важнейших характеристик ОУ, характеризует зависимость коэффициента передачи (усиления) от частоты. То есть сигнал разных частот будет

по-разному передаваться с входа на выход ОУ, это обусловлено его внутренним устройством, емкостями и прочим. В **табл. 17.2** есть такой класс ОУ, как «высокочастотные» — это говорит о том, что ИМС способны передавать сигналы высоких частот без искажений.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) — простым языком, это параметр, который отражает величину сдвига фазы выходного сигнала относительно входного. Характеризует частотную зависимость фазового сдвига выходного гармонического колебания относительно входного.

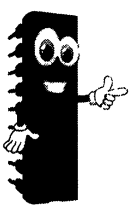
Модуль коэффициента усиления — коэффициент усиления, взятый по модулю.

Предельная рабочая частота — связана с АЧХ. Это такая частота, при которой коэффициент усиления снижается вплоть до 1.

Скорость изменения уровня выходного сигнала — характеризует быстродействие усилителя, также связана с АЧХ.

Минимальное сопротивление нагрузки — это сопротивление такой нагрузки, которая может быть подключена к ОУ в течение неопределенно долгого времени.

Дифференциальное входное напряжение — максимальное напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входом.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Напряжение и ток питания, напряжение смещения, его температурный дрейф, коэффициент ослабления синфазного сигнала и так далее — это также важные характеристики, которые приводятся в ДАТАШИТАХ на ОУ.

Так как сигнал на выходе зависит не только от параметров обратной связи, но и от частотных свойств ОУ, то и сигнал на выходе, в любом случае, будет несколько искажен. Параметр, с помощью которого оценивают эти искажения, называется **коэффициентом нелинейных искажений** или **коэффициент гармоник**. Он определяется отношением квадратного корня из суммы мощностей высших гармоник (выше первой) к мощности исходной первой гармоники.

Включение ОУ по схеме неинвертирующего усилителя

Радиолюбитель: *Опять расчеты?*

Нет, этого достаточно, как я и обещал, мы здесь поговорим о практическом применении и схемах. Поэтому рассмотрим несколько рас-

пространенных схем включения операционных усилителей, для простоты мы не будем опираться на реальные модели ИМС, а также не будем изображать линии питания.

Итак, рассмотрим включение ОУ по схеме **неинвертирующего усилителя**, эту схему (**рис. 17.22**) также называют «усилитель напряжения».

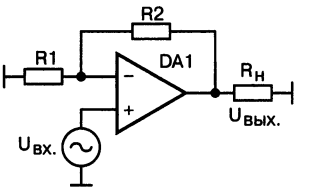


Рис. 17.22. *Неинвертирующий усилитель на ОУ*

Почему эта схема называется неинвертирующим усилителем?

Радиолюбитель: *Это же просто! Сигнал подается на неинвертирующий вход, он обозначен знаком «+».*

Вы правильно усвоили то, что мы проходили ранее. С этой схемой нужно связать одну основную формулу. Коэффициент усиления (или передачи) этой схемы рассчитывается по формуле:

$$K_y = (1 + (R2/R1)).$$

Напряжение сигнала на выходе здесь и далее рассчитывается по формуле:

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} \times K_y.$$

Таким образом, величина сигнала на выходе может быть любой, как меньше входного сигнала, так и больше, а его амплитуда ограничена только напряжением питания.

Включение ОУ по схеме инвертирующего усилителя

Следующий вариант включения — **инвертирующий усилитель** или **инвертор напряжения (рис. 17.23)**.

Его коэффициент усиления рассчитывается по формуле:

$$Ky = -R2/R1$$

Знак минус говорит о том, что сигнал будет инвертированным, если вас это не заботит — считайте без минуса, результат не изменится.

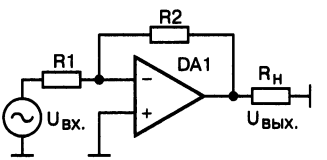


Рис. 17.23. *Инвертирующий усилитель на ОУ*

Включение ОУ по схеме повторителя напряжения

Но не всегда операционный усилитель усиливает сигнал. Есть схема с коэффициентом усиления, равным единице (**рис. 17.24**), она называется **повторителем напряжения**.

Почему коэффициент усиления равен единице?

Радиолюбитель: *Из-за глубокой отрицательной обратной связи, выход накоротко соединен с инвертирующим входом. Но зачем нужна такая схема, если она ничего, по сути своей, не делает?*

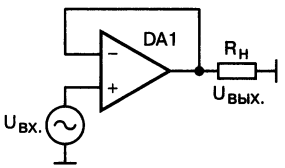


Рис. 17.24. *Повторитель напряжения*

Да, именно поэтому. Входное сопротивление повторителя очень большое, то есть вход не потребляет ток. При этом его выходное сопротивление маленькое, и на выходе ОУ есть ток, обычно в пределах 20—40 мА.

Кстати, есть и ОУ с повышенным выходным током до порядка 100 мА. Да и с помощью эмиттерных повторителей, например, любой ток можно усилить.

Однако если посмотреть в техническую документацию большинства усилителей, то параметр «выходной ток» в ней есть не всегда. Иногда производители пишут «минимальное сопротивление нагрузки», зная напряжение на выходе, вы всегда сможете посчитать ток в таком сопротивлении.

С помощью этой схемы можно согласовывать сопротивление элементов, если у источника сигнала высокое выходное сопротивление и его подключить к нагрузке с низким входным сопротивлением, то напряжение этого сигнала снизится, или, как еще говорят, «просядет». Соответственно, сигнал исказится. Это описывает закон Ома для полной цепи.

Но если источник сигнала подключить к усилителю с высоким входным и низким выходным сопротивлением, то нагрузка никакого влияния на сигнал источника не окажет. В этом случае форма и величина напряжения будет зависеть только от параметров усилителя (в нашем случае повторителя).

Радиолюбитель: *Приведите пример, где это может понадобиться на практике?*

Например, предусиление сигналов с микрофонов, электромагнитных и пьезоэлектрических звукоснимателей электрогитар и инструментов, которые следует подключать к усилителям с высоким входным сопротивлением.

Включение ОУ по схеме усилителя тока

Следующая схема — это **усилитель тока**, не самое частое применение для операционных усилителей (**рис. 17.25**). Ее коэффициент усиления по току рассчитывается по формуле:

$$K_y = -(1 + (R2/R1))$$

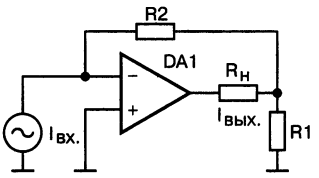


Рис. 17.25. *Усилитель тока на ОУ*

На этом рассмотрение схем включения операционных усилителей предлагаю закончить. На самом деле это не все возможные схемы, есть еще дифференциаторы, интеграторы, сумматоры и прочие схемы. Если вы хотите знать все о расчетах и проектировании схем на ОУ, все же, лучше узнать об этом в литературе, исключительно по аналоговой схемотехнике. Поскольку их обсуждение займет большой объем текста.

Примеры устройств, которые можно сделать на операционных усилителях

Теперь же, предлагаю рассмотреть примеры устройств, которые можно сделать на операционных усилителях.

Радиолюбитель: *Хорошо, но остался вопрос. Если отрицательную обратную связь в ОУ мы рассмотрели, то интересно используется ли положительная?*

Да, положительная обратная связь используется, ее удобно применять в схемах контроля какой-либо величины, поскольку с помощью обратной связи задается **гистерезис**. На **рис. 17.26** изображена такая схема и ее амплитудная характеристика. Чтобы правильно прочесть такую амплитудную характеристику, внимательно смотрите подписи под осями:

- по горизонтальной оси указано, какое напряжение на входе;
- по вертикальной оси отображается напряжение, какое будет при этом напряжение на выходе.

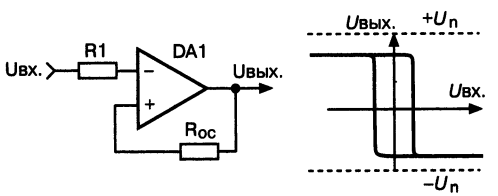
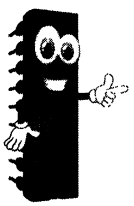


Рис. 17.26. *Схема ОУ с положительной обратной связью и его амплитудная характеристика*

Такую схему вполне можно применять для контроля освещенности, температуры или других параметров, которые измеряются резистивными датчиками.

Фотореле или «сумеречный выключатель» на ОУ

Начнем с простейшей **схемы фотореле** или, как его еще называют, «сумеречный выключатель». В оригинале используется отечественный операционный усилитель К140УД6, но отечественные радиодетали с каждым годом найти все сложнее. Поэтому здесь и далее я буду приводить современные аналоги.

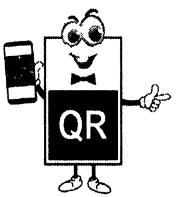


АНАЛОГИ.

Итак, аналоги для К140УД6: MC1456C, MC1456G от компании Motorola; SN72770 от компании Texas Instruments.

На практике подойдет и множество других операционных усилителей: LM358, mA741H, MC1741G, LM741H, SN72741L.

Номера выводов, указанные на схеме (**рис. 17.27**), соответствуют отечественному ОУ К140УД6. Для других микросхем смотрите соответствие выводов элементам схемы в ДАТАШИТАХ.



На этой странице вы можете найти таблицу зарубежных аналогов для отечественных операционных усилителей.

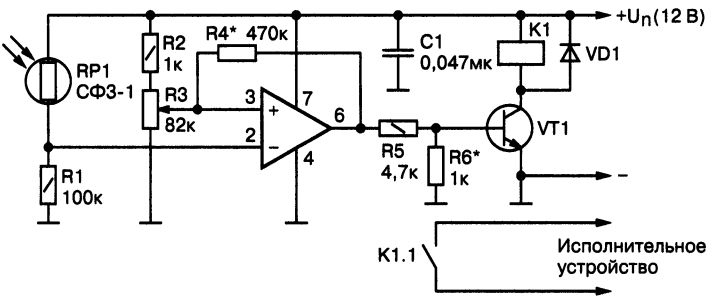
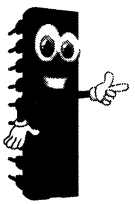


Рис. 17.27. *Схема сумеречного реле на операционном усилителе*

Подключение реле, как вы можете видеть, аналогично тому, как мы рассматривали в главе о таймере NE555 и подключении сетевой нагрузки к микросхемам.

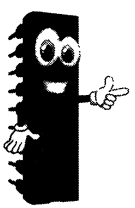
Диод VD1 — любой маломощный с обратным напряжением большим, чем напряжение питания.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Этот диод нужен для защиты от всплесков противо-ЭДС, возникающих при закрытии транзистора VT1 и прерывании тока через катушку реле K1. Из зарубежных можно взять — 1N4148 или КД103А.

Реле может использоваться любое с катушкой на 12 В (или другое напряжение, в зависимости от напряжения питания вашей схемы).



АНАЛОГИ.

Из отечественных реле может быть применено РЭС15 (003), из зарубежных — SRD-12VDC-SL-C и подобные.

Контакты реле (K1.1) подключаются в разрыв цепи освещения или другой нагрузки, которой вы собираетесь управлять. Транзистор VT1 может быть из отечественных КТ603А, а из зарубежных транзисторов — 2N5188 или любой другой с током коллектора большим, чем ток катушки K1 (300—500 мА будет достаточно) и напряжением коллектор-эмиттер больше напряжения питания (если взять с запасом, то 25—35 В и больше).

В схеме присутствует **положительная обратная связь**, в этих целях установлен резистор R4. Он вводит в схему **петлю гистерезиса**, чтобы предотвратить дребезг реле в пограничных состояниях схемы.

Радиолюбитель: *Что вы подразумеваете под дребезгом реле и пограничным состоянием?*

Допустим, что у нас есть какая-то освещенность, при которой у нас реле точно выключено, и какая-то низкая освещенность (темнота), при которой реле обязательно включено. Но смена светлого и темного времени суток происходит не мгновенно, а плавно. Так вот может быть такое, что, например, темнело, да еще и облако закрыло остатки солнца, — реле сработало. Потом облако отошло, стало светлее, и реле выключилось. Получается, что свет будет то включаться, то выклю-

чаться или еще хуже реле будет дребезжать — очень быстро включаться и выключаться.

Вспомните схему и диаграмму, изображенную на **рис. 17.26**. Там четко видно, что в определенном диапазоне напряжений на входе, на выходе удерживаться высокий или низкий уровень, а переключение происходит по принципу «больше большего и меньше меньшего».

При увеличении напряжения питания возможны ложные срабатывания и самовозбуждение усилителя. Поэтому нужно поставить **R4 подстроечный** и подбрать значение для стабильной работы схемы. Чувствительность или освещенность, при которой включается реле, задается резистором R3.

RP1 — это **чувствительный элемент**, фоторезистор СФ3-1. Его темновое сопротивление (Rт) — до 30 МОм, а кратность изменения сопротивления при освещении Rт/Rсв составляет 1500—2000 раз. Темновой ток (Iт) — до 0,1 мкА, а общий ток (Iобщ) — до 75 мА.

Эти параметры вам пригодятся, чтобы подобрать аналог в случае необходимости. При освещении его сопротивление уменьшается: чем больше света — тем меньше сопротивление. Тогда увеличивается ток в цепи RP1 и R1, а на резисторе R1 увеличивается падение напряжения.

Операционный усилитель DA1 включен по классической схеме с коэффициентом усиления 1. Диод VD1 защищает транзистор VT1 от бросков обратного напряжения при срабатывании реле.

При необходимости питать всю схему от сети 220 В без дополнительных источников питания можно использовать простую схему бестрансформаторного БП с балластным конденсатором.

Предусилитель для «компьютерного» микрофона

Почти всегда микрофоны, которые используются с компьютером, гарнитуры для мобильных телефонов и не только, — это **электретные микрофоны**. Начнем с того, что для работы им нужно питание. Это связано с принципом действия. Если не углубляться в подробности, скажу, что в таком микрофоне уже встроен транзистор для предусиления сигнала, а на микрофонном входе есть питание.

Это похоже на фантомное питание конденсаторных микрофонов. Отличие заключается лишь в его величине. На микрофонном выходе компьютера напряжение до 5 вольт, но чаще всего около 3 вольт. Чтобы постоянная составляющая не попадала в усилительный тракт и АЦП, в разрыв сигнальной линии ставится конденсатор, который отсекает питание микрофона от звукового тракта и пропускает лишь переменный ток.

Тем не менее, этого предусиления недостаточно, и звук большинства китайских микрофонов оставляет желать лучшего — то фонит, то звук слишком тихий, то бубнит...

В большинстве случаев проблема решаема с помощью дополнительного предусилителя. Есть много разных схем, начиная с простейшей на одном транзисторе, паре резисторов и конденсаторов, которые питаются прямо от микрофонного входа, так и более сложные многокаскадные схемы. Но можно использовать и схему с операционным усилителем (**рис. 17.28**).

Вопрос: на основе какой из типовых схем построен этот предусилитель?

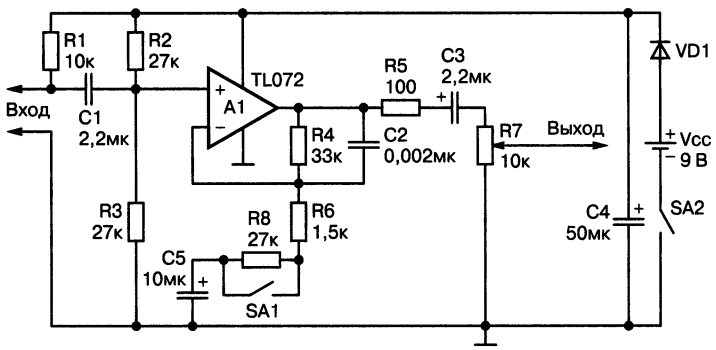
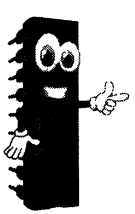


Рис. 17.28. *Предусилитель для микрофона на ОУ*

Радиолюбитель: *На основе схемы неинвертирующего усилителя.*

Правильно. Здесь в качестве усилителя используется микросхема сдвоенного ОУ TL072. Если вам нужно стерео, — дублируйте все элементы, кроме правой части схемы (C4, VD1, SA2, Vcc), это источник питания.

