



М И Р электроники

В.Б. Топильский

Схемотехника
аналого-цифровых
преобразователей

ТЕХНОСФЕРА

Москва

2014

УДК 681.518.3

ББК 32.965

T58

T58 Топильский В.Б.

Схемотехника аналого-цифровых преобразователей. Учебное издание

Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2014. – 288 с., ISBN 978-5-94836-383-7

В учебном пособии, состоящем из двух частей, рассматриваются схемотехника аналого-цифровых преобразователей электрических величин для систем сбора данных и схемотехника аналого-цифровых преобразователей перемещений (преобразователи линейных и угловых перемещений, построенные на различных физических принципах) для информационно-управляющих систем.

Пособие может быть рекомендовано при изучении смежных дисциплин в области промышленной автоматики, робототехники, приборостроения, электротехники и радиоэлектроники. Книга может быть полезна не только студентам и аспирантам, но и специалистам, так как она соответствует современному уровню развития техники.

УДК 681.518.3

ББК 32.965

© 2014, Топильский В.Б.

© 2014, ЗАО «РИЦ «ТЕХНОСФЕРА», оригинал-макет, оформление

ISBN 978-5-94836-383-7

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	7
Список основных сокращений	9
Введение	13

ЧАСТЬ 1. СХЕМОТЕХНИКА АЦП ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН. 15

Глава 1. Общие сведения об интегральных АЦП 16

1.1. Архитектура систем сбора данных (ССД).	16
1.2. Процессы дискретизации функций	18
1.2.1. Квантование во времени	18
1.2.2. Квантование по уровню.	26
1.2.3. Полная статическая погрешность АЦП	29
1.3. Основные характеристики ЦАП/АЦП.	32
1.3.1. Статические параметры ЦАП/АЦП	32
1.3.2. Динамические параметры ЦАП/АЦП	35

Глава 2. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) 39

2.1. Параллельный ЦАП с матрицей весовых резисторов	39
2.2. Параллельный ЦАП на матрице $R-2R$	41
2.3. Параллельные ЦАП с токовыми ключами	45
2.4. Сегментированные резистивные ЦАП и цифровые потенциометры	47
2.5. ЦАП на коммутируемых конденсаторах	52
2.6. Биполярные ЦАП	55

Глава 3. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) 59

3.1. Классификация АЦП	59
3.2. Быстродействующие АЦП	61
3.2.1. Параллельные АЦП.	61
3.2.2. Последовательно-параллельные и конвейерные АЦП.	63
3.3. Неинтегрирующие АЦП уравнивания	68
3.3.1. АЦП развертывающего уравнивания	69
3.3.2. АЦП слеящего уравнивания	71
3.3.3. АЦП поразрядного уравнивания	73
3.3.4. Оценка характеристик АЦП уравнивания	76
3.4. Интегрирующие АЦП.	78
3.4.1. АЦП двухтактного интегрирования	78
3.4.2. АЦП с промежуточным преобразованием в частоту (АЦП-ППЧ)	83
3.4.3. Сигма-дельта АЦП	91

Глава 4. Функциональные устройства ЦАП/АЦП	101
4.1. Источники опорных напряжений	101
4.1.1. Стабилитронные ИОН	101
4.1.2. Источники опорного напряжения на биполярных транзисторах (bandgap)	107
4.1.3. Источники опорного напряжения на униполярных транзисторах (ИОН типа XFET)	110
4.2. Аналоговые устройства выборки и хранения	112
Литература к части 1	119
Приложения к части 1	120
Приложение 1.1. Однокристалльные ССД	120
Приложение 1.2. Цифровые потенциометры	121
Приложение 1.3. Интегральные ЦАП	122
Приложение 1.4. Интегральные ПНЧ	124
Приложение 1.5. Интегральные АЦП	125
Приложение 1.6. Интегральные источники опорного напряжения	126
 ЧАСТЬ 2. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ (АЦПП)	 127
Глава 5. Общие сведения о АЦПП	128
Глава 6. Накапливающие АЦПП (накапливающие энкодеры)	132
6.1. Накапливающие АЦПП на основе квантованных шкал	132
6.2. Псевдоабсолютные АЦПП	136
6.3. Лазерные интерферометры	140
Глава 7. Кодовые АЦПП	142
7.1. Двоичные кодовые шкалы	142
7.2. АЦПП с двоично-сдвинутыми кодами	144
7.3. АЦПП с однопереходными кодами	147
7.4. Рекурсивные кодовые шкалы АЦПУ	152
Глава 8. АЦП линейных перемещений	156
8.1. АЦП с датчиками линейных перемещений	156
8.1.1. Потенциометрические АЦПП	156
8.1.2. АЦПП на дифференциальных трансформаторах (LVDT)	157
8.1.3. Емкостные шупы	159
8.2. Радарные датчики	165
8.2.1. Лазерные дальномеры	165
8.2.2. Ультразвуковые дальномеры	168

Глава 9. АЦПП на координатно-чувствительных фотоприемниках (КЧФП) . . .	176
9.1. АЦПП на аналоговом КЧФП	176
9.2. АЦПП на цифровых КЧФП	178
Глава 10. Магнитные АЦПП	187
10.1. АЦПП на датчиках Холла	187
10.2. Магниторезистивные АЦПУ	192
10.3. Магнитострикционные АЦПП	197
Глава 11. Лазерные и волоконно-оптические АЦПУ	201
Глава 12. АЦПП на фазовращателях	206
12.1. Фазовращатели гониометрического типа	206
12.1.1. Фазовращатель на сельсине	207
12.1.2. Емкостной фазовращатель	208
12.1.3. Фотоэлектрический однооборотный фазовращатель	209
12.2. Фазовращатели на вращающихся трансформаторах	211
12.2.1. Схема фазовращателя на вращающемся трансформаторе в режиме вращающегося поля	212
12.2.2. Схема фазовращателя на вращающемся трансформаторе в режиме пульсирующего поля	216
12.3. Формирование кода на выходе фазовращателя	217
12.3.1. Прямые методы преобразования «фаза-код»	217
12.3.2. Следящие методы формирования кода фазовращателей	222
12.3.3. Компенсационные методы формирования кода ФВ	224
12.3.4. Экстраполятор	229
Глава 13. Амплитудные АЦПП	234
13.1. Тригонометрические АЦПП	234
13.1.1. АЦПУ амплитудного типа на ВТ	234
13.1.2. Амплитудные АЦПУ на базе фотоэлектрических растровых интерполяторов (ФРИ)	236
13.2. Потенциометрические АЦПП	238
Глава 14. АЦПП с электрической редукцией	245
14.1. Структура многоотсчетных АЦПП	245
14.1.1. Структура параметрического АЦПУ с вращающимся модулятором	246
14.2. Многополюсные ВТ и редуктоины	249
14.3. Индуктосин	251
14.4. Растровые фотоэлектрические АЦПП	255
14.5. Согласование отсчетов в многоотсчетных АЦПП	263
Литература к части 2	268

Приложения к части 2	269
Приложение 2.1. Реперные последовательности различного типа.	269
Приложение 2.2. Зарубежные индуктивные АЦПП на основе LVDT	270
Приложение 2.3. Отечественные фотоэлектрические АЦПУ.	271
Приложение 2.4. Емкостные измерительные щупы плунжерного типа	272
Приложение 2.5. Параметры отечественных ВТ.	273
Приложение 2.6. Отечественные маломощные ППЛ с непрерывным режимом генерации при $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	274
Приложение 2.7. Зарубежные ультразвуковые датчики для измерения расстояний.	276
Приложение 2.8. Характеристики отечественных ФПЗС	277
Приложение 2.9. Характеристики отечественных монолитных датчиков Холла.	278
Приложение 2.10. Зарубежные магниторезистивные датчики фирм Murata, Honeywell.	280
Заключение	281
Предметный указатель	284
Об авторе	287

ПРЕДИСЛОВИЕ

Одним из основных направлений развития науки и техники является создание и повсеместное внедрение информационно-измерительных (ИИС) и информационно-управляющих (ИУС) систем. Неотъемлемой частью таких систем является многоканальные системы сбора данных (ССД) от сенсоров физических величин и от датчиков механических перемещений

Интегрирование аналоговой и цифровой частей ССД на одном кристалле привело к созданию аналогово-цифровых микропроцессоров, содержащих встроенные ЦАП, АЦП электрических величин и некоторые дополнительные аналоговые функциональные устройства.

Хотя в последние несколько лет изданы или переизданы хорошие книги в области схемотехники АЦП (например, переиздана фундаментальная монография У. Титце, К. Шенк «Полупроводниковая схемотехника»), но они столь объемны и малодоступны, что не могут быть рекомендованы в качестве учебного пособия.

Для правильного применения микросхем ЦАП, АЦП необходимо знать их внутреннее устройство и возможности, которые рассмотрены в части 1 пособия.

В то же время в последние годы, насколько известно автору, книги в области аналого-цифровых преобразователей перемещений (АЦПП) не издавались, а существующие несколько устарели и не отражают современный уровень развития техники, в том числе связанный с применением в АЦПП интегральных АЦП электрических величин. Вопросы, связанные с АЦПП, рассмотрены в части 2 пособия.

Учебное пособие «Схемотехника АЦП» написано по материалам аналогичных курсов, читаемых автором на старших курсах факультета «Микроприборов и технической кибернетики» МИЭТ и наряду с другими книгами автора (см. список литературы к части 1) призвано изложить основные вопросы схемотехники интегральных ССД и АЦПП в компактной и доступной форме и восполнить указанный недостаток. Этот курс является завершающим в ряду специальных инженерных дисциплин.

Предполагается, что читатели владеют институтскими курсами по электротехнике, физике, метрологии, микроэлектронике, радиоэлектронике, конструированию радиоэлектронной аппаратуры.

Особое внимание в пособии уделено инженерным подходам, используемым при анализе ЦАП/АЦП и АЦПП. По этой причине пособие снабжено большим количеством числовых примеров с инженерным уровнем детализации расчетов.

Автор считает своим приятным долгом выразить признательность своему коллеге доценту К.К. Недопекину за ряд предоставленных материалов и обсуждение разделов пособия. Чтобы не перегружать список литературы, автор оставил в нем только обобщающие издания, дополняющие материалы пособия.

Хотя пособие в первую очередь ориентировано на подготовку специалистов по специализации 220100 «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети», специализирующихся на разработке различных информационно-измерительных и управляющих систем, оно может быть рекомендовано и при изучении смежных дисциплин в области промышленной автоматики, робототехники, приборостроения, электротехники и радиоэлектроники. Книга может быть полезна не только студентам и аспирантам, но и специалистам, так как соответствует современному уровню развития техники.

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ADC	— analog digital converter (аналого-цифровой преобразователь — АЦП)
A/D	— analog/digital (аналого-цифровой)
AC	— alternative current (сигнал переменного тока)
ADSP	— analog-digital-signal-processor (аналого-цифровой сигнальный процессор)
CM	— comparator (компаратор, блок сравнения)
CMRR	— common rejection ratio (коэффициент ослабления синфазного сигнала)
CT	— counter (счетчик)
DAC	— digital analog converter (цифро-аналоговый преобразователь — ЦАП)
DAS	— data acquisition system (система сбора данных — ССД)
D/A	— digital/analog (цифро-аналоговый)
DC	— direct current (сигнал постоянного тока)
DNL	— differential nonlinearity (дифференциальная нелинейность)
DSP	— digital-signal-processor (цифровой сигнальный процессор)
ENOB	— effective number of bit (количество эффективных разрядов)
FET	— полевой транзистор
FS	— full scale (полная шкала измерений)
GMR	— Giant Magneto Resistive (гигантский магниторезистивный эффект)
GND	— ground (шина заземления)
HBT	— биполярный транзистор
I/O	— input/output (вход/выход)
INL	— integral nonlinearity (интегральная нелинейность)
JFET	— полевой транзистор с управляющим p-n переходом
LF	— low frequency (низкая частота)
LP	— low pass (низкая полоса, фильтр низких частот)
LSB	— low signal bite (младший значащий разряд — МЗР)
LVDT	— Linear Variable Differential Transformers (линейный дифференциальный трансформатор с переменным коэффициентом передачи)
MCPS	— Mega Cycle Per Second (мегациклы в секунду)
MDAC	— умножающий (цифро-аналоговый преобразователь)
MOS	— МОП-транзистор со структурой металл-окисел-полупроводник
MSB	— самый старший значащий разряд
MUX	— мультиплексор
PC	— personal computer (персональный компьютер)
ppm	— past per million (10^{-6}), например 0,5 ppm/°C
RG	— register (регистр)

PGA	— program gain amplifier (усилитель с программируемым коэффициентом усиления)
PSD	— Position sensitive detector (позиционно-чувствительные датчики или КЧФП)
S/N	— signal to noise (соотношение сигнал/шум)
SAR	— successive approximation register (регистр последовательных приближений — РПП)
SHA	— sample hold amplifier (усилитель выборки и хранения)
SNR	— signal noise ratio (соотношение сигнал/шум)
SFDR	— spurious free dynamic range (динамический диапазон, свободный от искажений)
VFC	— voltage-to frequency converter (преобразователь напряжение/частота — ПНЧ)
WB	— wide band (широкополосный)
XFET	— eXtra implantation junction Field Effect Transistor (полевой транзистор с дополнительной ионной имплантацией)
$\Sigma - \Delta$ АЦП	— сигма-дельта АЦП
AMP	— анизотропный магниторезистор (АМР-эффект)
АРУ	— автоматическая регулировка усиления
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
АЦП	— аналого-цифровой преобразователь (ADC — Analog Digital Converter)
АЦПП	— аналого-цифровой преобразователь перемещений
АЦПУ	— аналого-цифровой преобразователь угла
Би-МОП	— комбинированная биполярная/МОП технология или прибор
БОСД	— блок обработки сигналов механического датчика
БПТ	— биполярные транзисторы
ВВФ	— внешние воздействующие факторы
ВОГ	— волоконно-оптический гироскоп
ВТ	— вращающийся трансформатор
ГИС	— гибридная интегральная схема
ГМР	— гигантский магниторезистор
ГО	— грубый отсчет
ГУН	— генератор, управляемый напряжением
ДКВ	— двойная корреляционная выборка
ДСК	— двоично-сдвинутые коды
ЕМР	— единица младшего разряда (LSB — Low Signal Bite)
ЖКИ	— жидкокристаллический индикатор
ЗУ	— запоминающее устройство
ИИС	— информационно-измерительная система

ИМС	— интегральная микросхема
ИОН	— источник опорного напряжения
ИУС	— информационно-управляющая система
КВИП	— коэффициент влияния источника питания (PSRR)
КЗ	— режим короткого замыкания
КЛГ	— кольцевой лазерный гироскоп
КООС	— коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR — Common Rejection Ratio)
КШ	— кодовая шкала
КЧФП	— координатно-чувствительный фотоприемник
ЛГДР	— линейная голографическая дифракционная решетка
ЛСК	— линии считывания кода
МЗР	— младший значащий разряд (LSB — Low Signal Bite)
МДМ	— усилители с модуляцией и демодуляцией
МОП (МДП)	— прибор, технология «металл-окисел (диэлектрик)-полупроводник»
МР	— магниторезистор
ООС	— отрицательная обратная связь
ОпС	— операционная схема
ОС	— обратная связь
ОУ	— операционный усилитель
ПЗС	— приборы с зарядовой связью
ПКЭ	— пьезокерамический элемент
ППЛ	— полупроводниковый лазер
ПРИ	— потенциометрический растровый интерполятор
ПНЧ	— преобразователь напряжение-частота
ПОС	— положительная обратная связь
ПОУ	— операционный усилитель с программируемым коэффициентом усиления (PGA — Program Gain Amplifier)
ПФ	— полосовой фильтр
ПФК	— преобразователь «фаза-код»
ПХ	— передаточная характеристика
ПШ	— полная шкала или диапазон измерений (FS — Full Scale)
РЕС	— реперный сигнал
РКШ	— рекурсивная кодовая шкала
РПП	— регистр последовательных приближений (SAR — Successive Approximation Register)
СВХ	— схема выборки и хранения (SHA — Sample Hold Amplifier)
СЗР	— старший значащий разряд (MSB)
СКВТ	— синусно-косинусный вращающийся трансформатор
ССД	— система сбора данных (DAS — Data Acquisition System)

ТК	— температурный коэффициент, например, ТКС — температурный коэффициент сопротивления
ТКН	— температурный коэффициент напряжения
ТО	— точный отсчет
УВХ	— устройства выборки и хранения сигнала (SHA — Sample Hold Amplifier)
УЗД	— ультразвуковой датчик
ФВ	— фазовращатель
ФВЧ	— фильтр высоких частот
ФНЧ	— фильтр низких частот
ФОП	— фильтр обратной последовательности
ФПЗС	— фоточувствительный прибор с зарядовой связью
ФРИ	— фотоэлектрический растровый интерполятор
ФСС	— фазометрическая следящая система
ФЦАП	— функциональный цифро-аналоговый преобразователь
ФЧВ	— фазочувствительный выпрямитель
ХХ	— режим холостого хода
ХЭ	— холловский элемент
ЦАП	— цифро-аналоговый преобразователь (DAC — Digital Analog Converter)
ЦОС	— цифровая обработка сигналов
ЦПТ	— цифровой потенциометр
ЧИМ	— частотно-импульсная модуляция
ЭАП	— электроакустический преобразователь

ВВЕДЕНИЕ

Современные информационно-измерительные системы (ИИС) строятся на базе микропроцессоров и микроконтроллеров. Для связи микропроцессоров с объектами управления необходимо использовать аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Различают преобразователи аналоговых *электрических* величин в код (токов, напряжений, частоты, временных интервалов и т.п.), за которыми в технической литературе закрепилась аббревиатура АЦП, и аналоговых *механических* величин (линейных и угловых перемещений) в код — АЦПП/АЦПУ.

АЦП электрических величин носят *универсальный* характер, выполняются по технологиям микроэлектроники и могут работать с любыми первичными датчиками электрических величин. АЦПП/АЦПУ, напротив, используют в большинстве случаев *специализированные* первичные датчики механических величин (многополюсные электрические машины, растры, индукционные печатные обмотки и т.п.), особые методы обработки первичной информации и являются, как правило, законченными функциональными изделиями. Поскольку АЦП и АЦПП являются измерительными устройствами и входят в контур управления, то от их характеристик существенно зависят технические характеристики ИУС в целом.

В сложных технических ИИС и ИУС необходимо применять АЦП/ЦАП с различными характеристиками (от низкоточных и сравнительно медленных до прецизионных и быстродействующих). Например, в состав модуля поколения «Фемтоскан» для сканирующей зондовой микроскопии с быстродействием 64 кадра в секунду входят:

- 4 канала ЦАП с линейностью 20 бит и быстродействием 1 мкс;
- 4 канала ЦАП с линейностью 16 бит и быстродействием 10 мкс;
- 2 канала дифференциальных АЦП с частотой дискретизации 1 МГц и линейностью 18 бит;
- 8-канальный АЦП с частотой дискретизации 1 МГц и линейностью 18 бит.