Так как в TL072 фактически два операционных усилителя, то вся схема стереопредусилителя «поместится» в одной микросхеме, продублируется только их обвязка.



АНАЛОГИ.

Вместо TL072 можно использовать такой же одинарный ОУ – TL071, а также похожие TL081, TL082, LM833, автор схемы также рекомендует NE5532.

SA1 — используется для шунтирования R8 на 27 кОм в цепи обратной связи. Это изменяет коэффициент усиления, или проще — чувстви-

тельно схемы, а потенциометр R7 регулирует уровень выходного сигнала. Выход подключается между общим проводом и средним выводом этого потенциометра.

Лабораторный блок питания

ОУ могут использоваться для измерения каких-либо величин, и несложно догадаться, что могут использоваться и в целях их контроля, например, для регулировки или стабилизации. Так, есть довольно распространенная схема блока питания с регулировкой напряжения от 0 до 20 В, ограничением тока и защитой от перегрузки (**рис. 17.29**).

Номера выводов DA1.1 и DA1.2. на **рис. 17.29** подписаны для операционного усилителя LM358. Если вы будете делать блок питания на другом ОУ, сверяйте цоколевку.

LM358 — сдвоенный операционный усилитель. На первой его половине (DA1.1) построен **регулируемый стабилизатор напряжения**. С вывода потенциометра R2 на его прямой вход подается опорное напряжение, величина которого устанавливается стабилитроном VD1. В качестве стабилитрона выбран отечественный КС175А (напряжение стабилизации 7,5 В). К инверсному входу подключена цепь ООС с эмиттера транзистора VT1 через резисторный делитель напряжения.

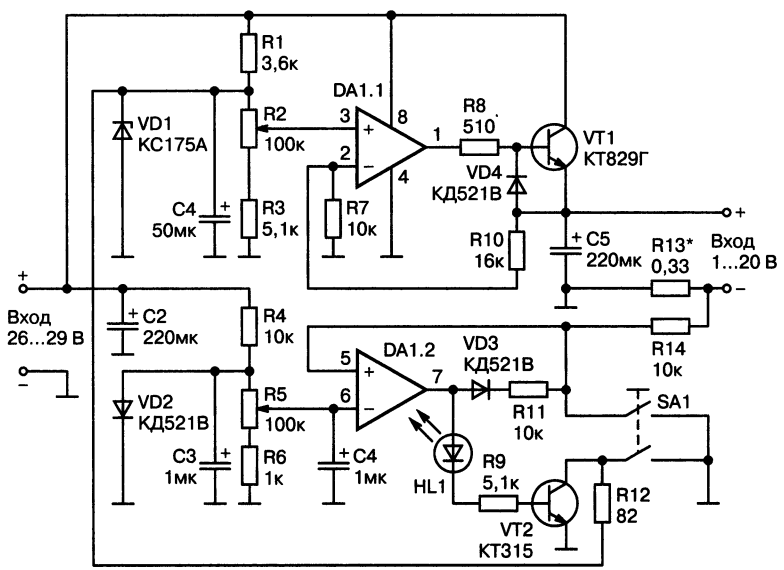


Рис. 17.29. *Лабораторный блок питания на операционном усилителе LM358*

Путем вращения ручки потенциометра R2 осуществляется изменение выходного напряжения блока питания.

Блок защиты от перегрузки по току построен на втором операционном усилителе DA1.2. На его прямой вход через сопротивление R14 идет напряжение с датчика тока. В качестве датчика тока нагрузки используется резистор R13. На инвертирующий вход подается опорное напряжение, которое ограничено падением на диоде VD2 и настраивается потенциометром R5. Он же выставляет ток срабатывания защиты (после сборки придется самостоятельно отградуировать шкалу возле рукояти R5).

Если вы не нашли резистор на 0,33 ома, используйте три резистора МЛТ-1 сопротивлением 1 Ом, соединенных параллельно. Здесь он ограничен мощностью вашего источника питания и силового транзистора VT1.

Принцип работы блока защиты по току рассмотрим поэтапно.

Этап 1. Пока напряжение на прямом входе (потенциал на резисторе R13) меньше, чем потенциал на инвертирующем входе, напряжение на выходе ОУ приблизительно равно нулю.

Этап 2. Когда ток нагрузки превысит допустимый предел, то падение напряжения на R13 превысит напряжение на инвертирующем входе. При этом напряжение на выходе ОУ возрастет до напряжения питания.

В результате этого откроется транзистор VT2 и зажжет светодиод HL1, откроется диод VD3, а резистор R11 зашунтирует электрическую цепь ПОС. Кроме этого, транзистор VT2 подключает резистор R12 параллельно стабилитрону VD1. При этом напряжение на неинвертирующем входе просядет, в конечном итоге, на выходе ОУ напряжение упадет до 0, а транзистор VT1 — закроется, а нагрузка — отключится.

Светодиод HL1 выполняет функцию **индикации перегрузки**. Для сброса защиты и повторного подключения нагрузки нужно либо кратковременно отключить питание от сети, либо нажать кнопку SA1. В качестве SA1 может использоваться любая нормально-разомкнутая кнопка без фиксации с двумя группами контактов.

В качестве **транзистора VT1** можно использовать:

- КТ829Г, с максимальным напряжением коллектор-эмиттер 45 В и максимальным током до 8 А;
- его аналоги.

В качестве **транзистора VT2** можут быть любой маломощным:

- типа КТ315 из отечественных элементов;
- зарубежные BC547, 2SC945, 2SC633, 2N2712, 2N2222A.

Ретранслятор для пульта дистанционного управления

Безусловно, современная техника почти вся «умная» и управляется по Wi-Fi, но все-же еще во многих домах стоят обычные телевизоры, часто их бывает несколько штук. Если у вас кабельное телевидение, то для их работы достаточно купить простой «двойник». Но что делать, если у вас, например, спутниковое телевидение? Можно купить два тюнера, но это недешевое удовольствие. Проблему работы двух телевизоров через один тюнер можно решить с помощью ретранслятора, схема которого изображена на **рис. 17.30.**

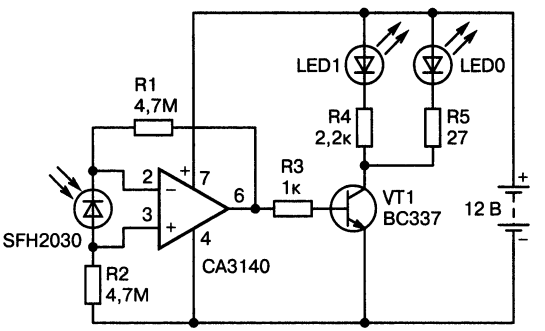


Рис. 17.30. *Схема ретранслятора пульта дистанционного управления.*

Радиолюбитель: *Что это за устройство, и какие функции оно выполняет?*

Ретранслятор — это устройство, которое принимает сигнал и тут же подает его дальше. Пульты дистанционного управления чаще всего работают по ИК-каналу. Для этого на них устанавливается ИК-светодиод (элемент излучателя), а на телевизоре или другом управляемом устройстве, таким образом, устанавливается фотодиод (элемент приемника), который принимает сигнал в ИК-диапазоне.

Вы могли видеть на лицевой панели различной техники с пультом небольшие окошки, чаще всего закрытые кусочком почти черного полупрозрачного пластика. Сигнал кодируется определенной последовательностью вспышек и пауз светодиода.

Задача ретранслятора — принять этот сигнал с помощью приемника и передать его управляемому устройству, с помощью излучателя. Для этого приемник устанавливают там, куда удобно «стрелять» пультом, а излучатель около приемника управляемого устройства.

Радиолюбитель: *То есть таким образом можно управлять любым устройством с ИК-пультом дистанционного управления?*

Да, например, включать кондиционер, находящийся в соседней комнате, не заходя в нее. Нужно лишь проложить провод с ИК-светодиодом и закрепить его напротив приемника ИК-сигнала.

В качестве операционного усилителя в схеме, изображенной на **рис.17.30**, используется микросхема **CA3140**. Ее отечественный аналог — **К1409УД1. LED0** — это ИК-светодиод, излучатель, который устанавливается возле устройства, которым вы будете управлять. Выносить следует ИК-диод и токоограничивающий резистор R4, транзистор монтировать на плате устройства.

LED1 устанавливается на самом ретрансляторе, это обычный светодиод, который используется для индикации того, что сигнал передается.

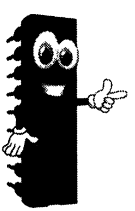
VT1 — маломощный NPN-транзистор, в принципе, вместо него можно поставить любой, даже отечественный КТ315.SFH2030. Это PIN-фотодиод приемника, который устанавливается на ретрансляторе, непосредственно там, откуда вы будете управлять пультом. Если такого у вас нет — можете использовать ИК-приемник от сломанной техники, но возможно придется подобрать значение R3 для стабильной работы схемы.

Напряжение питания можно уменьшить до 9 В, использовать для его питания, например, БП от роутера или модема. Они обычно на 9 В или 12 В.

Приставка «Овердрайв» для гитары и других музыкальных инструментов

Огромная переплата за брендовую продукцию — главная проблема в мире аудиотехники, которая, в первую очередь, ограничивает в развитии начинающих музыкантов. Но во многих случаях усилители и устройства для обработки звука имеют несложные для повторения схемы.

Овердрайв и **дисторшн** — это одни из самых популярных эффектов, используемых гитаристами и бас-гитаристами. Они также используются и с другими инструментами.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Суть этого эффекта заключается в чрезмерном предусилении сигнала до появления в нем сильных искажений.

Устройства для обработки гитарного звука называют **педалями**. А описанные эффекты называют **перегрузом**. От схемотехники предусилителя зависит тембр конечного звука и характер перегруза, соответственно, от этого зависит в какой музыке его можно использовать, будь это легкий блюзовый «кранч» или жесткий дистрошн для хэви-металла.

Одна из простых, но при этом достаточно гибкая по звуку и универсальная по жанрам педаль, — это BlackCatOverDrive, схема которой изображена на **рис. 17.31**. Она основана на двух операционных усилителях, в этой схеме предполагается использовать микросхему сдвоенного предусилителя типа OPA237, но подойдут и другие, например, очень распространенные TL072, TL082, IL4558...

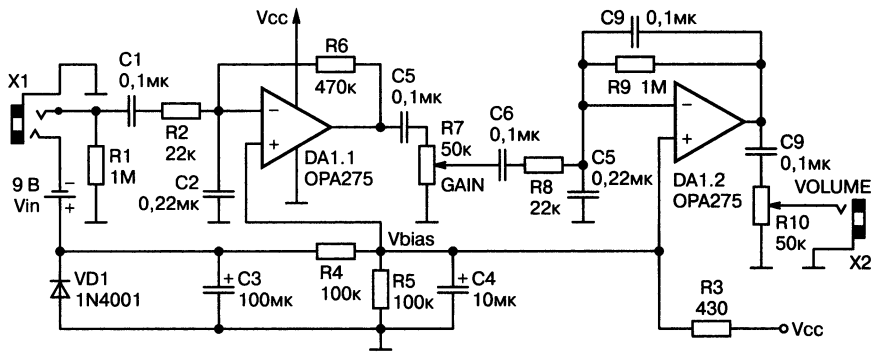
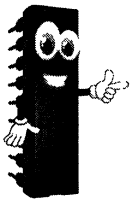


Рис. 17.31. *Схема овердрайва BlackCat*

Как вы можете убедиться, схема очень простая, состоит из двух последовательно включенных инвертирующих усилителей на ОУ. Потенциометр R7, рядом с которым стоит пометка Gain, отвечает за степень перегруза, а R10 VOLUME — за громкость, фактически регулирует уровень выходного сигнала. Рекомендуется использовать логарифмические потенциометры.

Радиолюбитель: *Что значит логарифмический потенциометр?*

Дело в том, что уровень звукового давления или громкости измеряется в децибелах, а децибелы — это логарифм отношения двух каких-либо величин. Если сказать проще, то при использовании логарифмических потенциометров регулировка уровня будет осуществляться плавно, вернее, ваше ухо будет слышать плавное изменение громкости, вы сможете ее настроить точнее.



ПРИМЕЧАНИЕ.

При использовании линейных потенциометров будет наблюдаться сначала слишком плавное изменение громкости, а затем резкое возрастание.

Это связано с законом Вебера-Фехнера, эмпирический психофизиологический закон, заключающийся в том, что интенсивность ощущения чего-либо прямо пропорциональна логарифму интенсивности раздражителя.

У логарифмических потенциометров при вращении движка сопротивление на его выводе резко возрастает до первой трети-половины его оборота, а затем продолжает расти незначительно.

Радиолюбитель: *И как их отличить?*

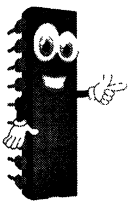
На крышке потенциометра, да и на лицевой его панели, указывается маркировка в виде «A10K», первая буква может быть «A» или «B» (английская «Б»). Буква «A» — это логарифмический, а буква «B» — линейный потенциометр.

Радиолюбитель: *На схеме есть Vcc и Vbias. Vcc я знаю — это плюс питания, а Vbias — что это?*

Bias — это *напряжение смещения*. Посмотрите по схеме (**рис. 17.31**, там стоит резистивный делитель R4R5 с коэффициентом деления 2 (оба резистора по 100 кОм). С их помощью подается «средняя» точка на неинвертирующие выходы операционных усилителей. Напряжение на этих входах равно половине напряжения питания. Это нужно для того, чтобы сместить уровень на выходе до половины питания. Ведь сигнал на входе переменный, его уровень может быть как выше нуля, так и ниже. Если половину питания не подать, то на выходе будет только верхняя полуволна, нижняя полуволна «упрется» в ноль и срежется.

Таким способом обеспечивается корректная работа для усилителя переменного тока при однополярном питании. Чтобы отфильтровать на выходе постоянную составляющую, сигнал на первый каскад и с первого на второй подается через конденсатор 0,1 мкФ. Он пропустит только переменную составляющую сигнала.

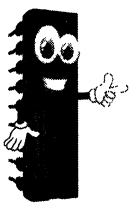
Схема может использоваться в качестве **перегруженного канала** для самодельного комбоусилителя, или самостоятельно, как «грелка» для входа лампового аппарата или в паре с транзисторной усиливающей аппаратурой.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Звук у нее басовит, а регулировки тембра нет, поэтому крайне желательно ее использовать с аппаратом, в котором есть регулировка низких частот в темброблоке. В целом ее звук позволяет играть музыку разных жанров, как блюзовую, так и более тяжелую типа AC/DC.

Питать нужно от Кроны или от блока питания. Блок питания при этом может быть хоть импульсным, хоть трансформаторным. Главное, на выход нужно поставить электролитический конденсатор на 500—1000 мкФ и зашунтировать его пленочным или керамическим конденсатором для фильтрации ВЧ помех. В противном случае будет фон.



СОВЕТ.

При сборке схемы старайтесь собрать ее компактнее, чтобы избежать наводок на длинные проводники. Корпус следует экранировать, а экран соединить с минусом источника питания. Звук очень зависит от качества элементов, из которых будет собрана схема.

В целом эти рекомендации аналогичны для всех подобных схем, работа которых связана с обработкой звука.

Предварительный усилитель с темброблоком

При построении звукоусиливающей аппаратуры можно использовать только микросхемы УНЧ, ведь практически все современные источники звука можно подключать напрямую к усилителю. Но при таком подходе у вас не будет возможности регулировки тембра на усилителе. Если вы будете воспроизводить звук с компьютера или смартфона — вы сможете с помощью эквалайзера в программном обеспечении откорректировать тембр под особенности вашей акустической системы и ваших предпочтений. Но при подключении к входу другого устройства на нем придется заново настраивать звук на эквалайзере.

Ценителям хорошего звука такой подход не будет удобным, поэтому в схему усилителя нужно хотя бы простейший **темброблок**. В этих целях предлагаю схему, изображенную на **рис. 17.32**. Она построена на трех сдвоенных операционных усилителях NE5532. Эти микросхемы

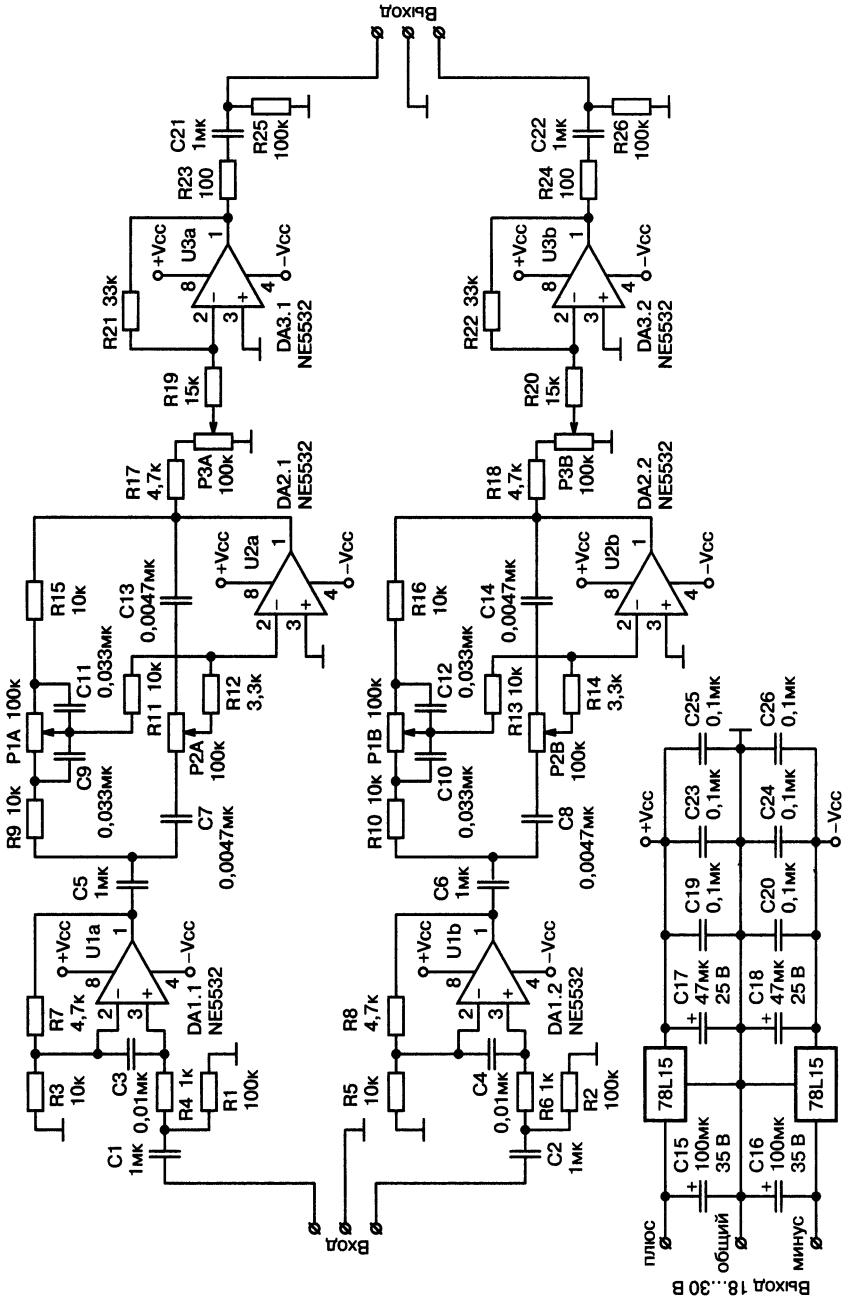


Рис. 17.32. Стереофонический предусилитель с темброблоком на операционных усилителях

можно заменить другими популярными, например, LM833, OP275, RC4558, TDA1034.

Обращаю ваше внимание на некоторые особенности. Так, устройство питается от двухполярного источника питания, стабилизация его напряжения выполнена с помощью двух линейных 15-вольтовых стабилизаторов 78-й и 79-й серии. В левом верхнем углу схемы на **рис. 17.32** изображена только часть стабилизатора. Предполагается, что будет использованы:

- трансформатор с вторичной обмоткой с отводом от середины;
- двухполупериодный выпрямитель со средней точкой.

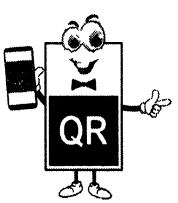
Общее напряжение вторичной обмотки (от края до края, без учета средней точки) должно быть около 28—30 вольт.

Радиолюбитель: *А что можно предпринять, если нет в наличии трансформатора со средней точкой во вторичной обмотке?*

Действительно, это одна из основных проблем при питании звуковой аппаратуры. Питание можно организовать с помощью двух однополярных импульсных блоков питания.

Можно использовать, например, распространенные блоки питания двух светодиодных лент на 12 или 24 вольт. Для этого плюс одного блока питания соединяется с минусом другого, так получается общий провод или ноль, а свободные плюс и минус блоков становятся +12 или −12 вольт.

Такие блоки, в большинстве случаев, имеют возможность подстройки выходного напряжения в небольших пределах. Для работы этой схемы достаточно и 12 вольт. Но лучше настроить блоки питания на максимально возможное напряжение, которое обычно в таких бликах питания составляет 13,5—14 вольт.



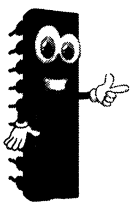
На самом деле, не всегда есть под рукой не только двухполярный источник тока, но и однополярный нужной мощности может отсутствовать. За QR-кодом спрятан видеоролик, в котором автор демонстрирует способы получения необходимой конфигурации источника питания из двух импульсных блоков питания. Эта информация вам будет полезна как при рассмотрении этой схемы, так и в следующем разделе книги.

Вернемся к нашей схеме (**рис. 17.32**). Из особенностей таких схем стоит выделить то, что в почти всех стереоусилителях и темброблоках

применяются потенциометры для регулировки громкости или тембра, но не обычные потенциометры, а сдвоенные. Их также называют **стерео потенциометрами**. По своей конструкции — это два обычных потенциометра, у которых собраны в одном корпусе ползунки и резистивные дорожки. Движок такого потенциометра перемещает оба ползунка сразу. Если использовать два одинарных потенциометра, работать-то схема будет, но вам будет неудобно настроить одинаковый тембр или громкость на обоих каналах.

Так как этот **предусилитель** — двухканальный (стерео), то верхняя и нижняя части схемы в точности повторяют друг друга.

На **рис. 17.32** эти потенциометры подписаны как P1A, P1B, P2A и P2B, соответственно.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Здесь P1 — это один потенциометр, а P2 — другой, буквами A и B условно обозначены первая и вторая половинки сдвоенного потенциометра.

P1 отвечает за регулировки низких частот, а P2 — высоких, потенциометр P3 отвечает за громкость.

На схеме реализованы фильтры высокой и низкой частоты, а ОУ включены, в сущности, по **схеме сумматора сигналов**. Частотные фильтры находятся в составе контура обратной связи второго каскада (среднего по схеме), для левого и правого каналов схемы идентичны и продублированы.

Операционные усилители NE5532, как отмечалось выше, сдвоенные, поэтому объединяйте в одном предусилителе оба канала каждого из каскадов (обратите внимание на подписи DA1.1, DA1.2, DA2.1 и т. д.).

17.4. Микросхемы усилителей звука

Создаем усилитель для колонок

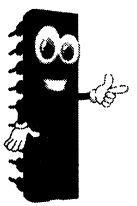
Для проигрывания музыки недостаточно предусилителей, схемы которых аналогичны схеме, рассмотренной выше. Для подключения колонок вам нужен еще и усилитель низкой частоты или, как их еще называют, **усилитель музыкальной звуковой частоты (УМЗЧ)**.

В общем случае по схемотехнике проектировать и рассчитывать вам ничего не придется. Микросхемы ИМС устроены таким образом, что им нужна лишь пара деталей в обвязку, подача питания, подключение источника звука и колонки — больше ничего не требуется. При этом типовые схемы включения таких усилителей приводятся в ДАТАШИТАХ на конкретные микросхемы.

Выбор микросхемы производят исходя из четырех критериев.

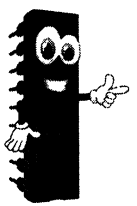
Критерий 1. Необходимое количество каналов. Наиболее распространены одноканальные (моно), двухканальные (стерео) и четырехканальные усилители. Выбирают исходя из того, что вы будете усиливать. Допустим, вам нужен усилитель для гитары или моно микрофона — вам не нужно стереоусилителя, достаточно одноканальной ИМС.

Критерий 2. Способ питания. Выбирается исходя из того, какие источники питания вы можете собрать (или есть в наличии) или же от того, где он будет применяться. Например, если усилитель будет работать от сети, то вы можете собрать или купить готовый источник питания любой конфигурации, хоть двухполярный, хоть однополярный.



ПРИМЕЧАНИЕ.

В организации электропитания вам поможет видеоролик, который я прилагал, когда мы рассматривали схему предусилителя с темброблоком (***стр. 488***).



СОВЕТ.

Если вы собираетесь использовать усилитель автономно, например, от аккумулятора или в автомобиле, то лучше выбирать микросхему, которая работает от однополярного питания, диапазон питающих напряжений должен включать 12 В. Например, четырехканальная TDA7386 может работать в диапазоне питающих напряжений от 6 до 18 вольт, питание однополярное — то есть такой усилитель можно питать от автомобильного аккумулятора.

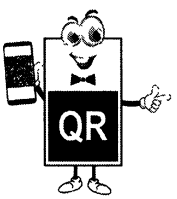
Критерий 3. Класс усилителя. Пожалуй, наиболее распространенный класс усиления у ИМС — это АВ, но в последнее время появилось достаточно много усилителей **класса D**. В пределах этой книги мы не будем разбирать, чем отличаются классы усиления.

Отмечу лишь, что класс говорит о **режиме работы транзисторов в каскадах усилителя**, что влияет на энергоэффективность (КПД):

- усилители **класса A** имеют самый низкий КПД;
- усилители **класса D** имеют самый высокий КПД.

Усилители **класса D** лучше всего применять при батарейном или аккумуляторном питании. Используются, например, в так называемых портативных колонках — это современное представление «бум-боксов», которые воспроизводят музыку с microSD-карт, по Bluetooth, через AUX-вход, а в некоторых случаях и принимают радио.

Радиолюбитель: *Это хорошо, что не нужно ничего рассчитывать, но где мне найти и как выбрать эти микросхемы? Есть ли какие-то удобные средства или справочники для этого?*



В первую очередь, рекомендую просматривать сайты производителей микросхем, часто попадаются различные конфигураторы, есть и справочники. Также есть и независимые справочники, как на сайте esxema.ru, QR-код ведет на страницу со справочником. В нем приведены основные характеристики и типовые схемы включения популярных интегральных усилителей низкой частоты. Этот справочник поможет вам выбрать нужное из продукции разных производителей.

Простой УМЗЧ на TDA1552

Начнем рассматривать схемы усилителей на микросхемах. Большинство из них может быть собрано даже без печатной платы, навесным монтажом.

Предлагаемый стереофонический усилитель, выполненный на микросхеме TDA1552, прост в сборке, не требует налаживания и, благодаря широкому диапазону питающих напряжений, может использоваться как в автомобиле, так и в быту.

Несмотря на простоту, устройство имеет достаточно высокие характеристики:

- напряжение питания — 6...18 В;
- ток потребления покоя/максимальный — 0,16/4 А;
- выходная мощность при КНИ 0,5% (напряжение питания 14,4 В) — 17 Вт;
- выходная мощность при КНИ 10% (напряжение питания 14,4 В) — 22 Вт.

Радиолюбитель: *Что в этом контексте обозначается как КНИ?*

КНИ — *это коэффициент нелинейных искажений.* Чем он меньше, тем более качественным звук будет, то есть сигнал на выходе будет более точно повторять по форме входной сигнал.

Схема усилителя представлена на **рис. 17.33**. Как и во всех стереофонических схемах усиления, для регулировки схемы используются **сдвоенные потенциометры** (R1.1, R1.2). Они устанавливаются на входе и ограничивают уровень входного сигнала. Конденсаторы C1, C2 отсекают постоянную составляющую, которая может присутствовать во входных цепях, то есть разделяют источник звука и усилитель по постоянному току.

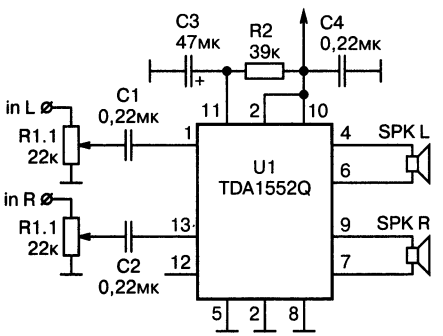
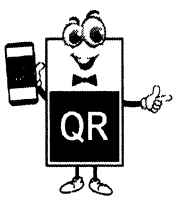


Рис. 17.33. *Принципиальная электрическая схема усилителя на микросхеме TDA1552*

Эта схема практически повторяет типовую из ДАТАШИТА. Отличие заключается лишь в использовании входа «mute» (**вывод 11**) микросхемы. В предлагаемой конструкции это вывод подключен через конденсатор C3 и резистор R2 к плюсовой шине питания. Это обеспечивает устранение щелчков в громкоговорителях при включении устройства.

Радиолюбитель: *В чем заключается принцип работы такого решения?*



Обратимся по этому вопросу к технической документации, QR-код ведет на ДАТАШИТ к этой микросхеме. Я нашел его на упомянутом ранее сайте alldatasheet.com.

Вывод 11 микросхемы называется «mute/stand-by». *MUTE — это режим, в котором очень сильно ослабляется входной сигнал.* На практике это приводит к тому, что звук из усилителя отключается, т. е. это режим «Без звука». Stan-by — это дежурный режим, в котором отключаются усиливающие каскады, эффект получается таким же, как и MUTE.

Радиолюбитель: *Так в чем же отличие Mute и Stand-by? Каким образом происходит переключение между ними, если управление производится с помощью одного вывода?*

Разница заключается в том, что усилитель, даже когда не воспроизводит звук, потребляет значительное количество энергии. Это связано с тем, что рабочая точка транзисторов, в зависимости от класса усиления, выбирается на определенном участке ВАХ транзистора. Получается, что через транзисторы, даже когда нет звука, протекает какой-то ток, не выполняющий никакой работы. В режиме stand-by отключается усилитель, а не источник звука, соответственно, значительно снижается его потребляемый ток.

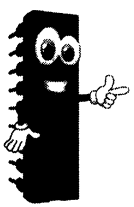
На **стр. 6 ДАТАШИТА** есть таблица с названием «DC CHARACTERISTICS», в ней нас интересуют строки:

Mute/stand-by switch
Switch-on voltage level — V_{ON} 8.5 V
Mutecondition — V_{MUTE} 3.3V-6.4 V

Это значит следующее:

- когда на **выводе 11** напряжение больше, чем 8,5 В, микросхема переходит в рабочий режим;
- когда на **выводе 11** напряжение менее 6,4 В, вход ИМС отключается, и сигнал на выход не подается.

При подаче питания на выходе усилителей часто происходит **всплеск сигнала**. Вы сами могли наблюдать, когда в колонках раздается небольшой «бух» при включении. Так вот, в схеме на **рис. 17.33** в начальный момент времени после подачи питания конденсатор C3 разряжен, то есть напряжение на **выводе 11** микросхемы близко к нулю. При подключении к источнику питания этот конденсатор постепенно заряжается через резистор R2.



ПРИМЕЧАНИЕ.

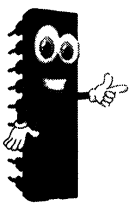
Время определяется по той же формуле постоянной времени, что мы рассматривали в разделе об операционных усилителях.

Микросхема сможет усиливать сигнал и выдавать звук в ваши колонки, когда напряжение на обкладках конденсатора будет приближено к напряжению выключения режима Mute и включения рабочего режима ИМС (больше 6,4 вольт), а если опустить этот нюанс, то когда конденсатор зарядится. Таким образом реализуется задержка включения звука при подаче питания.

Радиолюбитель: *Если успеют зарядиться все емкости источника питания и никаких щелчков или стуков при включении питания в колонках не будет?*

В большинстве случаев — ДА. Но если указанные на схеме номиналы RC цепи не решили проблему щелчка при включении питания, то можно увеличить емкость и сопротивление, подобрать необходимое время задержки опытным путем.

Резистор R1 служит для регулировки громкости. Развязывающие конденсаторы C1 и C2 лучше взять керамические. В качестве громкоговорителей SPK L и SPK R можно использовать любые динамические головки мощностью от 10 Вт и выше с сопротивлением обмотки 4—8 Ом.