Уже к 2006—2007 гг. 70% проектируемых систем на кристалле были смешанными аналого-цифровыми.

Процесс сбора информации от датчиков (мультиплексирование, нормализация, оцифровка) имеет определенные особенности и во многих случаях определяет эффективность ИУС. В настоящее время в качестве ССД повсеместно используются интегральные микросхемы. Основой ССД являются интегральные АЦП электрических величин. Изучению аналоговых и аналого-цифровых аспектов построения ССД посвящена часть 1 настоящего пособия.

АЦПП доминируют в машиностроительных отраслях промышленности. Например, на долю измерения линейных и угловых перемещений приходится до 70% от всех проводимых измерений. Станкостроение, робототехника, научные и медицинские установки, системы вооружения, современные автомобили буквально насыщены АЦПП различной точности и быстродействия. Японский робот ASIMO, например, содержит 90 сервосистем со встроенными АЦПП средней и низкой точности для обеспечения необходимой кинематики.

В системах с ЧПУ точность АЦПП/АЦПУ должна находиться на уровне микронов и угловых секунд. Например, в технологическом оборудовании для производства шаблонов интегральных схем на пластинах 100×100 мм с разрешением на уровне 1 мкм относительная погрешность не может быть больше 0,001%.

Сверхточный космический телескоп «Хабл», оснащенный АЦПУ, имеет разрешение 0,1 угл. с. Разрешение АЦПУ в 5 угл. с (18 бит) позволяет следить за полетом шмеля с расстояния 4 км.

В качестве примера можно также указать широкое использование АЦПП в таких перспективных изделиях машиностроения, как координатно-измерительные машины. Существуют оценки, по которым до 80% измерений в машиностроении будет осуществляться на этих машинах, причем измерения будут поглощать до 20% всех трудозатрат. Номенклатура АЦПП содержит тысячи изделий различных фирм для автомобильной, станкостроительной, судостроительной, нефтегазовой промышленности. Особенно велика роль АЦПУ в системах вооружения и робототехники. Изучению АЦПП/АЦПУ посвящена часть 2 учебного пособия.

Поскольку в области разработки и производства АЦП/ЦАП доминируют западные фирмы, в пособии для адаптации отечественного читателя во многих случаях наряду с отечественной аббревиатурой применяется и англоязычная.

ЧАСТЬ 1

СХЕМОТЕХНИКА АЦП ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

ГЛАВА I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНТЕГРАЛЬНЫХ АЦП

I.1. Архитектура систем сбора данных (ССД)

Повсеместное внедрение микропроцессорной техники привело к созданию аналого-цифровых сигнальных процессоров, или просто сигнальных процессоров (в англоязычной литературе ADSP — Analod-Digital-Signal-Processor). Сигнальные процессоры предназначены для ввода, преобразования в код и обработки сигналов датчиков и либо выдают управляющие воздействия, либо стыкуются с устройствами отображения информации и более мощными процессорами верхнего уровня управления. В любом случае они включают в себя ССД. Эта система является неотъемлемой частью современных ИИС, начиная от простейших измерений физических характеристик различных технологических процессов до сложнейших испытательных комплексов космических аппаратов. Хотя в общем случае в ИИС может поступать информация как в аналоговом, так и в цифровом виде и значительная часть ИИС состоит из цифровых блоков, в дальнейшем будут рассматриваться особенности схемотехники *аналоговых* узлов ССД.

Типичная структура ССД, работающая в многоканальном режиме, приведена на рис. 1. Помимо входного аналогового мультиплексора (МХ), она содержит программируемый операционный усилитель (ПОУ) или усилитель с программируемым коэффициентом усиления (PGA — Program Gain Amplifier), устройство выборки и хранения (УВХ или SHA — Sample Hold Amplifier), *аналого-цифровой преобразователь* (АЦП или ADC — Analog Digital Converter) и источник опорного напряжения (ИОН).

АЦП предназначен для преобразования аналогового входного сигнала U_x в пропорциональный цифровой код N_x . Для приведения сигналов к разрешенному диапазону преобразования используется операция масштабирования, которая осуществляется с применением ПОУ. На время преобразования входная величина должна фиксироваться в аналоговом УВХ. Результат преобразования обычно запоминается в памяти и через интерфейс выдается потребителям. Режимы и работа ССД осуществляются под управлением специальной схемы (микроконтроллера). Примером служит однокристалльная ССД температурных датчиков, которая содержит 24-разрядный $\Sigma - \Delta$ АЦП, ПОУ с малым дрейфом и малым энергопотреблением, встроенным ИОН. Отечественный

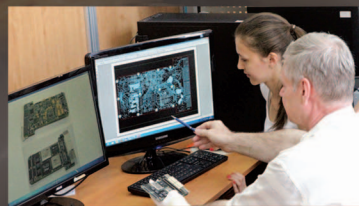
Закрытое акционерное общество «НТЦ ЭЛИНС»



Ведущее научно-производственное предприятие России в сфере информационных технологий и вычислительной техники для систем управления современными комплексами вооружения и продукции двойного назначения

Основные направления деятельности:

- » Проведение НИОКР в интересах Минобороны России
- » Разработка и производство систем управления комплексами вооружения
- » Создание информационно-программных комплексов и вычислительной техники с системным и рабочим программным обеспечением, в том числе для обработки видео- и радиолокационной информации
- » Производство опытных образцов и серийной продукции по заказам ведущих предприятий ОПК страны



Конкурентные преимущества:

- » Инициативные работы «на опережение»
- » Разработка систем под требования заказчика
- » Преемственность поколений и многолетний опыт командной работы
- » Новейшие технологии, высокое качество и надежность

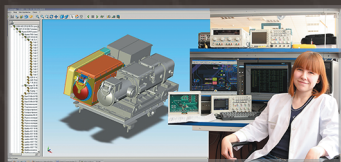
☎ +7 (495) 651-08-86,
☎ +7 (499) 732-22-62,
✉ info@elins.ru, сайт: www.elins.ru



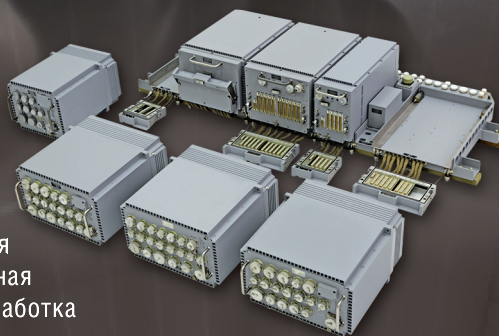
Закрытое акционерное общество «НТЦ ЭЛИНС»



Современные САПР



Высокоскоростная
автоматизированная
механическая обработка



Новейшие линии
поверхностного монтажа

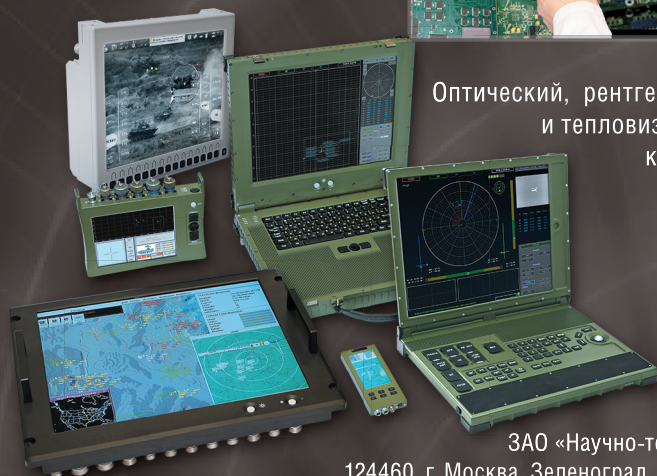


Лазерная обработка,
гальванические
и порошковые
покрытия

Оптический, рентгеновский
и тепловизионный
контроль



Испытательный центр
и спецпроверки



ЗАО «Научно-технический центр ЭЛИНС»
124460, г. Москва, Зеленоград, Панфиловский пр-т, д. 10
Тел.: +7 (495) 651-08-86, факс: +7(499) 732-22-62
E-mail: info@elins.ru, сайт: www.elins.ru



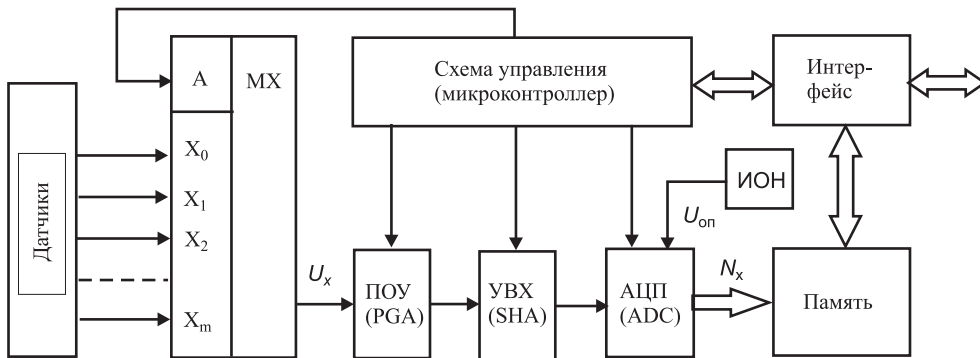


Рис. 1. Структурная схема ССД

микроконвертор K1874BE96T включает, помимо обозначенных на рис. 1 элементов, таймер, тактовые генераторы, порты ввода/вывода. Разумеется, возможны и другие варианты построения ССД, которые будут отличаться быстродействием, стоимостью и другими характеристиками.