ПРИМЕЧАНИЕ.

При сопротивлении головок 8 Ом выходная мощность усилителя уменьшится примерно вдвое.

Питать конструкцию можно как от бортовой сети автомобиля, так и от стационарной сети, используя простейший блок питания (**рис. 17.34**) — трансформатор с выпрямителем.

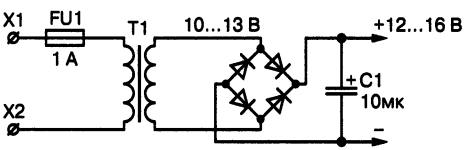
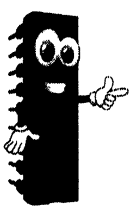


Рис. 17.34. *Вариант схемы блока питания*

Трансформатор, как видно из схемы, должен выдавать на вторичной обмотке 10—13 В и выдерживать ток до 5 А. Диодный мост D1 — любой, рассчитанный на напряжение не ниже 20 В и соответствующий ток. При желании мост можно собрать на диодах, выдерживающих те же ток и напряжение.



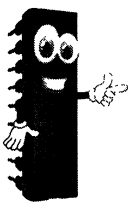
СОВЕТ.

При повторении конструкции микросхему U1 необходимо поместить на радиатор — пластину из алюминия или меди размером 150×50 мм или радиатор меньших размеров, но с ребрами, итоговая площадь должна соответствовать приведенному примеру.

Усилитель с кнопочным управлением для носимой аппаратуры

Этот одноканальный усилитель собран на микросхеме TDA8551. Благодаря низковольтному питанию он отлично подойдет для носимой аппаратуры с автономным питанием или в качестве усилителя для воспроизведения музыки с ПК.

Микросхема представляет собой усилитель низкой частоты **класса АВ**.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Главной особенностью TDA8551 является то, что регулировка громкости осуществляется не через потенциометр, а с помощью кнопок. Регулировка осуществляется ступенчато с шагом в 1,25 дБ.

Как и в предыдущем случае для экономии энергии предусмотрены режимы MUTE и STANDBY.

Основные электрические характеристики микросхемы TDA8551 следующие:

- напряжение питания — 2,5 ...5,5 В;
- выходная мощность — 1,4 Вт;
- сопротивление нагрузки — 8 Ом;
- количество каналов — 1;
- ток покоя (при $U_{пит.}$ 5 В) — до 10 мА;
- регулировка громкости — дискретная по 1,25 дБ;

Рассмотрим электрическую схему устройства, которая представлена на **рис. 17.35**.

Регулировка громкости осуществляется кнопками SB1 и SB2. При каждом нажатии на кнопку SB1 громкость увеличивается ступенями по 1,25 дБ. Соответственно, при каждом нажатии на кнопку SB2 громкость уменьшается на такую же величину.

Цепочка R2C1 служит для подавления дребезга контактов, R1 исключает короткое замыкание по цепям питания при случайном одновременном нажатии двух кнопок.

Переключатель SA1 служит для переключения режимов работы:

- в верхнем (по схеме) положении движка включается режим STANDBY;
- в среднем — включается режим MUTE;
- в нижнем — усилитель активен.

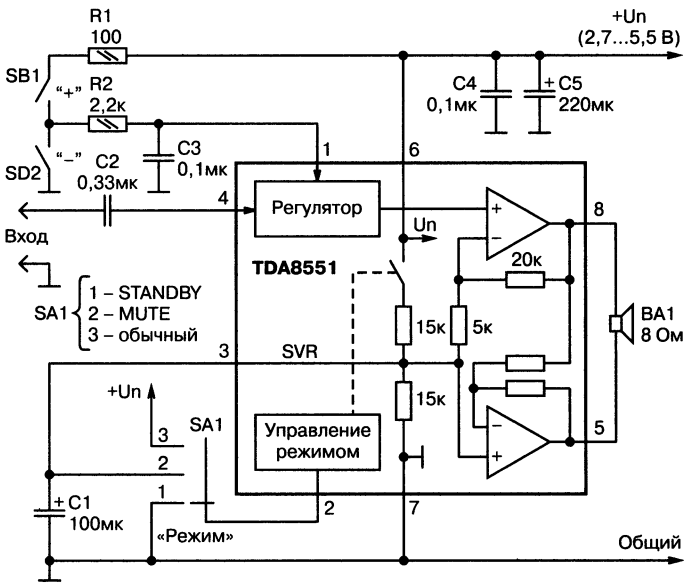


Рис. 17.35. *Принципиальная электрическая схема УНЧ с кнопочным управлением*

При необходимости режимами можно управлять **электронным методом**, подавая на **вход 2** микросхемы напряжения:

- 3,6 В — режим STANDBY;
- 1...3,6 В — режим MUTE;
- менее 1 В — рабочий режим.

Питается усилитель от однополярного напряжения величиной от 2,5 до 5,5 В. При снижении напряжения, естественно, будет снижена и выходная мощность.

В качестве **громкоговорителя BA1** можно использовать любую динамическую головку мощностью 0,5 — 3 Вт с сопротивлением обмотки 8 Ом.

Трехканальный стереофонический усилитель для ПК

Конструкция собрана на двух интегральных микросхемах УНЧ TDA1519 и представляет собой **трехканальный усилитель (рис. 17.36)**:

- первые два канала работают в режиме СТЕРЕО;
- третий канал нагружен на отдельный низкочастотный громкоговоритель (так называемый САБВУФЕР, на вход которого поступает смешанный стереосигнал).

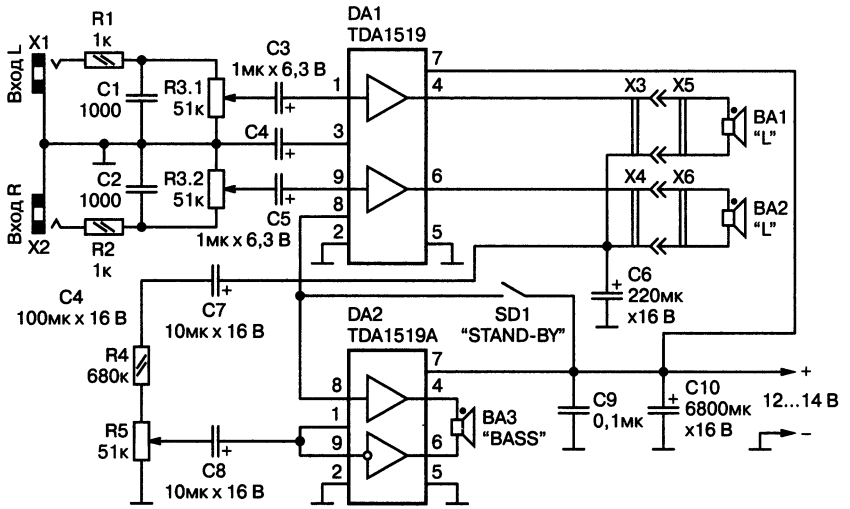
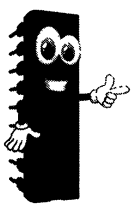


Рис. 17.36. *Электрическая принципиальная схема трехканального УНЧ*

В качестве стереофонического усилителя используется микросхема TDA1519, включенная по типовой схеме. Стереосигнал на нее подается через потенциометры R3.1 и R3.2 (**выводы 1, 9**). Усиленный сигнал с **выводов 4** и **6** подается на громкоговорители L и R. Нижние по схеме выводы громкоговорителей подключены к минусовому выводу источника питания через конденсатор C6 относительно небольшой емкости.



ПРИМЕЧАНИЕ.

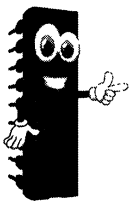
Это позволяет уменьшить низкочастотную составляющую сигнала, поступающего на колонки левого и правого канала.

С этого же конденсатора C6 сигнал с частотами ниже 180 Гц через потенциометр R5 подается на вход второй микросхемы TDA1519A. То есть вы можете отдельно регулировать уровень громкости сабвуфера — добавлять или убавлять низкие частоты.

Отличительная особенность микросхемы TDA1519A состоит в том, что один из ее входов — **инвертирующий**. Это легко позволяет включить ее по мостовой схеме. Выходы нижней по схеме TDA1519A нагружены на низкочастотную динамическую головку BA3, без развязывающего конденсатора.

Радиолюбитель: *Что значит «включить ее по мостовой схеме»?*

Мостовая схема включения — это когда двухканальный (стерео) усилитель включается в режиме МОНО, а нагрузка (динамик) подключаются не между выходом и землей, а между двумя выходами. Так мощность обоих каналов складывается, что позволяет получить большую мощность для одного динамика.

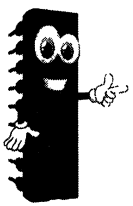


ПРИМЕЧАНИЕ.

Немного позже мы отдельно рассмотрим схему мостового включения.

Переключатель SB1 служит для включения ждущего режима «STAND-BY».

Выходная мощность стереоусилителя составляет 2,5 Вт на канал, низкочастотный усилитель развивает мощность 9—12 Вт при напряжении питания 12 В. При этом КНИ всех усилителей не превышает 0,1%.



СОВЕТ.

При повторении конструкции микросхемы DA1 и DA2 рекомендуется установить на радиаторы, каждый площадь не менее 200 см².

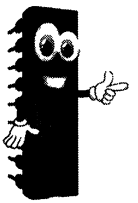
В схеме используются громкоговорители с сопротивлением катушек 8 Ом:

- BA1 и BA2 — широкополосные;
- BA3 — низкочастотная.

Ну и, подключая стереоколонки, не стоит забывать об их фазировке. При сопротивлении динамиков в 2 ома — мощность 11 ватт на канал.

Радиолюбитель: *Что такое фазировка?*

При протекании тока через динамик в определенном направлении его диффузор втягивается или выталкивается — это известно всем. Так вот, диффузоры динамиков колонок должны синхронно втягиваться и выталкиваться одновременно, то есть они должны двигаться в одном направлении. Поэтому при сборке акустической системы, при подключении динамиков нужно определить их фазировку.



ВНИМАНИЕ.

В современных динамиках почти всегда клеммы помечены цветом или цифрами, что позволяет подключать их без проверки. Следует только клеммы одного цвета подключать к общему проводу, а клеммы другого цвета — к сигнальному.

Но бывает, что на производстве сборщик неправильно припаял проводка к клеммам или на них нет маркировки. В этом случае вам поможет обычная батарейка. Подключите батарейку к клеммам и посмотрите на диффузор — вытолкнулся он или втянулся. Запомните, куда вы подключали «плюс» и «минус», сделайте тоже самое на оставшихся динамиках, чтобы они в ту же сторону. После этого помечайте, где был при этом плюс батарейки, а где минус.

После этого подключайте все выводы:

- где был минус (например) — к общему проводу;
- где был плюс — к сигнальным выходам усилителя (или наоборот, не имеет значения).

УНЧ с псевдоквадрофоническим эффектом и темброблоком

Следующая схема собрана всего на двух микросхемах и, несмотря на свою простоту, обладает неплохими характеристиками и широким функционалом. Она позволяет регулировать громкость и тембр, имеет псевдоквадрорежим, тонкорректор, режим MUTE. Может питаться от нестабилизированного напряжения величиной 8 ... 18 В.

При этом выходная мощность усилителя составляет 4×6,5 Вт, частотный диапазон — 40...18 000 Гц. Схема состоит из двух узлов, рассмотрим их по отдельности.

Узел регулировки (**рис. 17.37**) собран на специализированной микросхеме **mPC1892**. Обратите внимание, что в правой части схемы линии связи обрываются. На самом деле, они в таком же порядке (если читать схему сверху вниз) соединяются с частью УНЧ (**рис. 17.38**).

Входной СТЕРЕОСИГНАЛ поступает вход микросхемы (**выводы 25, 26**) и обрабатывается при помощи регуляторов R22—R27:

R22 — регулировка НЧ;
R23 — регулировка ВЧ;
R24 — общая громкость;
R25 — фронтально-тыловой баланс;
R26 — баланс;
R27 — глубина псевдоквадросигнала.

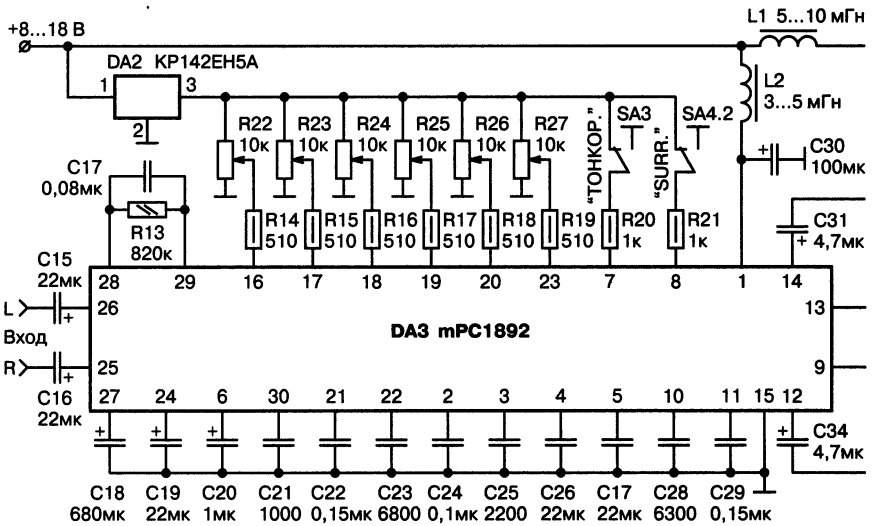


Рис. 17.37. *Схема УНЧ с темброблоком и псевдоквадрофонией: узел регулировок*

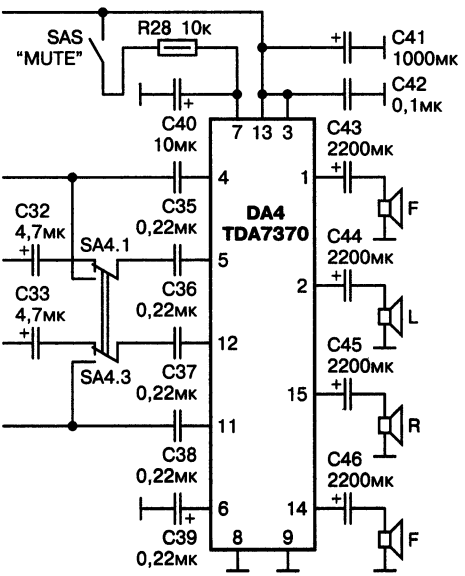


Рис. 17.38. *Схема УНЧ с темброблоком и псевдоквадрофонией: оконечный усилитель*

Далее стереосигнал преобразуется в пседроквадрофонический и поступает на выход (выводы 14, 13, 9, 12).

Переключатель SA3 служит для включения **режима тонкомпенсации.**

Кнопкой SA4.2 можно отключить квадрорежим, превратив усилитель в обычный стереофонический. При этом стереосигнал снимается с выводов 13 и 9.

SA4 — это переключатель с тремя группами контактов (3PDT), если не нашли такого — используйте три одинаковых переключателя с одной группой контактов (SPDT), или два переключателя, один с одной группой контактов (SPDT) и один с двумя группами (DPDP). Но в таком случае их переключать придется одновременно и все сразу.

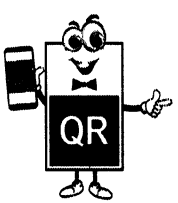
Питается микросхема через линейный интегральный стабилизатор DA2 (отечественный КР142ЕН5А или зарубежный L7805). Элементы L1, L2 служат для защиты от помех по цепям питания.

Оконечный усилитель собран на четырехканальной микросхеме УНЧ TDA7370, которая, как было сказано выше, способна развить мощность:

- до 6,5 Вт на канал при напряжении питания 14 В, при 4 подключенных динамиках;
- до 20 ватт — в мостовом включении.

Схема типовая, особых пояснений не требует. Переключатель SA5 переводит устройство в режим MUTE, секции переключателя SA4.1 и SA4.3 (отключение **псевдоквадрорежима**, см. выше) соединяют входы УНЧ попарно, превращая его в обычный двухканальный усилитель.

Ну, и повторяя конструкцию, не стоит забывать о радиаторе для этой микросхемы. Подойдет такой же, как и на рассмотренной выше. Но всегда проверяйте температуру в работе под нагрузкой.