Но в любом случае ССД содержит развитую цифровую и аналоговую часть, центральное место в которой занимает АЦП. Характеристики АЦП в решающей степени определяют характеристики ИИС и систем управления. В состав многих современных ССД и АЦП входят и обратные ЦАП, которые также нуждаются в рассмотрении.

К настоящему времени созданы высокоинтегрированные ССД на одном кристалле, что значительно упрощает задачу разработчиков при проектировании ИИС. Однако грамотное применение ССД невозможно без понимания схемотехники базовых АЦП/ЦАП. Это объясняется не только тем, что перечень однотипных аналоговых микросхем с близкими характеристиками на рынке зачастую превышает несколько сотен (например, фирма Maxim разрабатывает по одной новой микросхеме в день). Кроме того, наукоемкость современных ССД очень велика, что требует прочных знаний в области аналоговой схемотехники, микроэлектроники, метрологии, цифровой обработки сигналов.

В ИИС требования к быстродействию АЦП/ЦАП значительно снижены по сравнению с медийными приложениями и системами связи. В то же время требования к точности, разрешению, стабильности, помехозащищенности, потребляемой мощности могут быть очень высоки. Поэтому схемотехника АЦП/ЦАП будет рассматриваться с учетом этих обстоятельств. Наконец, без понимания схемотехники АЦП/ЦАП невозможно ориентироваться в работе ССД, которые находят широкое применение в ИУС. Некоторые параметры однокристалльных ССД приведены в Приложении 1.1.

1.2. Процессы дискретизации функций

Процесс преобразования непрерывной величины в дискретную заключается в представлении непрерывной величины последовательным во времени рядом ее мгновенных квантованных по уровню значений. При этом преобразовании обычно имеет место два вида квантования:

- квантование во времени;
- квантование по уровню.

Процесс квантования вносит в преобразуемую информацию ряд специфических погрешностей.

1.2.1. Квантование во времени

Квантование во времени непрерывных сообщений есть процесс преобразования функции непрерывного времени $x(t)$ в функцию дискретного времени $x_i(t)$, представляемую совокупностью координат (величин), по значениям которых может быть получена оценка $x^*(t)$ исходного непрерывного сообщения.

В самом общем виде дискретное представление непрерывного сообщения $x(t)$ на интервале T совокупностью координат сообщения $x_0, \dots, x_n$ и последующее восстановление по ним исходного сообщения $x^*(t)$ можно записать в виде:

$$\begin{aligned}(x_0, x_1, \dots, x_n) &= Ax(t) \\ x^*(t) &= B(x_0, x_1, \dots, x_n),\end{aligned}$$

где A — оператор представления (приближающая функция); B — оператор восстановления (воспроизводящая функция). При этом возникает текущая погрешность дискретного представления:

$$x(t) - x^*(t) = \varepsilon(t).$$

Обычно выбираются такие операторы (алгоритмы), которые при приемлемых затратах обеспечивают минимум ошибки при восстановлении функции.

При $x_i = x(k\Delta t)$ процесс квантования во времени соответствует фиксации мгновенного значения аналоговой величины в равноотстоящие дискретные моменты времени (рис. 2а). То есть непрерывная функция заменяется отсчетами. При такой замене из рассмотрения исключается все множество значений функции, находящейся внутри интервала Δt . Полученную функцию часто называют решетчатой (рис. 2б).

При квантовании во времени выходные значения являются неполной картиной того, что подается на вход. Глядя на решетчатую функцию, можно констатировать, что в общем случае нет никакой возможности восстановить сигнал, если не делать каких-либо предположений. Например, если предположить, что сигнал меняется значительно медленнее частоты дискретизации, то он будет находиться между выборками.

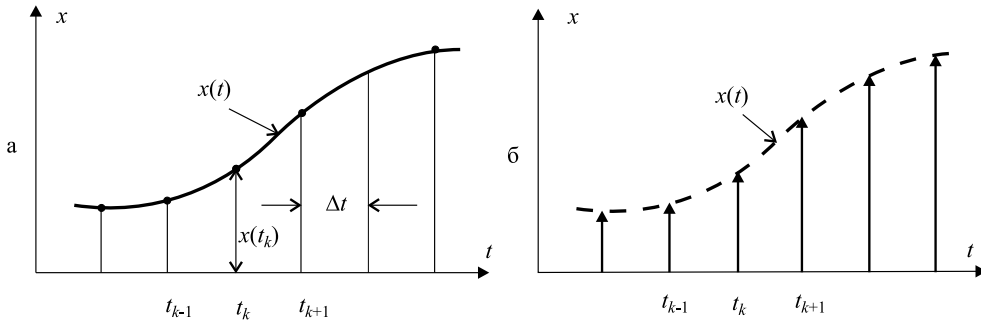


Рис. 2. Квантование во времени: а — формирование отсчетов; б — решетчатая функция

Дискретизация по времени может быть *равномерной* (принудительной), когда интервал дискретизации Δt остается неизменным, и *неравномерной*, когда $\Delta t = \text{var}$ и меняется в соответствии с каким-либо параметром сообщения. В настоящее время наиболее широкое применения нашла равномерная дискретизация. Таким образом, при равномерной дискретизации получается периодическая последовательность δ -импульсов, веса которых равны мгновенным значениям сообщения в моменты времени $t = k\Delta t$, то есть в моменты взятия отсчетов.

При решении задачи дискретизации непрерывных сообщений возникает ряд вопросов:

- из каких соображений необходимо исходить при выборе интервала дискретизации Δt ;
- какова точность замены непрерывного сообщения последовательностью его отсчетов, взятых в дискретные моменты времени;
- каков максимально допустимый интервал дискретизации Δt , при котором еще принципиально возможно восстановление непрерывного сообщения по его отсчетам.

Получить ответ на эти и другие вопросы можно, если проблему дискретизации по времени рассматривать в неразрывной связи с обратной проблемой — восстановлением непрерывной функции времени по ее мгновенным значениям.

Очевидно, что чем меньшим количеством отсчетов заменяется сообщение длительностью T_c , то есть продолжительнее интервал дискретизации Δt , тем сложнее выполнить восстановление исходной функции, и наоборот. Иными словами, погрешность восстановления зависит от вида исходной функции, интервала квантования и алгоритма восстановления.

Таким образом, при реализации квантования по времени возникает задача выбора частоты квантования и метода аппроксимации, с тем чтобы иметь возможность восстановить затем исходную непрерывную функцию $x(t)$ с заданной точностью $\varepsilon(t)$ ($x^*(t)$ — оценка исходной функции). В общем случае $\varepsilon(t)$ являет-

ся функционалом трех величин: самой функции, интервала квантования и алгоритма восстановления:

$$\varepsilon(t) = F[x(t), \Delta t, B].$$

К вопросу квантования и восстановления функции нельзя подойти однозначно, если не учитывать класс сигналов, подлежащих преобразованию из непрерывной формы в дискретную. Например, сигналы датчиков физических величин в большинстве случаев гладкие, низкочастотные, монотонные во времени (температура, давление и т.д.). В то же время датчики вибраций, речевой сигнал имеют высокочастотный спектр. Существует несколько подходов к решению указанной задачи.

1. В первом случае (низкочастотный спектр) задача решается на основе *теории аппроксимации* (приближения) функций степенными полиномами. При этом построение аппроксимирующей, то есть приближающей, функции можно проводить различными путями: интерполированием, среднестепенным приближением, равномерным приближением и т.д. Обычно выбирают аппроксимирующую функцию в виде ряда или полинома. Воспроизводящий полином должен обеспечить, с одной стороны, необходимую точность воспроизведения, а с другой — простую техническую реализацию устройства восстановления. Для информационно-измерительных систем, к которым относятся ССД, нашло в основном применение *интерполирование* нулевого и первого порядка, то есть ступенчатая и линейная аппроксимирующая функция. Под интерполированием понимают приближение в отдельных дискретных точках, то есть когда

$$x(t_j) - x^*(t_j) = 0.$$

2. Во втором случае (высокочастотный спектр) для сигналов, обладающих квазистационарными свойствами, задача решается на основе частотного критерия, который учитывает спектральный состав функции (*теорема Котельникова*).

Определение частоты квантования с помощью степенных полиномов

Итак, воспроизводящий полином, с одной стороны, должен обеспечить необходимую точность воспроизведения при минимальном числе членов ряда, а с другой — обеспечивать простую техническую реализацию устройств восстановления.

Для медленно меняющихся монотонных функций нашел широкое распространение метод определения частоты квантования и восстановления с помощью *интерполяционного многочлена Лагранжа*.

Сущность метода интерполирования сводится к следующему. Если известны значения функции $x(t)$ в $n+1$ произвольных точках $x(t_i)$, где $i = 0, 1, 2, \dots, n$, то требуется построить полином $\varphi_n(t)$ степени n :

$$\varphi_n(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_n t^n,$$

который в $(n+1)$ данных точках (не совпадающих друг с другом) $t_0, t_1, \dots, t_n$ принимал бы соответствующие известные значения:

$$\begin{aligned}\varphi(t_0) &= xt_0 = x_0, \\ \varphi(t_1) &= xt_1 = x_1 \\ &\dots\dots \\ \varphi(t_n) &= x(t_n) = x_n.\end{aligned}$$

Задача состоит в определении коэффициентов a_i ($i = 0, 1, \dots, n$) полинома $\varphi_n(t)$.