Кстати, рекомендую ознакомиться с ДАТАШИТОМ на этот усилитель на сайте alldatasheet.com. Он достаточно гибок в схемотехнике, вы можете объединить из 4 выходов в мост, таким образом получить схему усилителя для системы 2.1, подобную предыдущей, но на одной микросхеме. Можно объединить каналы попарно и получить мощный стереоусилитель.

Включение интегрального УНЧ по мостовой схеме

Включение стереофонического УНЧ по мостовой схеме дает практически двукратное усиление мощности. Потому подобные схемы пользуются известной популярностью, хотя и превращают стереофонический усилитель в монофонический.

Разберем принцип мостового подключения стереофонической микросхемы **TDA7265**. Для начала взглянем на типовую схему включения прибора в режиме стереоусилителя (**рис. 17.39**).

На схеме каждый из усилителей нагружен на свой громкоговоритель L и R, а на их прямые входы (**выводы 7 и 11**) подается стереосигнал. Инверсные входы служат для организации отрицательной обратной связи.

Питание микросхемы двухполярное — на **вывод 3** подается плюс питания, на **вывод 6** — минус. Нижние (по схеме) выводы громкоговорителей соединены с общей точкой. Оба усилителя работают синфазно — классический стереоусилитель. А теперь взглянем на схему (**рис. 17.40**).

Здесь громкоговоритель подключен к выходам усилителей, а входной сигнал подается только на вход первого (**вывод 7**). Вход второго усилителя (**вывод 11**) подключен к общему проводу питания через C2. Измененная схема обратной связи заставляет работать усилитель, ниж-

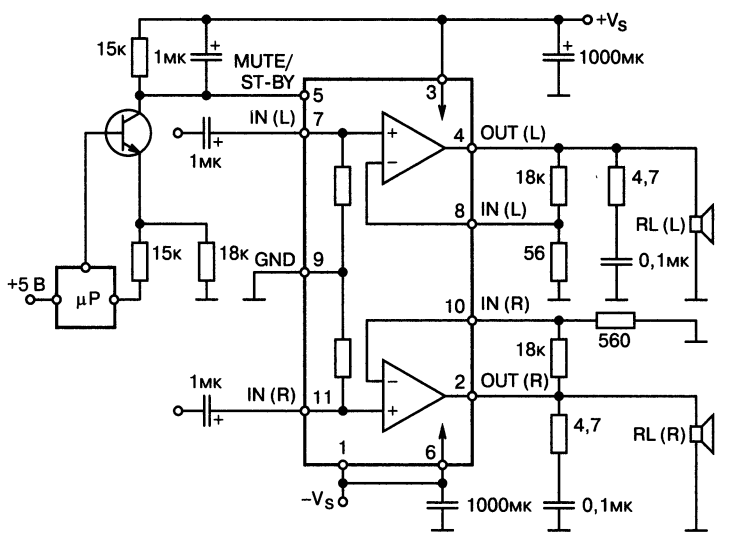


Рис. 17.39. Типовая схема включения TDA7265 с двухполярным питанием

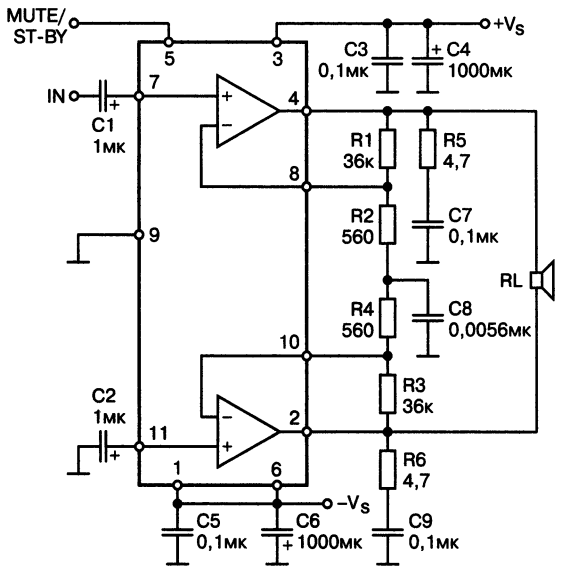


Рис. 17.40. *Схема включения TDA7265 по мостовой схеме*

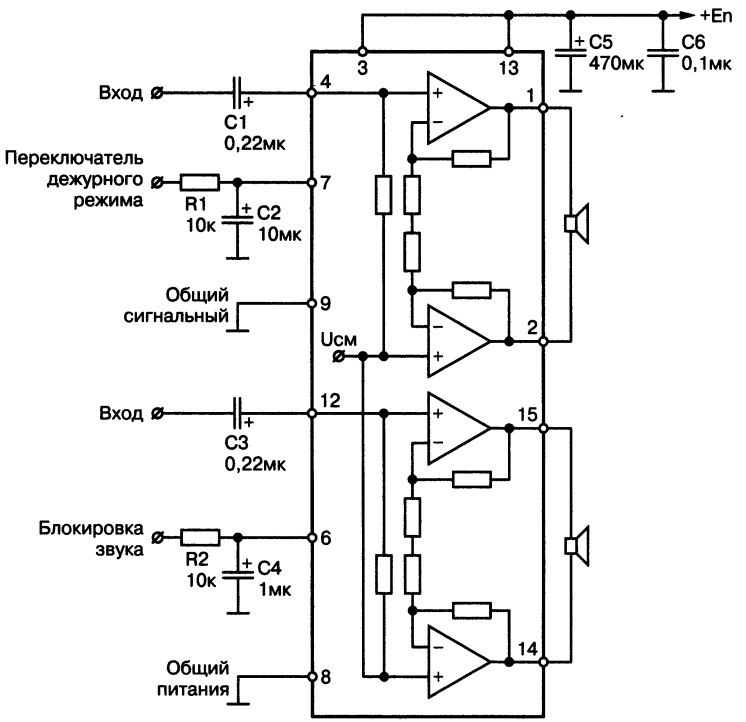


Рис. 17.41. *Типовая схема включения микросхемы TDA7266*

ний по схеме, в противофазе с верхним, задействуя его инверсный вход в качестве сигнального.

Поскольку усилители работают в противофазе, на динамической головке появляется практически удвоенное напряжение, что повышает выходную мощность тоже вдвое. Поскольку между выходами усилителей во время их работы нет постоянной составляющей, головку можно подключить без разделительного конденсатора. Плата, как было сказано выше, за такое подключение одна — стерео превращается в моно.

Радиолюбитель: *Любую ли микросхему можно включить по мостовой схеме?*

К сожалению, нет. Взглянем, к примеру, на микросхему УНЧ **TDA7266**, представленную на **рис. 17.41**. Это тоже стереофонический усилитель, но каждый из его каналов уже собран по мостовой схеме и вполне очевидно, что из этих двух каналов сделать один мощный уже не получится.

ЦИФРОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ: СОЗДАЕМ ПРАКТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

В этом ШАГЕ мы рассмотрим несколько примеров схем на цифровых ИМС, рассмотрим их виды и особенности.

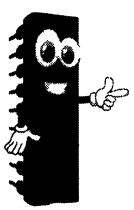
18.1. Виды и особенности цифровых микросхем

Какие бывают цифровые ИМС и чем они отличаются друг от друга

В **ШАГЕ 16**, затрагивая тему аналоговых и цифровых сигналов, мы ограничились общими сведениями о цифровых микросхемах. Сейчас же предлагаю глубже разобраться в том, какой уровень может быть у логической единицы и нуля. Дело в том, что цифровые микросхемы бывают разными не только по выполняемым функциям, по внутренней структуре и по используемым в них транзисторам.

Вы обязательно встретите или уже встречали в справочниках, документации на ИМС и схемах слова типа «ТТЛ», «ТТЛШ», «КМОП», если речь шла о цифровых микросхемах и устройствах на логических элементах. По этим аббревиатурам можно судить о том, ИМС какого типа предстоит перед нами и о каких-то ее характеристиках. Кроме того, тип микросхемы зашифрован и в маркировках ИМС, как отечественного, так и зарубежного производства.

В пределах этой книги мы не будем рассматривать, что такое 2-И, 2-ИЛИ, а также работу шифраторов и дешифраторов. Мы ограничимся справочными данными, которые вам помогут разобраться с цифровыми МИКРОСХЕМАМИ, а не устройством и принципом действия их элементов.



ПРИМЕЧАНИЕ.

Вообще тема, связанная с цифровой электроникой, логическими ИМС и микроконтроллерами — это огромный пласт знаний, который раскрывается в специализированной литературе.

А позже мы перейдем к рассмотрению некоторых схем, для которых я буду приводить аналоги: как отечественные ИМС (еще советской эпохи), так и современные зарубежные.

Радиолюбитель: *Но ведь советские микросхемы в большинстве случаев не производятся, да и устарели они...*

В ваших словах есть лишь доля правды. Какие-то микросхемы производятся на отечественных предприятиях и сейчас. При этом даже в крупных магазинах, таких как «Чип и Дип», например, можно найти

новые микросхемы производства 80...90-х годов со складов и комплектов запасных частей. К тому же зарубежные аналоги часто в точности повторяют советские ИМС, даже по цоколевке совпадают.

Насчет того, «устарели ли» они, вы также не правы. Да, в чистом виде в современной технике они не используются, но их характеристики совершенно не устарели. Это позволяет конструировать и современные системы на них. А если говорить о радиолюбительской практике, то им еще жить и жить в самоделках! Но цель этой книги не установить историческую справедливость, а рассказать об электронике, поэтому вернемся к цифровым микросхемам.

Основные сокращения в описании сигналов

Прежде чем перейдем к схемам и диаграммам, давайте разберемся с **основными сокращениями**, которые используются в описании сигналов ЦИМС:

V_{CC} — напряжение питания;
V_{OH} — выходной уровень логической 1;
V_{IH} — входной уровень логической 1;
V_T — порог переключения;
V_{IL} — входной уровень логического 0;
V_{OL} — выходной уровень логического 0.

На **рис. 18.1—18.5** сопоставлены значения логических уровней ТТЛ (ТТЛШ) и КМОП микросхем различных серий и поколений **[17]**.

Радиолюбитель: *На рис. 18.4 около уровней указаны английские буквы LS, S, ALS, AS, HC и т. д. Что они значат?*

Это обозначения серий зарубежных микросхем, именно это я и имел в виду, когда говорил, что по маркировке микросхемы уже можно понять о типе логики и о каких-то ее характеристиках. Давайте рассмот-

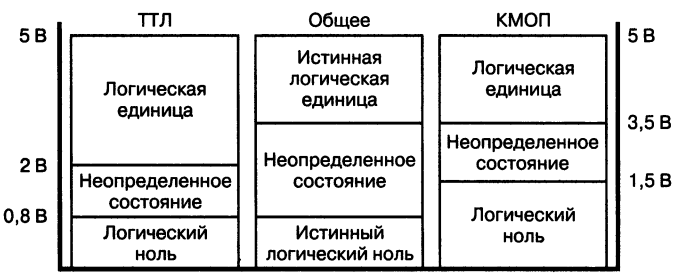


Рис. 18.1. *Обобщенные диапазоны входных напряженийТТЛ и КМОП-микросхем*

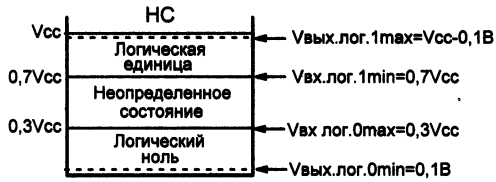


Рис. 18.2. *Теоретические диапазоны входных и выходных напряжений КМОП-микросхем HC-серии в относительных единицах*

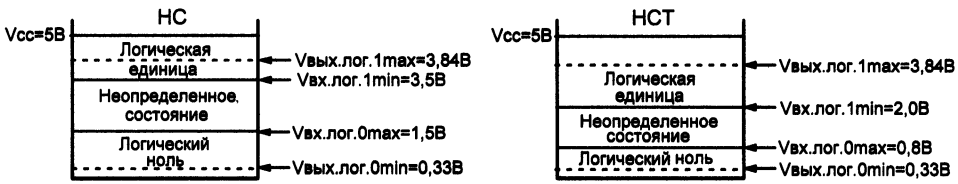


Рис. 18.3. *Реальные диапазоны входных и выходных напряжений КМОП-микросхем HC- и HCT-серий при напряжении питания 5 В*

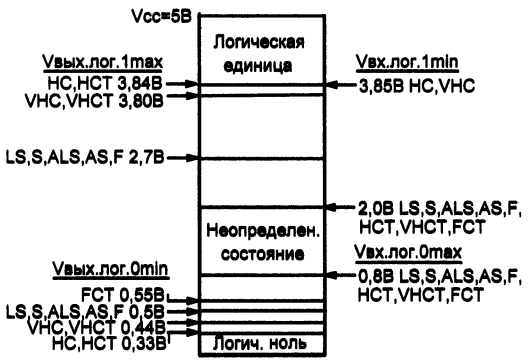


Рис. 18.4. *Реальные диапазоны входных и выходных напряжений ТТЛ (ТТЛШ) и КМОП-микросхем различных семейств*

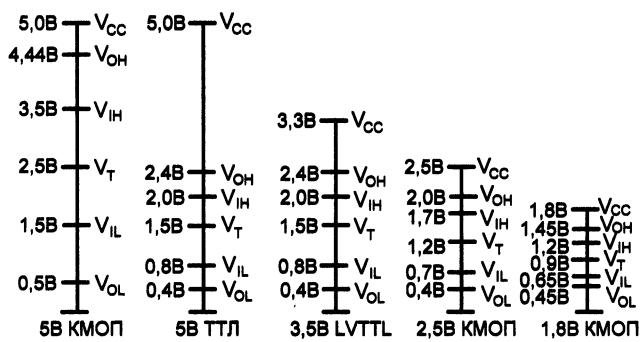


Рис. 18.5. *Диапазоны входных напряжений и выходных для микросхем различных семейств*

рим таблицы, в которых будут приведены основные параметры логики разных типов, а также соответствие маркировке отечественных и зарубежных серий.

Разбираемся в маркировках и сериях микросхем

Тип или семейство логики обозначатся аббревиатурами из трех букв. Ниже приведен список соответствия зарубежного и отечественного обозначения и их расшифровки, на примере основных видов логики:

RTL — *Resistor-transistor logic*, в русских источниках обозначается, как РТЛ (резисторно-транзисторная логика) — технология построения логических электронных схем на базе простых транзисторных ключей. Устаревшая технология, у нее было низкое быстродействие, нечеткие уровни сигналов;

DTL — *Diode-transistor logic*, в русских источниках обозначается, как ДТЛ (Диодно-транзисторная логика) — технология построения цифровых схем на основе биполярных транзисторов, диодов и резисторов. Не отличается высоким быстродействием;

TTL — *Transistor-Transistor Logic*, в русских источниках обозначается, как ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) — разновидность цифровых логических ИМС на биполярных транзисторах. Имеет больше быстродействие по сравнению с ДТЛ и лучшую энергоэффективность. Ее разновидность — ТТЛШ (транзисторно-транзисторная логика с переходами Шотки), имеет еще большее быстродействие;

CMOS — *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*, в русских источниках обозначается как КМОП (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник), говорит о разновидности полевых транзисторов. Эти логические элементы построены на основе комплементарных ключей на МОП транзисторах. Отличительная способность — малое энергопотребление, за счет того, что энергия потребляется только в момент переключения и высокое быстродействие;

ECL — *Emitter Coupled Logic*, что в русскоязычной литературе обозначается, как ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика) — это логические элементы, построенные на основе дифференциальных логических каскадов. Ее отличительная способность — самое высокое быстродействие, она, также как и ТТЛ, построена на биполярных транзисторах.

В **табл.18.1** приведены сводные данные о характеристиках ИМС разных структур и года их внедрения **[17, 18]**.