В процессе решения может быть получена система из $(n+1)$ линейных уравнений с $(n+1)$ неизвестным. Решение задачи интерполяции найдено Лагранжем (интерполяционная формула Лагранжа):

$$\varphi_n(t) = x_0 L_0(t) + x_1 L_1(t) + x_2 L_2(t) + \dots + a_n L_n(t),$$

где

$$L_j(t) = \frac{(t-t_0)(t-t_1)\dots(t-t_{j-1})(t-t_{j+1})\dots(t-t_n)}{(t_j-t_0)(t_j-t_1)\dots(t_j-t_{j-1})(t_j-t_{j+1})\dots(t_j-t_n)} = \frac{\prod_{i=0, j \neq i}^n (t-t_i)}{\prod_{i=0, j \neq i}^n (t_j-t_i)}$$

являются коэффициентами Лагранжа. Причем нетрудно заметить, что $L_j(t_i) = 0$, если $i \neq j$, и $L_j(t_i) = 1$, если $i = j$. Если раскрыть произведения всех скобок в числителе (в знаменателе все скобки — числа), то получим полином n -го порядка от t , поскольку в числителе содержится n сомножителей первого порядка. Следовательно, интерполяционный полином Лагранжа не что иное, как обычный степенной полином n -го порядка со специфической формой записи.

Погрешность аппроксимации запишется в виде остаточного члена интерполяционной формулы

$$\Delta = |x(t) - \varphi_n(t)| \leq \frac{1}{(n+1)!} [\max |x^{(n+1)}(t)|] \cdot \prod_{i=0}^n |t-t_i|,$$

где $x^{(n+1)}(t)$ — $(n+1)$ -я производная.

Интерполяция полиномом нулевой степени (ступенчатая аппроксимация) показана на рис. 3а, а интерполяция полиномом первой степени (кусочно-линейная аппроксимация) показана на рис. 3б. При кусочно-линейной аппроксимации ($n=1$), где погрешность аппроксимации значительно меньше, чем при ступенчатой ($n=0$), восстановление на интервале $(t_k - t_{k+1})$ идет по известной интерполяционной формуле Ньютона:

$$x^*(t) = x(t_k) + \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{\Delta t} \cdot (t - t_k). \quad (1)$$

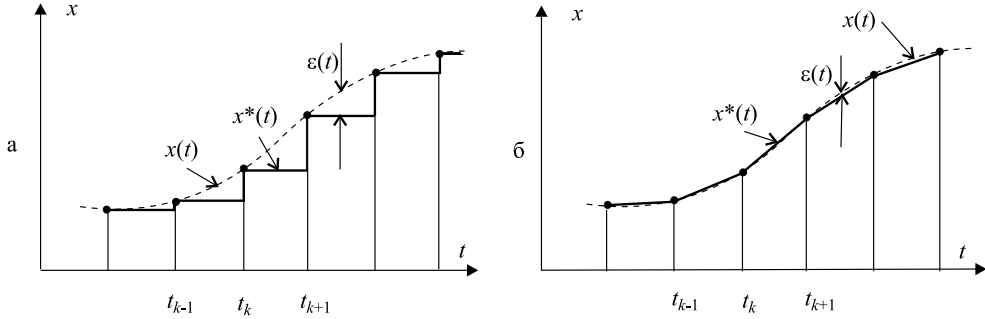


Рис. 3. Интерполяция: а — ступенчатая; б — кусочно-линейная

При этом максимальная погрешность $\Delta_{\max}$ находится в середине интервала интерполирования (при $(t - t_k) = \Delta t/2$ имеем $\prod_{i=0}^n |t - t_i| = (\Delta t)^2/4$) и не превышает

$$\Delta_{\max} < \frac{\Delta t^2}{8} \max |x''(t)|, \quad (2)$$

где $|x''(t)|$ — модуль второй производной.

Выражение (2) позволяет определить величину интервала квантования по времени Δt , при которой погрешность аппроксимации не будет превышать допустимой величины $\Delta_{\text{доп}}$:

$$\Delta t \leq \sqrt{\frac{8 \cdot \Delta_{\text{доп}}}{\max |x''(t)|}}. \quad (3)$$

Формулы (1)—(3) являются основными при определении частоты квантования. Анализ показал, что интерполяция полиномами более высоких степеней хотя и допускает более низкую частоту квантования, но ведет к значительному усложнению алгоритма восстановления и поэтому не находит широкого применения.

Пример. Для гармонического сигнала $U(t) = U_0 \cdot \sin(2\pi f t)$ амплитудой $U_0 = 10$ В и частотой $f = 100$ Гц определить частоту квантования при кусочно-линейной аппроксимации и заданной относительной погрешности восстановления сигнала $\delta_{\text{доп}} \leq 1\%$.

Решение. Очевидно, что $\max |U''(t)| = U_0 \omega^2$, $\Delta_{\text{доп}} = U_0 \cdot \delta_{\text{доп}}$, $\omega = 2\pi f$. Воспользовавшись формулой (3), имеем:

$$f_{\text{кв}} \geq \left(\sqrt{\frac{8 \cdot U_0 \cdot \delta_{\text{доп}}}{U_0 (2\pi f)^2}} \right)^{-1} \geq \pi f \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \delta_{\text{доп}}}} = \frac{\pi \cdot 10^2}{10^{-1} \sqrt{2}} \approx 2,2 \text{ кГц}.$$

Определение частоты квантования по теореме Котельникова (теорема отсчетов)

Квантование во времени — это, по существу, δ -модуляция. При этом могут возникать биения частот (разностные частоты), известные также как смещение спектров (aliasing). Для гармонического сигнала частотой f_x низкочастотная разностная частота $f_{\text{кв}} - f_x$ (показана пунктирной линией на рис. 4) проявляется при условии

$$f_{\text{кв}}/2 < f_x < f_{\text{кв}}.$$

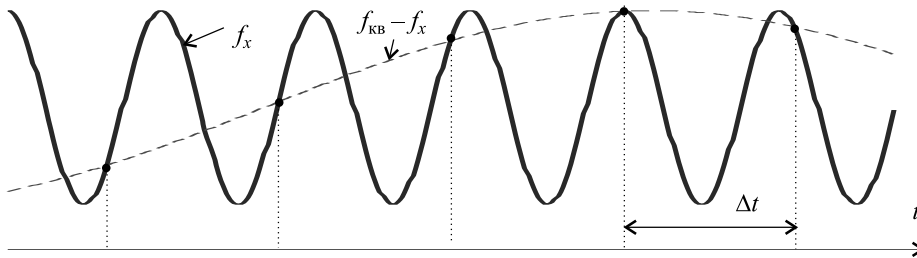


Рис. 4. Эффект смещения спектров во временной области (биения)

При рассмотрении этого явления в частотной области (рис. 5а), где спектр разделен на бесконечное число полос шириной $f_{\text{кв}}/2$ (полос Найквиста), наглядно видно, что если f_x находится в так называемой первой зоне Найквиста ($f_x < f_{\text{кв}}/2$), то биения проявляются на частотах $(\pm K \cdot f_{\text{кв}} \pm f_x)$, где $K = 1, 2, 3 \dots$, в виде отражений от частот $K \cdot f_{\text{кв}}$ и могут быть отфильтрованы ФНЧ с полосой пропускания $f_{\text{в}}$. Если же f_x находится за пределами первой зоны (рис. 5б), то его отражения попадут в полосу пропускания (первую зону Найквиста) и не будут подавлены ФНЧ при восстановлении.

Иными словами, для исключения биений в низкочастотной области необходимо, чтобы частота квантования была не менее чем в два раза больше верхней частоты $f_{\text{в}}$ в спектре входного сигнала:

$$f_{\text{кв}} > 2f_{x \text{ max}} = 2f_{\text{в}}. \quad (4)$$

Второй вывод, который следует из проведенного рассмотрения, состоит в том, что на входе АЦП должен устанавливаться так называемый *антиалайзинговый* ФНЧ, который должен осуществлять эффективное подавление паразитных спектральных компонент помехи $f_{\text{п}}$ (рис. 5б) вне рабочей полосы частот. Требования к этому фильтру будут зависеть от того, как близко $f_{\text{в}}$ отстоит от $f_{\text{кв}}/2$ (от границы первой зоны). Таким образом, в любой ССД должен стоять антиалайзинговый ФНЧ.

Впервые условие (1) было сформулировано без доказательства Найквистом в 1928 г., на основе рассмотренного частотного представления исходной

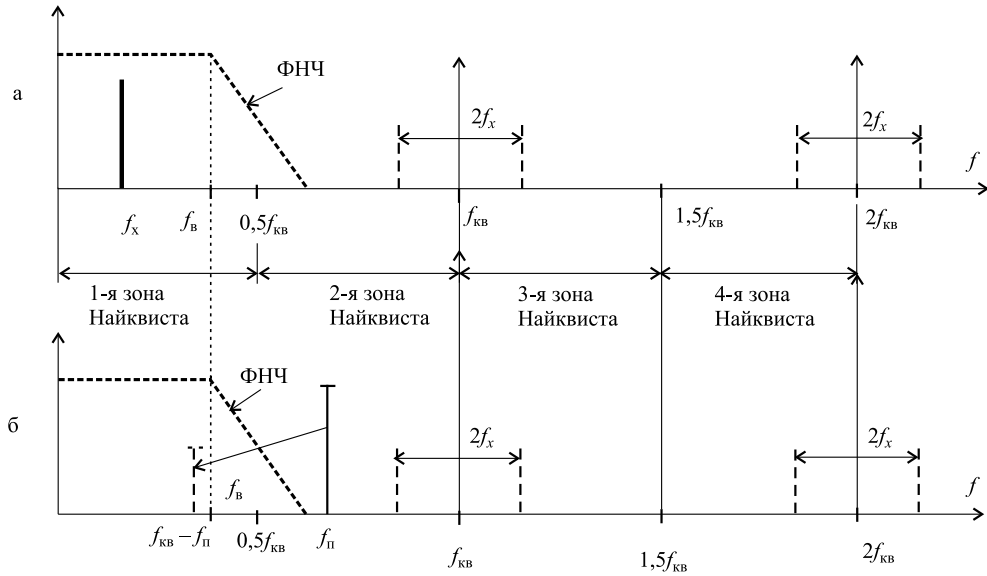


Рис. 5. Отражение спектра сигнала и помехи при квантовании во времени

функции. По предложению Шеннона этот критерий с 1948 г. в англоязычной литературе называют критерием или *теоремой отсчетов Найквиста*.

Однако еще 1933 г. строгое доказательство теоремы отсчетов привел В.А. Котельников. Кроме того, он сформулировал и доказал условие восстановления исходной функции. В отечественной литературе теорему отсчетов чаще называют *теоремой Котельникова*. Смысл ее состоит в следующем.

Любую функцию $x(t)$, имеющую ограниченный спектр частот от нуля до f_B и наблюдаемую неограниченное время ($T \rightarrow \infty$), можно представить с любой степенью точности ε с помощью чисел (отсчетов), следующих друг за другом через равные интервалы времени:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2f_B}. \quad (5)$$

При этом восстановление функции должно осуществляться *рядом Котельникова*:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \cdot \frac{\sin \omega_B(t - k\Delta t)}{\omega_B(t - k\Delta t)}, \quad (6)$$

где k — целое число; $x(k\Delta t)$ — значение функции в момент времени ($k\Delta t$); $\omega_B = 2\pi \cdot f_B$.

Таким образом, функция $x(t)$, имеющая ограниченный спектр частот, может быть представлена в виде бесконечной суммы, каждое слагаемое которой

выражается функцией вида $Z = y \cdot \frac{\sin c}{c}$ и отличается от остальных слагаемых значениями амплитуд y и временным сдвигом. Функция

$$\psi_k(t) = \frac{\sin \omega_B(t - k\Delta t)}{\omega_B(t - k\Delta t)}$$

называется функцией Котельникова, или *функцией отсчетов*.

Функция отсчетов ψ_k имеет вид, представленный на рис. 6 (в моменты отсчета, то есть $t = k\Delta t$, принимает максимальное значение, равное единице, а в моменты, кратные π , равна нулю).

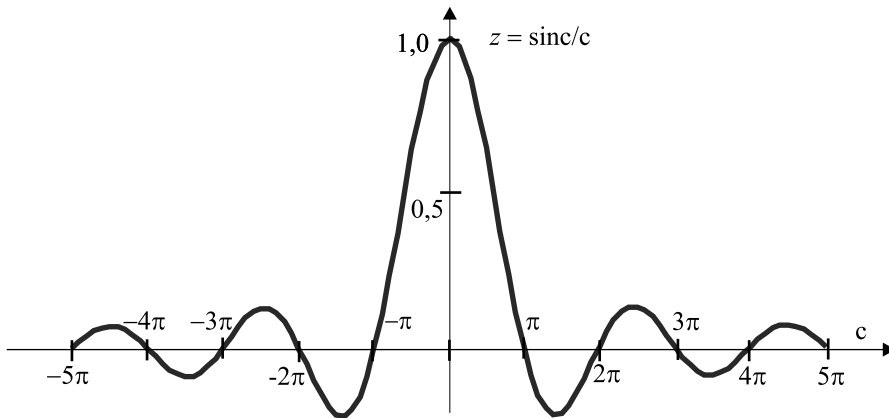


Рис. 6. Функция отсчетов

Для полного восстановления непрерывной функции $x(t)$ по значениям ее отсчетов необходимо просуммировать бесконечное множество членов ряда (рис. 7).

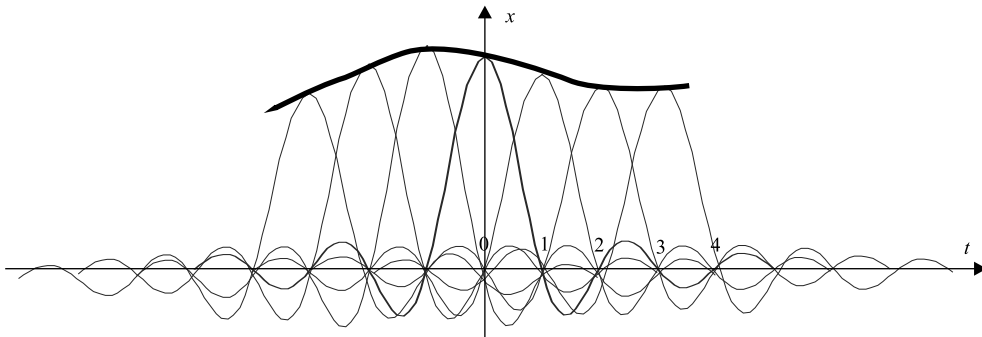


Рис. 7. Восстановление исходной функции рядом Котельникова

Доказано, что функция отсчетов является реакцией идеального ФНЧ с полосой $(0 - \omega_B)$ на входную δ -функцию. Иными словами, восстановление сигнала может осуществляться путем подачи решетчатой функции на ФНЧ, и чем идеальней ФНЧ, тем точнее будет восстановление.

Итак, восстановление непрерывного сообщения по его отсчетам можно выполнять в соответствии с теоремой Котельникова — Найквиста. Эта процедура может быть выполнена двумя способами:

- фильтрационным, с применением аналогового фильтра;
- с помощью ряда Котельникова (6) на специализированных интерполяторах или универсальных ЭЦВМ.

Точное восстановление фильтрационным способом физически не реализуемо, так как требуется *идеальный ФНЧ*.

Восстановление рядом Котельникова (6) требует большого объема памяти машины, и получить на выходе исходную функцию можно только после прохождения всего процесса $x(t)$, то есть восстановление имеет задержку, что не дает возможности работы *в реальном масштабе времени*.

Так как на практике все исследуемые процессы обычно ограничены во времени и по определению не могут иметь ограниченный спектр, то при применении теоремы Котельникова возникают погрешности представления реальных сигналов, обусловленные отбрасыванием (например, по энергетическим соображениям) высокочастотных малозначащих гармоник спектра входного сигнала.

По этим причинам в технике АЦП критерий Котельникова — Найквиста применяется лишь для *асимптотической оценки* минимально возможной частоты квантования.

1.2.2. Квантование по уровню

Квантование по уровню сводится к представлению текущих значений непрерывно изменяющегося сигнала конечным числом уровней. С математической точки зрения квантование по уровню равносильно операции округления.

При квантовании по уровню сигнал представляется приближенными значениями, то есть непрерывно изменяющаяся величина $x(t)$ представляется ступенчатой функцией $x_{\text{кв}}(t)$ (рис. 8а).

Интервал между соседними уровнями квантования называется *шагом квантования* $\Delta x = h$, где h — единица младшего разряда (ЕМР или LSB — low signal bite). Если $\Delta x = \text{const}$, то квантование называется *равномерным*. Шаг квантования по уровню, в сущности, определяет разрешающую способность преобразователя.

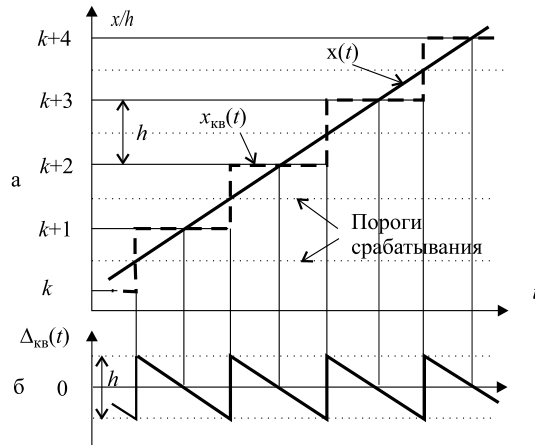


Рис. 8. Квантование по уровню: а — формирование квантованной функции; б — погрешность квантования по уровню

При равномерном квантовании непрерывной величины $x(t)$ весь диапазон ее изменения $A = x_{\max} - x_{\min} = FS$ (FS — полная шкала) разбивают на N равных частей. При этом шаг квантования по уровню определяется следующим соотношением:

$$\Delta x = h = \frac{A}{N} = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{N} = \frac{FS}{N}.$$

Для квантованного сигнала $x_{\text{кв}}(t)$ характерно наличие скачков на величину h в момент, когда непрерывный сигнал $x(t)$ проходит уровень срабатывания квантователя. Ошибка квантования по уровню $\Delta_{\text{кв}} = x_{\text{кв}} - x$ в общем случае является случайной величиной, но нигде не превышает $\pm 0,5h$. Таким образом,

$$-0,5h \leq \Delta_{\text{кв}} \leq 0,5h.$$

Погрешность квантования, как функция времени, представлена на рис. 8б.

Формально операцию квантования по уровню можно рассматривать как прохождение исходной функции через некое устройство, которое можно называть квантователем. Амплитудная характеристика равномерного квантователя и сам процесс квантования представлены на рис. 9.

Найдем среднеквадратическую ошибку, обусловленную квантованием сигнала $x(t)$ по уровню. Так как $A \gg h$, то даже небольшое изменение $x(t)$ оказывается соизмеримым с h . Поэтому полагают, что в момент отсчета величина $x(t)$ с равной вероятностью может принимать любое значение в пределах h вблизи одного из уровней квантования. Это означает, что для ошибки $\Delta_{\text{кв}}$ в точке отсчета можно принять равновероятный закон распределения вероятности (рис. 10).