Характеристики основных разновидностей цифровых ИМС *Таблица 18.1*

Семейство микросхем	Серия	Задержка распространения сигнала, нс	Скорость переключения, МГц	Мощность на вентиль при частоте 1 МГц, мВт	Типовое напряжение питания, В (диапазон)	Год внедрения
RTL	–	500	4	10	3,3	1963
DTL	–	25	–	10	5	1962
CMOS	AC/ACT	3	125	0,5	3,3 или 5 (2...6 или 4,5...5,5)	1985
CMOS	HC/HCT	9	50	0,5	5 (2...6 или 4,5...5,5)	1982
CMOS	4000B/74C	30	5	1,2	10 (3...18)	1970
TTL	–	10	25	10	5 (4,75...5,25)	1964
TTL	L	33	3	1	5 (4,75...5,25)	1964
TTL	H	6	43	22	5 (4,75...5,25)	1964
TTL	S	3	100	19	5 (4,75...5,25)	1969
TTL	LS	10	40	2	5 (4,75...5,25)	1976
TTL	ALS	4	50	1,3	5 (4,5...5,5)	1976
TTL	F	3,5	100	5,4	5 (4,75...5,25)	1979
TTL	AS	2	105	8	5 (4,5...5,5)	1980
TTL	G	1,5	1125	–	1,65...3,60	2004
ECL	ECL III	1	500	60	–5,2 (–5,19...–5,21)	1968
ECL	MECL I	8		31	–5,2	1962
ECL	ECL 10K	2	125	25	–5,2 (–5,19...–5,21)	1971
ECL	ECL 100K	0,75	350	40	–4,5 (-4,2...–5,2)	1981
ECL	ECL 100KH	1	250	25	–5,2 (–4,9... –5,5)	1981

Рассмотрим подробнее серии микросхем ТТЛ и ТЛЛШ. Их отечественные и зарубежные маркировки приведены в **табл. 18.2 [17]**.

Параметры ТТЛ и ТТЛШ-микросхем *Таблица 18.2*

Параметр	Серия микросхем				
	К155	К531	К555	К1531	К1533
	74	74S	74LS	74F	74ALS
t_{PHL}, нс	22	17,5	15	5,5	11
t_{PLH}, нс	15	12	15	5,6	8
I_{IL}, мА	–1,6	–1,6	–0,4	–0,6	–0,1
I_{IH}, мА	0,04	0,04	0,02	0,02	0,02
I_{OL}, мА	16	16	8	20	15
I_{OH}, мА	–0,4	–0,8	–0,4	–1	–0,4
U_{OL}, В	0,4	0,2	0,5	0,3	0,5
U_{OH}, В	2,4	3,4	2,7	3,4	2,5
I_{CC}, мА	12	11	4,4	4,1	3

Радиолюбитель: *Что значит t_{PHL} и t_{PLH} в этой таблице?*

Это задержка сигнала между входом и выходов при включении (LH) и выключении (HL). Семейства КМОП микросхем приведены в **табл. 18.3 [17].**

Параметры КМОП-микросхем *Таблица 18.3*

Параметр	Серия микросхем					
	К176	К561	К1561	К1554	К1564	К1564
	4000	4000А	4000В	74АС	74НСТ	74АСТ
t_{PHL}, нс	250	120	50	8,7	18	3,2
t_{PLH}, нс	250	120	50	8,7	18	3,2
I_{IL}, мкА	–0,1	–0,1	–0,1	–0,1	–0,1	–0,1
I_{IH}, мкА	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
U_{OL}, В	0,3	0,3	0,3	1,65	1,65	1,65
U_{OH}, В	8,2	8,2	8,2	3,9	3,9	3,9
I_{CC}, мА	0,0005	0,0002	0,0002	0,4	0,08	2,4

Радиолюбитель: *Теперь, предлагаю рассмотреть, что можно сделать на цифровых микросхемах начинающему радиолюбителю.*

18.2. Практические конструкции на цифровых микросхемах

От механических переключателей к электронным

Практически каждый радиотехник собирал цифровые устройства с кнопочным управлением, используя в качестве управляющих элементов переключатели П2К и подобные. Такие переключатели могут быть одиночными или собираться в группы с зависимой или независимой фиксацией. Но подобные сборки достаточно громоздки и, к сожалению, очень недолговечны. Потому в ряде случаев удобнее в их качестве использовать **электронные ключи**, о которых и пойдет речь в этом разделе.

Кнопка-выключатель с фиксацией

Кнопка-выключатель с фиксацией представляет собой счетный D-триггер, управляемый обычной кнопкой любого типа с нормально

разомкнутыми контактами без фиксации. Это такая же кнопка, которая используется в мышке на компьютере или дверном звонке.

В исходном положении кнопка SB1 не нажата, конденсатор C1 разряжен, триггер DD1 находится в одном из устойчивых состояний (**рис. 18.6**). При нажатии на кнопку начинается зарядка конденсатора через резистор R2 и напряжение на счетном входе C триггера начинает увеличиваться. Как только оно достигнет величины логической единицы (при указанных на схеме номиналах R2 и C1 примерно через 30 нс), триггер переключится в противоположное состояние. Такая задержка необходима для подавления дребезга контактов, который присущ практически любым механическим переключателям.

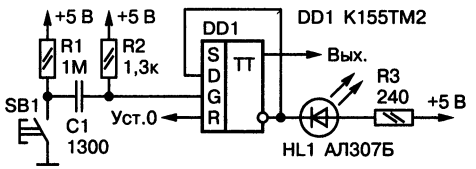
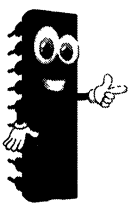


Рис. 18.6. *Электронная кнопка с фиксацией*

После отпускания кнопки триггер останется в переключенном состоянии, а конденсатор быстро разрядится через резистор R1. Если снова нажать на SB1, то процесс повторится, и триггер снова переключится. Таким образом, каждое последующее нажатие будет перебрасывать DD1 в одно из устойчивых состояний — нажал — включил, нажал еще раз — выключил.



АНАЛОГИ.

В предлагаемой конструкции вместо К155ТМ2 можно использовать импортный аналог 7474РС. Светодиод любой индикаторный.

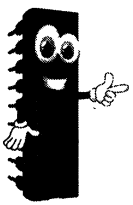
Переключение происходит, так как вход D соединен с инвертирующим выходом. То есть, когда на инвертирующем выходе — единица, на входе D — тоже единица.

Мы подаем высокий уровень на вывод C, происходит считывание уровня на входе D и передача его на выход. Так как выход инвертирующий, то при подаче единицы на вход D на этом выходе будет ноль.

И, наоборот, при повторном нажатии кнопки подается сигнал на C, происходит чтение с вывода D, где у нас теперь логический ноль и он вновь передается на выход. В результате на выходе опять появляется единица инвертирующем выходе. И так по кругу.

Переключатель с зависимой фиксацией

Переключатель с зависимой фиксацией может использоваться вместо блока кнопок П2К с зависимой фиксацией, причем количество переключателей можно выбрать любым.



ПРИМЕЧАНИЕ.

*Напомню, что такое **кнопки с зависимой фиксацией**. Это такой блок кнопок, в котором одновременно может быть нажата только одна кнопка. Когда нажимаешь следующую кнопку – та, что была нажата, возвращается в исходное положение (в состояние «отпущено). Это напоминает переключатели режимов работы, перемотки и воспроизведения в старых магнитофонах.*

Схема (**рис. 18.7**) представляет собой набор RS триггеров, собранных на элементах 2И-НЕ и управляемых каждый своей кнопкой SB. Рассмотрим работу переключателя более подробно. В исходном состо-

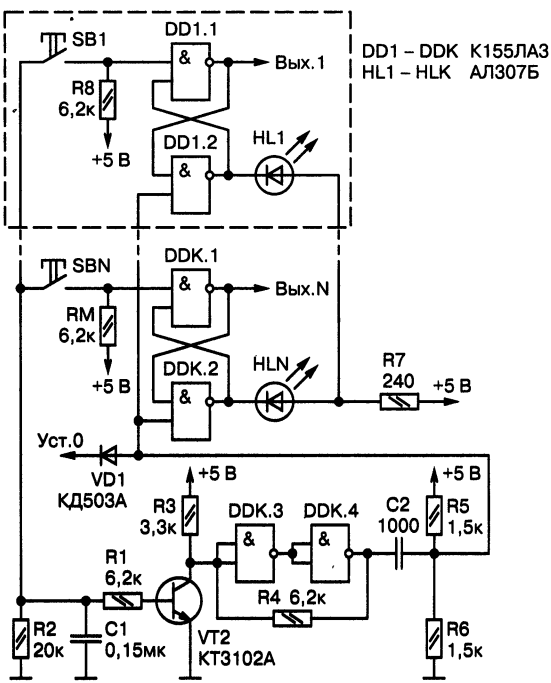


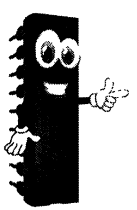
Рис. 18.7. *Переключатель с зависимой фиксацией*

янии все триггеры сброшены, на их выходах **Вых.1 ... Вых.N** — низкие логические уровни.

Предположим, нам нужно активировать Вых.1, за который отвечает триггер, собранный на элементах DD1.1, DD1.2 и кнопка SB1. При нажатии на кнопку начнется заряд конденсатора C1 через резистор R8. Одновременно на вход элемента DD1.1 поступит низкий логический уровень, переключая триггер. При этом на Вых.1 появится логическая 1.

Как только напряжение на конденсаторе C1 увеличится примерно до 0,6 В, откроется транзистор VT2. При этом триггер Шмидта (элементы DDK.3, DDK.4) сформирует короткий импульс. Этот импульс поступит на входы сброса всех триггеров, устанавливая их в нулевое состояние. Не сбросится лишь DD1.1, DD1.2, поскольку на его приоритетном входе установки 0,6 В, поступающие через все еще нажатую кнопку SB1. А такое напряжение для ТТЛ микросхем является **логическим нулем**.

Радиолюбитель: *Ясно. Нажимая на любую из кнопок, мы сбрасываем все триггеры в нулевое положение и активируем только тот, который соответствует нажатой кнопке.*



АНАЛОГИ.

При повторении переключателя вместо микросхемы К155ЛА3 можно использовать зарубежную микросхему 7400PC, а транзистор VT2 — любой маломощный кремниевый структуры n-p-n. Светодиоды — любые индикаторные.

Схема масштабируется до любого числа кнопок, нужно просто дублировать блоки. Обратите внимание на штриховую линию, т. е. SB1, R8, DD1.1-2 повторяет SBN, RM, DDN.1-2. Именно эту часть схемы из триггера, кнопки и индикаторного светодиода нужно повторить столько раз, сколько нужно вам кнопок и выходов. Нижняя часть схемы с транзистором VT2, R1-6, DDK.1-2 остается неизменной и не дублируется.

Приоритетный переключатель с зависимой фиксацией

Предыдущая конструкция достаточно проста, но обладает существенным недостатком, который, кстати, наблюдается и у переключателей П2К — при одновременном нажатии на несколько кнопок защел-

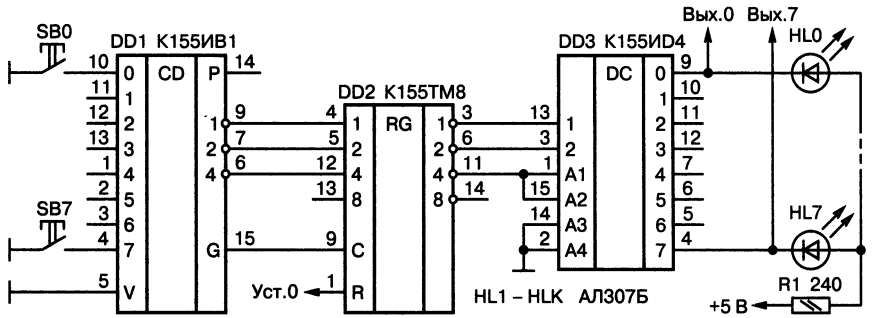


Рис. 18.8. *Схема приоритетного переключателя с зависимой фиксацией*

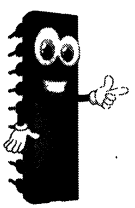
кнутся все нажатые. Устранить этот недостаток поможет схема, представленная на **рис. 18.8**.

Сердцем устройства является **приоритетный шифратор К155ИВ1**. Суть работы конструкции состоит в следующем. При нажатии на одну из кнопок SB0 ... SB7 на выходе микросхемы DD1 устанавливается двоичный код, соответствующий номеру нажатой кнопки. Этот код поступает на вход четырехразрядного триггера-защелки DD2. Одновременно с этим шифратор формирует сигнал «Строб» (выход G), который защелкивает данные в DD2.

Далее двоичный код, записанный в триггере, поступает на двоично-десятичный дешифратор DD3, и на его выходе, номер которого соответствует поступившему двоичному коду, появляется уровень логической единицы. Переключатель сработал, кнопку можно отпустить.

Радиолюбитель: *Что произойдет, если одновременно будут нажаты несколько кнопок?*

В этом случае на выходе приоритетного шифратора появится код, соответствующий кнопке с меньшим номером. То есть в любом случае защелкнется только одна кнопка. В этом и заключается принцип работы приоритетного шифратора. И пару слов о замене.



АНАЛОГИ.

На месте элемента DD1 может работать SN74148N, К155ТМ8 можно заменить на 74175PC, а К155ИД4 на SN74155N. Светодиоды – любые индикаторные.

Задающий генератор для двухтактного инвертора

При построении мощных преобразователей напряжения или, как их еще называют, **инверторов**, обычно используются двухтактные схемы, с управлением выходными ключами при помощи внешнего генератора. Сигналы с выходов такого генератора должны поступать на ключи поочередно, не пересекаясь во времени. То есть открывающий импульс на одном ключе должен появиться только после исчезновения импульса на другом.

Еще лучше, если каждый следующий импульс будет появляться с некоторой задержкой после снятия предыдущего, давая время мощному транзистору надежно закрыться. Это исключит появление сквозного тока, снижающего КПД всего устройства и нередко выводящему из строя и ключи, и трансформатор преобразователя (**рис. 18.9**).

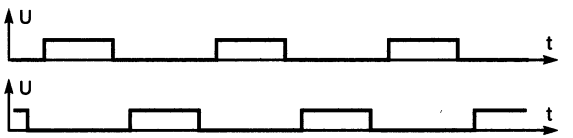


Рис. 18.9. *Каждый очередной сигнал должен появляться с некоторой задержкой после исчезновения предыдущего*

Обычно для этих целей используются **специализированные микросхемы**:

- или отечественный вариант — КР1211ЕУ1;
- или зарубежный вариант — IRF2130.

Но если их достать не удалось, то генератор с описанными характеристиками можно построить на дискретных элементах, причем схема его будет совсем несложной. Предлагаемое устройство (**рис. 18.10**) собрано всего на двух микросхемах **серии К561**, которые можно найти практически в любом соответствующем магазине.

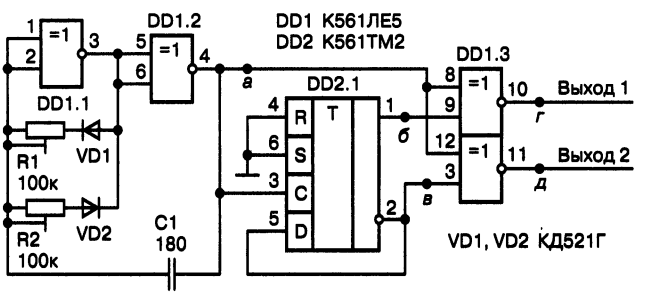


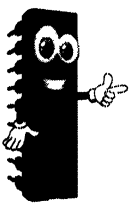
Рис. 18.10. *Формирователь сигналов для двухтактного преобразователя*

Устройство состоит из задающего генератора, собранного на элементах DD1.1, DD1.2, делителя частоты на 2 (DD2.1) и схемы формирования выходных сигналов (DD1.3 DD1.4).

Скважность сигнала задающего генератора можно изменять, причем для длительности импульса и паузы делать это независимо при помощи подстроечных резисторов R1 и R2. Частотозадающим элементом генератора служит конденсатор C1.

Полученный таким образом сигнал делится на 2 при помощи микросхемы DD2.1, представляющей собой обычный счетный D-триггер. Прямой и проинвертированный сигнал с выводов 1 и 2 делителя поступает на **схему формирования**, туда же подается сигнал с задающего генератора.

Формирователь собран на двух элементах 2ИЛИ-НЕ и представляет собой простейшую схему совпадения. После обработки входных сигналов на выходах узла (**выводы 10, 11**) формируются последовательности импульсов, с небольшой паузой между ними. Эпюры напряжения в контрольных точках, приведенные на **рис. 18.11**, хорошо поясняют принцип работы всей схемы.