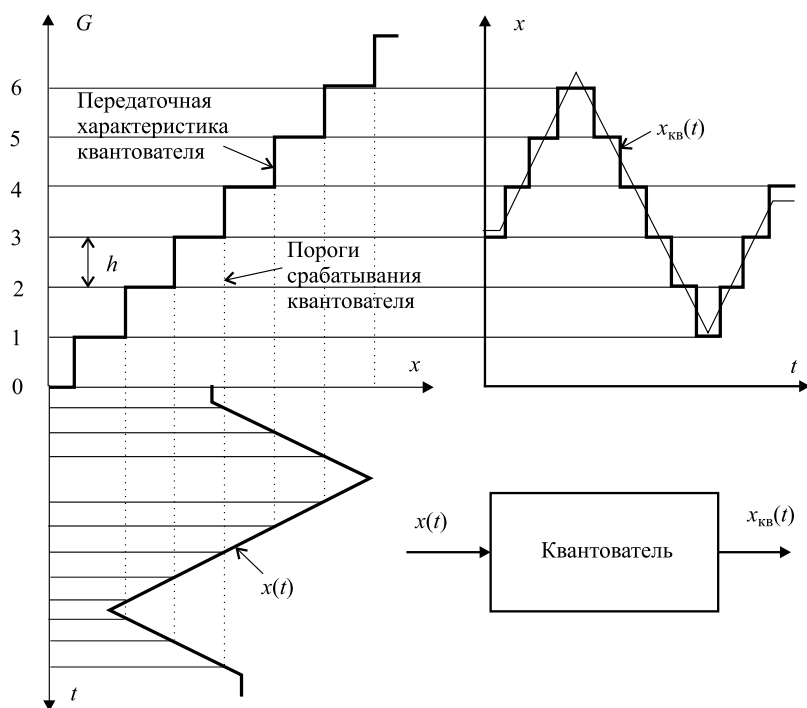
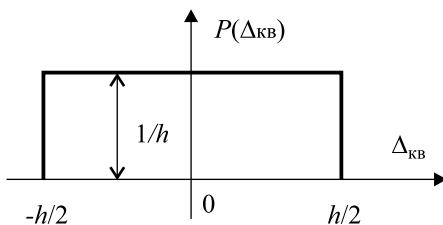
Рис. 9. Прохождение функции $x(t)$ через квантователь

Рис. 10. Закон распределения погрешности квантования

Так как площадь подинтегральной кривой равна 1, то вероятность $P(\Delta_{\text{кв}})$ определяется следующим выражением:

$$\left. \begin{aligned} P(\Delta_{\text{кв}}) &= \frac{1}{h}, \quad \text{при } |\Delta_{\text{кв}}| \leq 0,5h \\ P(\Delta_{\text{кв}}) &= 0, \quad \text{при } |\Delta_{\text{кв}}| > 0,5h \end{aligned} \right\},$$

а дисперсия ошибки квантования по уровню определяется по формуле

$$D = \sigma_{\text{кв}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\Delta_{\text{кв}})^2 P(\Delta_{\text{кв}}) d(\Delta_{\text{кв}}).$$

С учетом выражения для равновероятного закона распределения

$$\sigma_{\text{кв}}^2 = \int_{-0,5h}^{0,5h} \frac{1}{h} (\Delta_{\text{кв}})^2 d(\Delta_{\text{кв}}) = \frac{1}{h} \left(\frac{1}{3} \Delta_{\text{кв}}^3 \Big|_{-0,5h}^{0,5h} \right) = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{4} \cdot h^2 = \frac{h^2}{12}.$$

Отсюда

$$\sigma_{\text{кв}} = \frac{h}{2\sqrt{3}}, \text{ или в относительных единицах } \sigma_{\text{кв}} = \frac{1}{2^n \sqrt{12}}.$$

Таким образом, среднеквадратическая погрешность квантования в $\sqrt{3}$ раз меньше предельной ошибки квантования.

Погрешность квантования порождает так называемый шум квантования, который ограничивает соотношение сигнал/шум (SNR — Signal Noise Ratio) в АЦП. Допустим, на входе действует полномасштабная синусоида:

$$U(t) = \frac{h \cdot 2^n}{2} \sin \omega t.$$

Ее действующее значение будет в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитудного:

$$\overline{U(t)} = \frac{h \cdot 2^n}{2\sqrt{2}}.$$

Тогда

$$SNR = 20 \lg \frac{\overline{U(t)}}{\sigma_{\text{кв}}} = 20(\lg 2^n + \lg \frac{\sqrt{6}}{2}) = 6,02 \cdot n + 1,76 \text{ (дБ)}.$$

Формула дает теоретическое значение отношения сигнал/шум для идеального n -разрядного АЦП. Например, для 20-разрядного АЦП соотношение сигнал/шум должно составить $SNR = 122,16$ дБ. Важно отметить, что шум квантования по уровню аппроксимируется гауссовским распределением по амплитуде, а среднеквадратичное значение шума квантования замеряется во всей полосе пропускания Найквиста от 0 до $f_{\text{в}}/2$. В узкополосных АЦП с полосой пропускания Δf соотношение SNR возрастает и составит

$$SNR = 6,02 \cdot n + 1,76 + 10 \lg(f_{\text{кв}}/2 \cdot \Delta f).$$

1.2.3. Полная статическая погрешность АЦП

Как известно из метрологии, в статической погрешности преобразователей можно выделить систематическую и случайную составляющую. *Систематическая* составляющая может быть тем или иным способом учтена и скомпенсирована. *Случайная* погрешность принципиально не может быть скомпенсирована и проявляется статистически при каждом отсчете.

Определение случайной статической погрешности преобразования в ЦАП/АЦП в отличие от аналоговых измерительных приборов имеют определенную специфику, поскольку на инструментальную погрешность преобразователя накладываются погрешности дискретизации. Они проявляются по-разному. При *статических* измерениях рассмотренная выше погрешность квантования во времени не проявляются при любых алгоритмах восстановления исходного сигнала. И только в случае изменяющегося входного сигнала (в динамике) погрешность квантования во времени даст дополнительную погрешность, которая зависит и от частоты входного сигнала, и от алгоритмов восстановления.

В то же время *погрешность квантования по уровню всегда входит в результат измерения* и ей уделяется основное внимание. Поскольку погрешность квантования по уровню является случайной погрешностью, то она суммируется со случайной инструментальной погрешностью преобразователя и формирует случайную статическую погрешность преобразования.

Случайная инструментальная погрешность преобразователя складывается из большого числа отдельных составляющих, являющихся статистически независимыми величинами. Если среди них нет доминирующих, то в силу центральной предельной теоремы теории вероятностей она описывается нормальным законом распределения или законом Гаусса:

$$P_{\text{и}}(x) = \frac{1}{\sigma_{\text{и}} \cdot \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{\text{и}}^2}\right)$$

где $\sigma_{\text{и}}$ — параметр нормального распределения (среднеквадратическая инструментальная погрешность).

Определение суммарной статической погрешности отсчета, таким образом, сводится к определению композиции равновероятного закона с распределением $P_{\text{кв}}(x)$ (которому подчиняется погрешность квантования по уровню) и нормального закона $P_{\text{и}}(x)$ (которому подчиняется инструментальная погрешность).

Плотность вероятности *композиционного* закона внутри интервала $(x_1 \div x_2)$ определяется через интеграл свертки и в обозначениях рис. 11а выражается через табулированные функции Лапласа:

$$P(x) = \frac{1}{2h_j} \left[F\left(\frac{x_2 - x}{\sigma_{\text{и}} \sqrt{2}}\right) + F\left(\frac{x - x_1}{\sigma_{\text{и}} \sqrt{2}}\right) \right],$$

где F — функция Лапласа. Вероятность того, что погрешность преобразования, обусловленная инструментальной погрешностью и погрешностью квантования по уровню, не превышает кванта j -го разряда, определяется интегралом

$$P_j = \int_{-0,5h_j}^{0,5h_j} P(x) dx$$

и будет зависеть от соотношения $(\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{кв}})$. При $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{кв}} = 0$ композиционное распределение полностью совпадает с равновероятным. При $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{кв}} > 0$ происходит трансформация («размытие») равновероятного закона, что может вызвать *недостоверность* отсчета. Недостоверность отсчета проявляется статистически при неизменном входном сигнале и будет определяться площадью заштрихованных областей $P(x)$ на рис. 11а.