АНАЛОГИ.

Вместо отечественной микросхемы К561ТМ2 можно применить зарубежный аналог CD4013, на месте DD1 (К561ЛЕ5) может работать CD4001.

Диоды D1, D2 — любые маломощные кремниевые. Конденсатор C1 — любой слюдяной или керамический с ТКЕ не хуже М750.

Настройка генератора сводится к установке длительности импульсов на выходе и пауз между ними резисторами R1 и R2, соответственно.

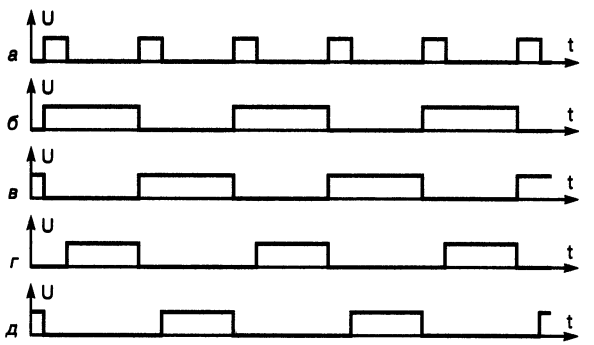


Рис. 18.11. *Эпюры сигналов в контрольных точках схемы*

Игра «Кто быстрее»

Автомат «Кто быстрее» позволяет провести соревнование в скорости реакции между двумя игроками. Запускает игру и контролирует соблюдение правил арбитр. **Суть игры** состоит в следующем. Каждый из игроков получает по пульту с кнопкой, пульт арбитра имеет две кнопки.

После того, как участники соревнования объявили о готовности, арбитр без специального предупреждения нажимает кнопку «Старт», которая зажигает красный светодиод на основном блоке устройства. Соревнование сводится к тому, чтобы успеть нажать на кнопку своего пульта раньше соперника. Но только после того, как загорится светодиод «Старт». В противном случае игроку, нажавшем кнопку раньше, будет засчитан фальстарт. А теперь перейдем к схеме игрового автомата.

Автомат «Кто быстрее» (**рис. 18.12**) состоит из четырех RS триггеров:

- DD1.1, который отвечает за кнопки игроков;
- DD1.2, DD2.1, DD2.2, которые служат для управления процессом игры.

После включения питания арбитр нажимает на кнопку «Сброс», сбрасывая триггеры DD1.2 и DD2.2. При этом на входах R и S остальных двух появляются логические нули. Такое состояние является для триг-

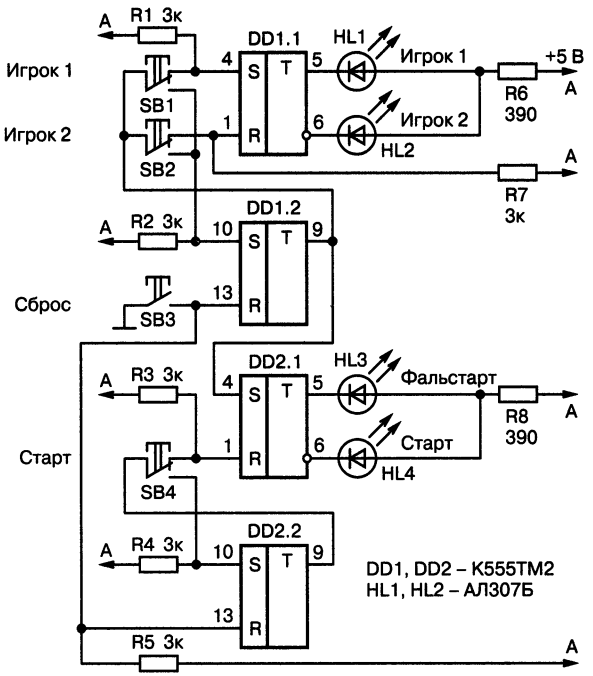


Рис. 18.12. *Схема игрового автомата «Кто быстрее»*

геров этой микросхемы запрещенным, а потому на обоих их выходах появляется логическая единица — ни один из светодиодов не светится.

При нажатии на кнопку «Старт» на R и S входах микросхем DD2.1 и DD2.2 появляются сигналы «1» и «0», соответственно, оба триггера переключаются, загорается светодиод «Старт». При отпускании кнопки ничего не изменится, поскольку на R входе DD2.1 так и останется логическая единица, которая появилась на выходе DD2.2 после его переключения.

Предположим, первой была нажата кнопка SB2 «Игрок 2». На R входе DD1.1 появляется «1», триггер переключается, на его инверсном выходе появляется «0», светодиод HL2 «Игрок 2» загорается. Одновременно через эту же кнопку логический «0» с выхода DD2.1 подается на его же вход S, заставляя переключиться и его.

Теперь на его выходе, а, значит, и на левых по схеме выводах кнопок SB1 и SB2 появляется «1». Поэтому нажатие на SB1, равно как и отпускание SB2, уже ничего не изменит. Горят светодиоды «Старт» и «Игрок 2» — игрок 2 победил. После фиксации результата арбитр вновь нажимает кнопку «Сброс», и автомат снова готов к поединку.

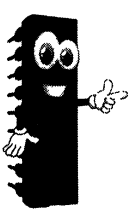
Что произойдет, если кто-то из игроков нажмет свою кнопку до зажигания светодиода «Старт»? Вспоминаем, что после нажатия на «Сброс» и до нажатия на «Старт»:

- DD1.2 и DD2.2 сброшены (на выходах «0»);
- DD1.1 и DD2.1 находятся в запрещенном состоянии (на всех выходах «1»).

Если сейчас **нажать на кнопку игрока**, то триггер DD1.1 из запрещенного состояния:

- или переедет в активное состояние;
- или сбросится (кнопка SB1);
- или перейдет в «1» (кнопка SB2), зажигая соответствующий светодиод (HL1 или HL2).

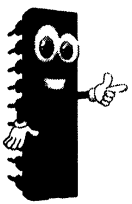
Одновременно нажатая кнопка переключит триггер DD1.2, на его выходе появится «1». В результате DD2.1 тоже выйдет из запрещенного состояния и сбросится, зажигая светодиод HL3 «Фальстарт».



ПРИМЕЧАНИЕ.

Оба пульта игроков при этом заблокируются сигналом с выхода DD1.2 до нажатия арбитром на кнопку «Сброс».

В конструкции можно использовать любые индикаторные светодиоды. Кнопки тоже любые без фиксации. SB1, SB2, SB4 — на переключение, SB3 — на замыкание. Подойдут, к примеру, переключатели П2К без фиксации или кнопки, снятые с отжившей свой срок компьютерной «мышки».



АНАЛОГИ.

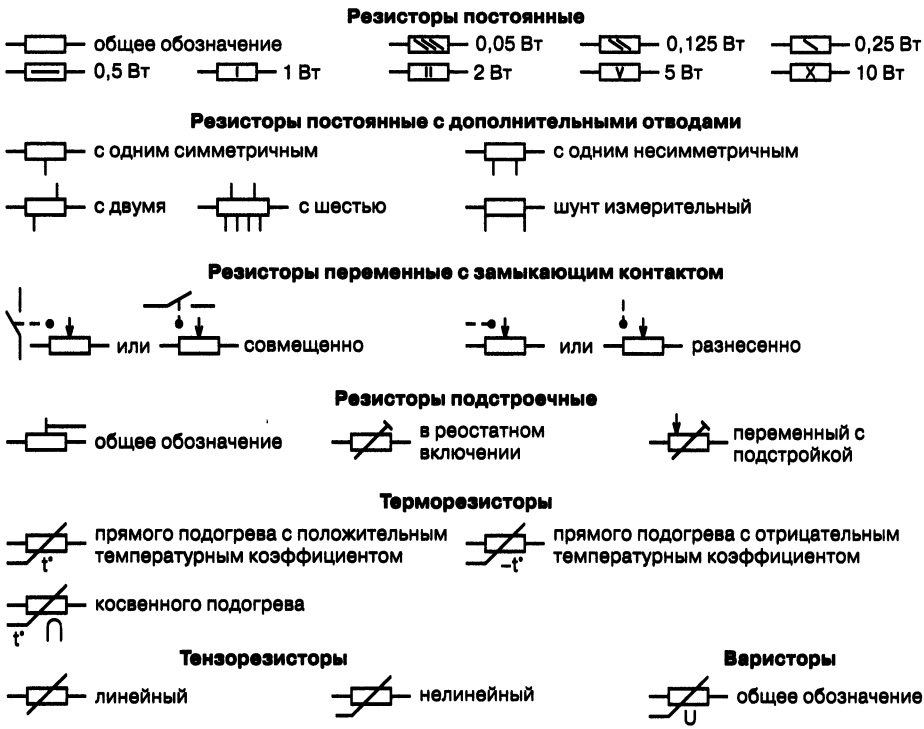
Вместо микросхемы К555ТМ2 можно использовать эти же микросхемы серии К155 или К1533. В первом случае энергопотребление всей схемы возрастет примерно в 3 раза, во втором — уменьшится втрое. Подойдут и их зарубежные аналоги — SN74LS74 (аналог К555ТМ2), 7474PC (аналог К155ТМ2) или 74HC74 (аналог К1533ТМ2).

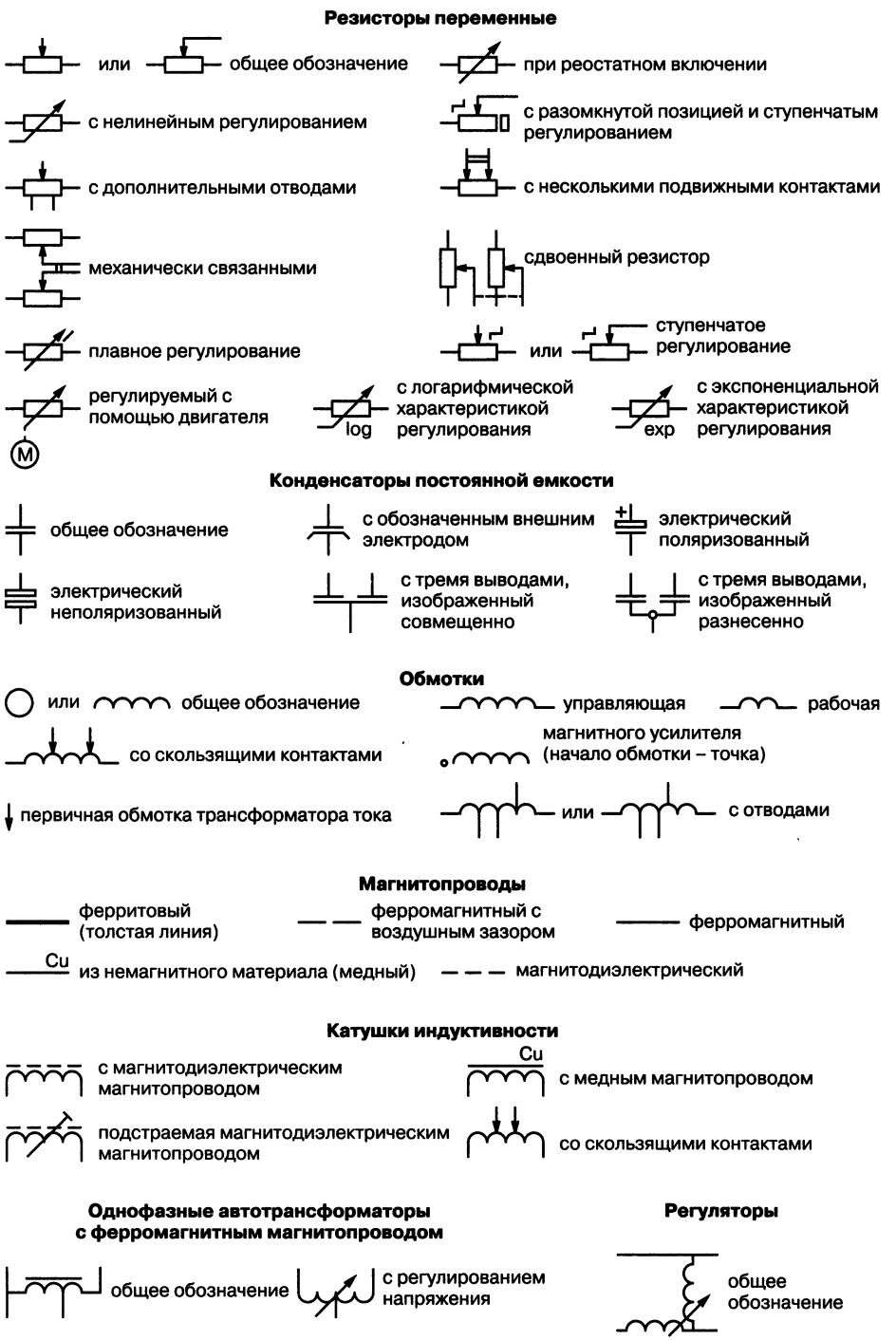
Питать автомат можно от любого источника постоянного тока напряжением 4,5...5 В — как от сетевого, так и от аккумуляторов или гальванических элементов, набранных в кассету.

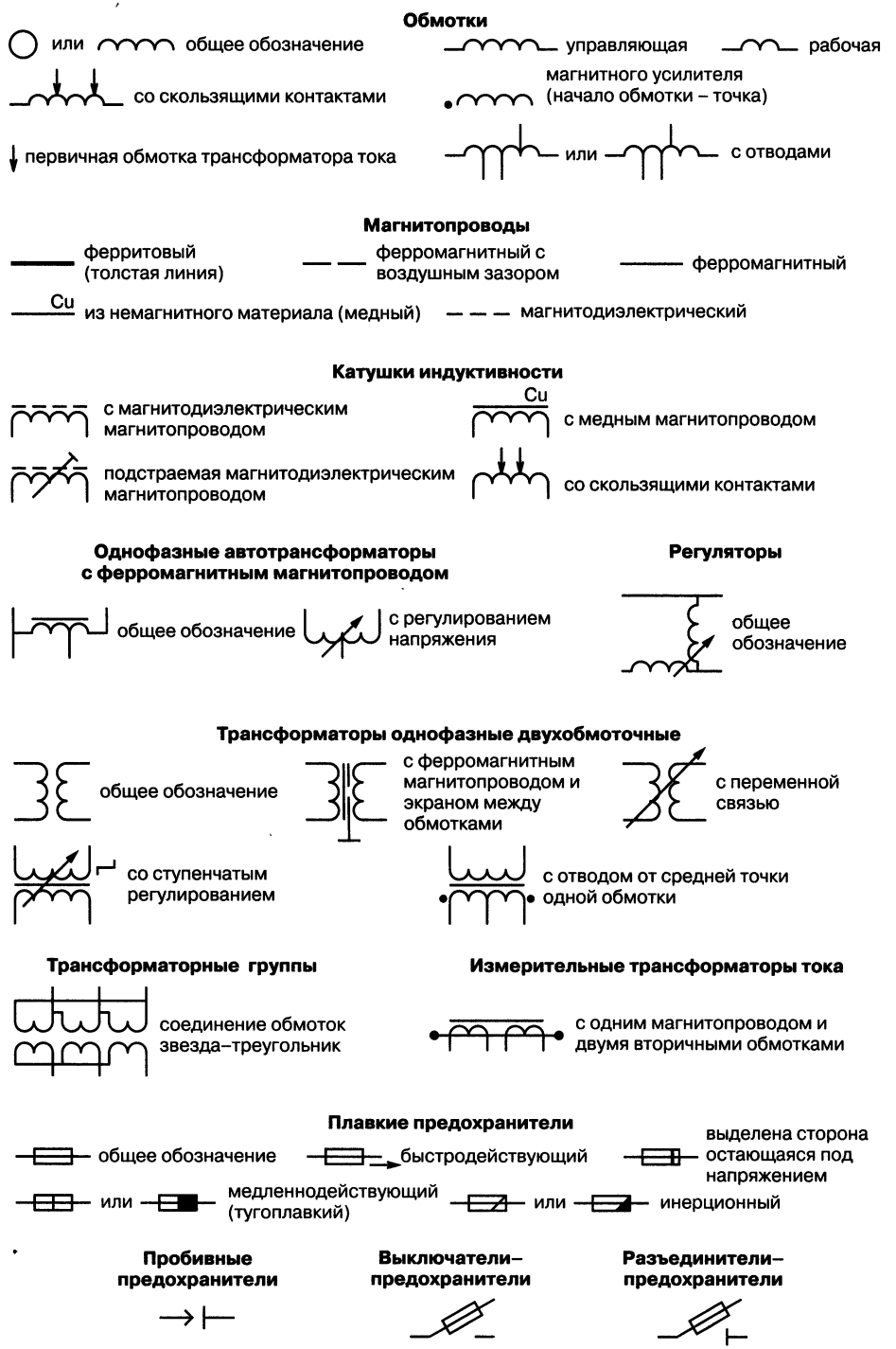
ПРИЛОЖЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ В СХЕМАХ

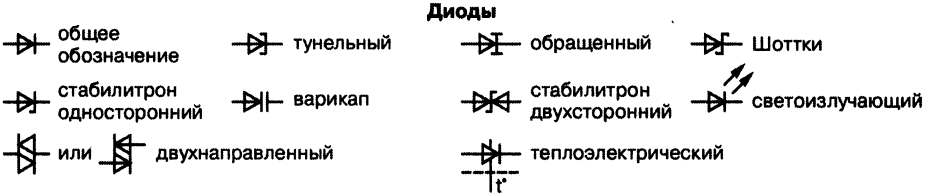
На последующих страницах приводится перечень условных обозначений элементов в схемах, как электронных компонентов, так и линий, вспомогательной информации и пр.



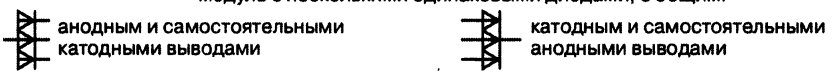

Резисторы переменные
или
общее обозначение
при реостатном включении
с нелинейным регулированием
с разомкнутой позицией и ступенчатым регулированием
с дополнительными отводами
с несколькими подвижными контактами
механически связанными
сдвоенный резистор
плавное регулирование
или
ступенчатое регулирование
регулируемый с помощью двигателя
M
с логарифмической характеристикой регулирования
log
с экспоненциальной характеристикой регулирования
exp
Конденсаторы постоянной емкости
общее обозначение
с обозначенным внешним электродом
электрический поляризованный
электрический неполяризованный
с тремя выводами, изображенный совмещенно
с тремя выводами, изображенный разнесенно
Обмотки
или
общее обозначение
управляющая
рабочая
со скользящими контактами
магнитного усилителя (начало обмотки – точка)
первичная обмотка трансформатора тока
или
с отводами
Магнитопроводы
ферритовый (толстая линия)
ферромагнитный с воздушным зазором
ферромагнитный
Cu
из немагнитного материала (медный)
магнитодиэлектрический
Катушки индуктивности
с магнитодиэлектрическим магнитопроводом
Cu
с медным магнитопроводом
подстраемая магнитодиэлектрическим магнитопроводом
со скользящими контактами
Однофазные автотрансформаторы с ферромагнитным магнитопроводом
общее обозначение
с регулированием напряжения
Регуляторы
общее обозначение


Обмотки
или
общее обозначение
управляющая
рабочая
со скользящими контактами
магнитного усилителя
(начало обмотки – точка)
первичная обмотка трансформатора тока
или
с отводами
Магнитопроводы
ферритовый
(толстая линия)
ферромагнитный с
воздушным зазором
ферромагнитный
Cu
из немагнитного материала (медный)
магнитодиэлектрический
Катушки индуктивности
с магнитодиэлектрическим
магнитопроводом
Cu
с медным магнитопроводом
подстраемая магнитодиэлектрическим
магнитопроводом
со скользящими контактами
Однофазные автотрансформаторы
с ферромагнитным магнитопроводом
общее обозначение
с регулированием
напряжения
Регуляторы
общее
обозначение
Трансформаторы однофазные двухобмоточные
общее обозначение
с ферромагнитным
магнитопроводом и
экраном между
обмотками
с переменной
связью
со ступенчатым
регулированием
с отводом от средней точки
одной обмотки
Трансформаторные группы
соединение обмоток
звезда–треугольник
Измерительные трансформаторы тока
с одним магнитопроводом и
двумя вторичными обмотками
Плавкие предохранители
общее обозначение
быстродействующий
выделена сторона
остающаяся под
напряжением
или
медленнодействующий
(тугоплавкий)
или
инерционный
Пробивные
предохранители
Выключатели–
предохранители
Разъединители–
предохранители

Диоды



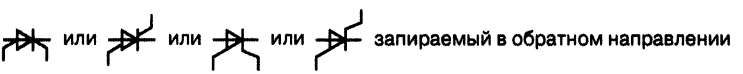
модуль с несколькими одинаковыми диодами, с общим:



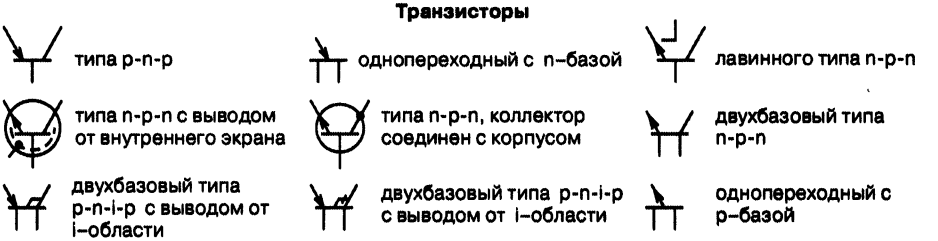
Тиристоры



Тиристоры тетродные



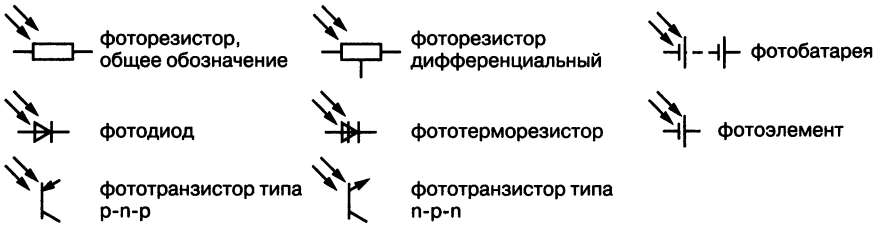
Транзисторы



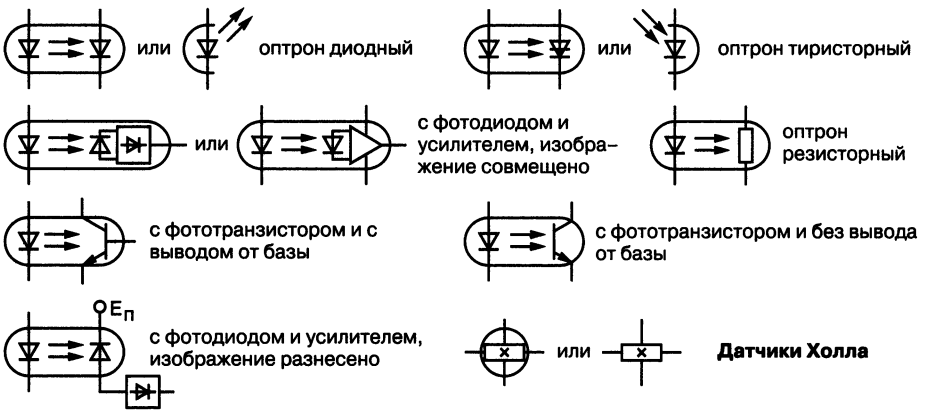
Полевые транзисторы



Фоточувствительные приборы



Оптоэлектронные приборы

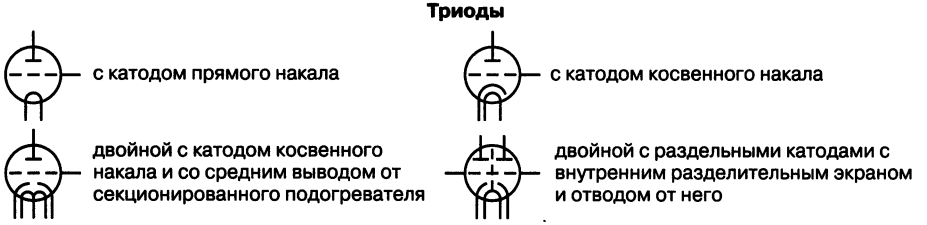


Электронные лампы

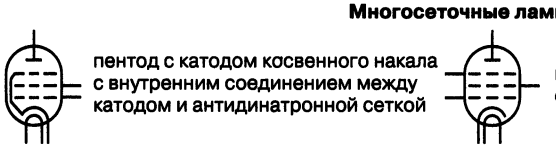
Диоды



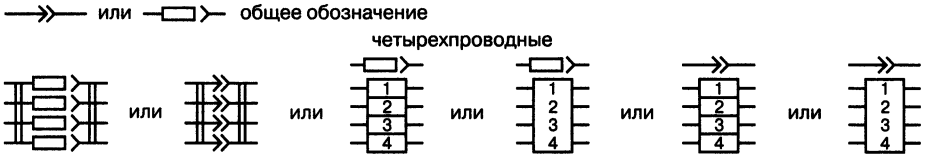
Триоды



Многосеточные лампы



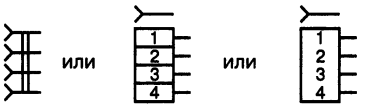
Соединения контактные разъемные



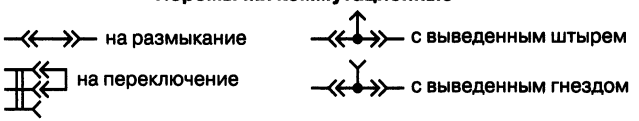
Штыри четырехпроводного контактного разъемного соединения



Гнезда четырехпроводного контактного разъемного соединения



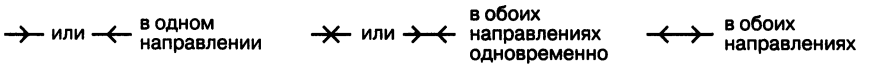
Перемычки коммутационные



Перемычки контактные

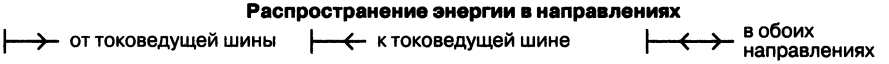


Распространение тока, сигнала, информации и потока энергии



Направление тока, сигнала, информации и потока энергии

Распространение энергии в направлениях



Автоматическое регулирование



Подстроечное регулирование

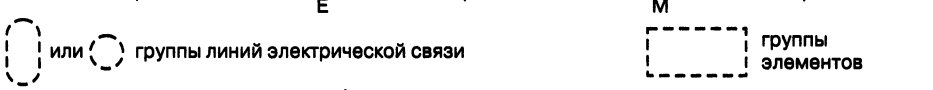


Саморегулирование, вызванное физическими процессами или величинами



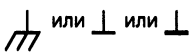
Линия для выделения устройств, функциональных групп, частей схемы

Экранирование



Заземления





Электрические соединения с корпусом (массой)

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бартош А.И.* Электрика для любознательных. — СПб.: Наука и Техника. — 2019. — 272 с., илл.

2. *Гаврилов С.А.* Искусство ламповой схемотехники. — СПб.: Наука и Техника. — 2012. — 304 с.

3. *Гаврилов С.А.* Искусство схемотехники. Просто о сложном. — СПб.: Наука и Техника. — 2011. — 352 с.

4. *Гаврилов С.А.* Схемотехника. Мастер-класс. — СПб.: Наука и Техника. — 2016. — 384 с.

5. *Гапоненко С.В.* Акустические системы своими руками. — СПб.: Наука и Техника. — 2013. — 240 с.

6. *Гапоненко С.В.* Лампово-транзисторные усилители своими руками. — СПб.: Наука и Техника. — 2012. — 352 с.

7. *Сухов Н.Е.* Радиохобби. Лучшие конструкции аудиотехники и акустических систем своими руками. Книга +тестовый аудио CD. — СПб.: Наука и Техника. — 2012. — 288 с.

8. *Сухов Н.Е.* Радиохобби. Лучшие конструкции УНЧ и сабвуферов своими руками. — СПб.: Наука и Техника. — 2012. — 272 с.

9. *Торопкин М.В., Андреев Д.А.* Как создать ламповый усилитель своими руками. — СПб.: Наука и Техника. — 2012. — 288 с.

10. *Черномырдин А.В.* Видеокурс: семь шагов в электронику. Книга + CD. — СПб.: Наука и Техника. — 2013. — 160 с.

11. *Шмаков С.Б.* Как создать источники питания своими руками. — СПб.: Наука и Техника. — 2013. — 288 с.

12. *Шмаков С.Б.* Энциклопедия радиолюбителя. Современная элементная база. — Изд. 2. — СПб.: Наука и Техника. — 2012. — 384 с.

13. *Штерн М.И.* Современная электросеть. Новые технические решения. Книга + видеокурс на DVD. — СПб.: Наука и Техника. — 2019. — 272 с., илл.

14. *Штерн М.И.* Современная электросеть. Практикум электрика. Книга + видеокурс на DVD. — СПб.: Наука и Техника. — 2019. — 272 с., илл.

15. *Шустов М.А.* Основы силовой электроники. — СПб.: Наука и Техника. — 2017. — 336 с.

16. *Шустов М.А.* Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. — СПб.: Наука и Техника. — 2013. — 352 с.

17. *Шустов М.А.* Цифровая схемотехника. Основы построения. — СПб.: Наука и Техника. — 2018. — 320 с., илл.

18. *Шустов М.А.* Цифровая схемотехника. Практика применения. — СПб.: Наука и Техника. — 2018. — 432 с.

Издательство «Наука и Техника»

КНИГИ ПО КОМПЬЮТЕРНЫМ ТЕХНОЛОГИЯМ, МЕДИЦИНЕ, РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

Уважаемые читатели!

Книги издательства «Наука и Техника» вы можете:

➢ **заказать в нашем интернет-магазине БЕЗ ПРЕДОПЛАТЫ по ОПТОВЫМ ценам**

www.nit.com.ru

- более 3000 пунктов выдачи на территории РФ, доставка 3—5 дней
- более 300 пунктов выдачи в Санкт-Петербурге и Москве, доставка — на следующий день



Справки и заказ:

- на сайте **www.nit.com.ru**
- по тел. (812) 412-70-26
- по эл. почте nitmail@nit.com.ru

➢ **приобрести в магазине издательства по адресу:**

Санкт-Петербург, пр. Обуховской обороны, д.107
М. Елизаровская, 200 м за ДК им. Крупской
Ежедневно с 10.00 до 18.30
Справки и заказ: тел. (812) 412-70-26

➢ **приобрести в Москве:**

«Новый книжный» Сеть магазинов ТД «БИБЛИО-ГЛОБУС»	тел. (495) 937-85-81, (499) 177-22-11 ул. Мясницкая, д. 6/3, стр. 1, ст. М «Лубянка» тел. (495) 781-19-00, 624-46-80
Московский Дом Книги, «ДК на Новом Арбате»	ул. Новый Арбат, 8, ст. М «Арбатская», тел. (495) 789-35-91
Московский Дом Книги, «Дом технической книги»	Ленинский пр., д.40, ст. М «Ленинский пр.», тел. (499) 137-60-19
Московский Дом Книги, «Дом медицинской книги»	Комсомольский пр., д. 25, ст. М «Фрунзенская», тел. (499) 245-39-27
Дом книги «Молодая гвардия»	ул. Б. Полянка, д. 28, стр. 1, ст. М «Полянка» тел. (499) 238-50-01

➢ **приобрести в Санкт-Петербурге:**

Санкт-Петербургский Дом Книги	Невский пр. 28, тел. (812) 448-23-57
Буквоед. Сеть магазинов	тел. (812) 601-0-601

➢ **приобрести в регионах России:**

г. Воронеж, «Амиталь» Сеть магазинов	тел. (473) 224-24-90
г. Екатеринбург, «Дом книги» Сеть магазинов	тел. (343) 289-40-45
г. Нижний Новгород, «Дом книги» Сеть магазинов	тел. (831) 246-22-92
г. Владивосток, «Дом книги» Сеть магазинов	тел. (423) 263-10-54
г. Иркутск, «Продалить» Сеть магазинов	тел. (395) 298-88-82
г. Омск, «Техническая книга» ул. Пушкина, д.101	тел. (381) 230-13-64

Мы рады сотрудничеству с Вами!