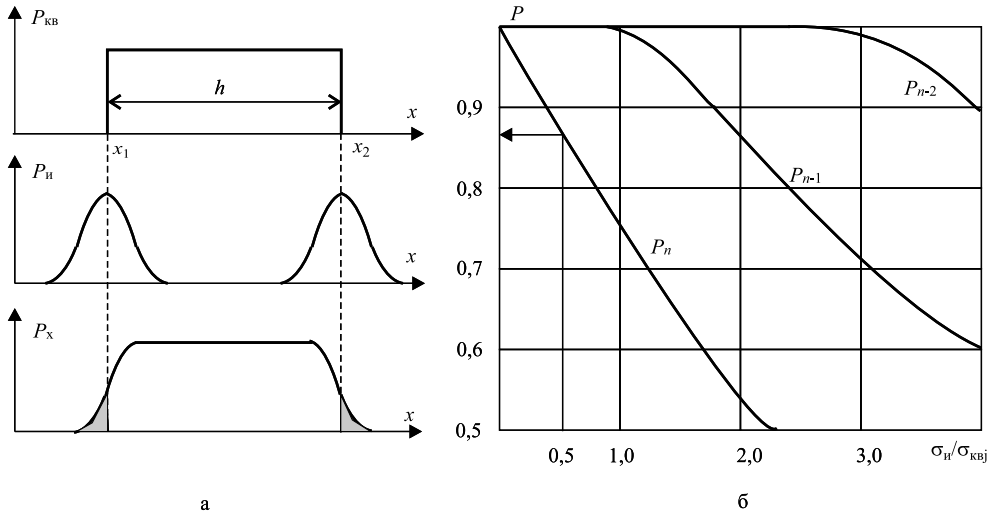


Рис. 11. Определение статической погрешности преобразователя: а — формирование композиционного закона распределения; б — зависимость достоверности разряда от соотношения $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{кв}}$ = 0

Результаты расчетов на ЭВМ зависимости $P_j = f(\sigma_{\text{и}}/(\sigma_{\text{кв}j}))$ для $j = n; n - 1; n - 2$ приведены на рис. 11б ($n = FS/N$). Как следует из графиков, достаточно высокая достоверность нахождения измеряемой величины внутри «отсчетного» кванта n -го разряда может быть лишь при $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{кв}} \leq 0,25$. Чем «грубее» квант, тем больше достоверность результата преобразования.

Композиционный закон наиболее полно характеризует статическую погрешность преобразователей, но не совсем удобен для инженерных расчетов. При инженерной оценке исходят из того, что дисперсия суммарной погрешности двух независимых (некоррелированных) величин представляет собой сумму дисперсий этих величин, независимо от законов их распределения:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\text{и}}^2 + \sigma_{\text{кв}}^2$$

или

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_{\text{и}} \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{\text{кв}}}{\sigma_{\text{и}}} \right)^2}. \quad (1)$$

Очевидно, что точностной класс преобразователя определяется его инструментальной погрешностью и имеет смысл не увеличивать суммарную погрешность за счет погрешности квантования. Следовательно, необходимо уменьшать соотношение $(\sigma_{\text{кв}}/\sigma_{\text{и}})$ за счет рационального увеличения разрядности. Анализ формулы (1) показывает, что увеличением в пределах инженерной погрешности (12%) можно пренебречь, если при выборе разрядности выдерживать соотношение

$$\sigma_{\text{кв}} \leq 0,5\sigma_{\text{и}}. \quad (2)$$

Соотношением (2) часто пользуются в инженерной практике для выбора разрядности преобразователя. Естественно, достоверность младшего разряда при этом будет сравнительно низкой. С другой стороны, недостоверные разряды позволяют в разумных пределах повысить чувствительность систем и проводить более плавное регулирование в ИУС.

Пример. Инструментальная погрешность АЦП характеризуется $\sigma_{\text{и}} = 0,1\%$. Необходимо определить рациональную разрядность АЦП.

1. На основании формулы (2) выбираем $\sigma_{\text{кв}} = 0,5\sigma_{\text{и}} = 0,05\%$.
2. Тогда $h = \sigma_{\text{кв}} 2\sqrt{3} = 0,173\%$.
3. Следовательно, $n > \log_2(1/h) > \log_2(10^2/0,173) > \log_2(568,2) > 9$. Если выбрать $n = 10$, то, как следует из графиков рис. 11б, достоверность кванта 10-го разряда окажется низкой (около 0,5) и только 8-й разряд будет иметь достоверность близкую к единице.

1.3. Основные характеристики ЦАП/АЦП

Для корректного выбора ЦАП/АЦП в конкретных приложениях необходимо ориентироваться в их системе параметров. Поскольку ЦАП/АЦП являются взаимно обратными преобразователями, то многие характеристики у них имеют один и тот же смысл. Поэтому при обсуждении характеристик ЦАП/АЦП целесообразно сосредоточиться на характеристиках преобразователей одного типа, например ЦАП, обращая внимание в необходимых случаях на специфические отличия характеристик АЦП. Обычно характеристики ЦАП/АЦП делятся на *статические* и *динамические*.

1.3.1. Статические параметры ЦАП/АЦП

Основные точностные характеристики преобразователя (нелинейность, интегральную нелинейность, дифференциальную нелинейность, смещение начальной точки, отклонение в конечной точке и т.п.) можно оценить на основе анализа его статической передаточной характеристики (рис. 12). Номинальная

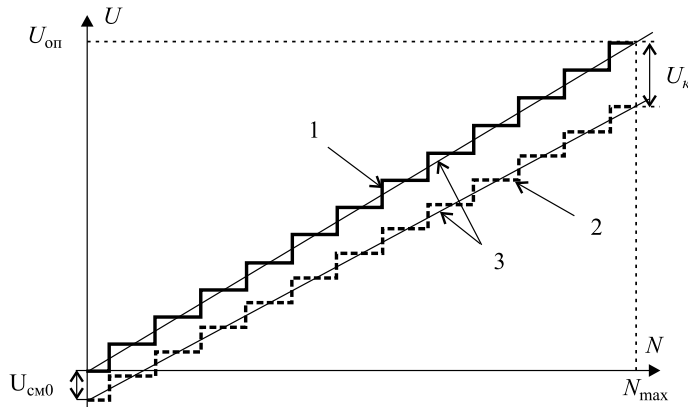


Рис. 12. Передаточные характеристики ЦАП: 1 — номинальная ; 2 — при наличии аддитивной и мультипликативной погрешности; 3 — аппроксимация ПХ

ПХ представляет собой квантованную прямую, проходящую через ноль и конечную точку с координатой $(U_{\text{оп}} - N_{\text{max}})$. Величина кванта МЗР, равная $h = U_{\text{оп}} / (2^n - 1)$, характеризует *разрешающую способность*, или чувствительность. Реальная ПХ отклоняется от номинальной, что вызывает ряд погрешностей.

Погрешность смещения нуля (offset error) определяется при $N = 0$, является аддитивной и выражается или в абсолютных единицах младшего разряда (ЕМР) или в относительных единицах $\delta_{\text{см0}}$:

$$\Delta_{\text{см0}} = \frac{U_{\text{см0}}}{h} \text{ (ЕМР)}; \quad \delta_{\text{см0}} = \frac{U_{\text{см0}}}{U_{\text{оп}}} \cdot 100\%.$$

Погрешность полной шкалы (gain error) определяется в конечной точке шкалы при N_{max} как разность между реальной ПХ и номинальной. Эта погрешность является мультипликативной:

$$\Delta_{\text{к}} = \frac{\Delta U_{\text{к}}}{h} \text{ (ЕМР)}; \quad \delta_{\text{к}} = \frac{\Delta U_{\text{к}}}{U_{\text{оп}}} \cdot 100\%.$$

Нелинейность в данной точке — это отклонение точки реальной ПХ от аппроксимирующей прямой. Аппроксимация может быть проведена различными способами (по методу наименьших квадратов, через начальную и конечные точки ПХ и т.п.). Под *интегральной нелинейностью* (INL — Integral Nonlinearity) понимается максимальное значение нелинейности во всем диапазоне входных/выходных величин. Обычно она выражается в ЕМР h или в относительных величинах:

$$\Delta_L = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|_{\text{max}}}{h} \text{ [ЕМР]} \text{ или } \delta_L = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|_{\text{max}}}{U_{\text{оп}}} \cdot 100\%,$$

где $|\Delta U_{\text{вых}}|_{\text{max}}$ — максимальное отклонение реальной ПХ от номинальной; $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение, определяющее диапазон изменения аналоговой величины.

Дифференциальная нелинейность (DNL — Differential Nonlinearity) — это максимальное отклонение действительной ступени квантования от номинального значения (рис. 13)

$$\Delta_{LD} = \frac{h_{\text{max}} - h}{h} [\text{ЕМР}] \text{ или } \delta_{LD} = \frac{h_{\text{max}} - h}{U_{\text{оп}}} \cdot 100\%,$$

где h_{max} — максимальное значение ступени квантования ПХ.

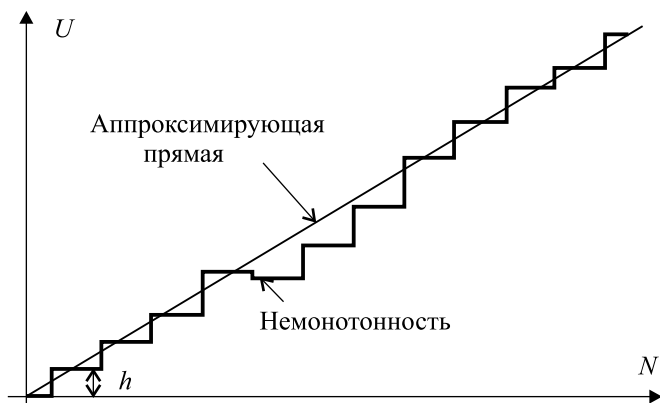


Рис. 13. Передаточные характеристики ЦАП при наличии дифференциальной нелинейности

Дифференциальная нелинейность DNL имеет прямую связь с *монотонностью*. Под монотонностью понимается неизменность знака приращения выходной величины при последовательном изменении входного кода. Условие монотонности ПХ ЦАП:

$$|\Delta_{LD}| \leq 1,0 [\text{ЕМР}] = h.$$

Так как по определению вес j -го разряда ЦАП (h_j) должен быть равен сумме весов всех предыдущих разрядов плюс квант (вес) младшего разряда h_n :

$$h_j = \sum_{k=n}^{j+1} h_k + h_n,$$

то для экспериментальной проверки монотонности необходимо оценить веса всех разрядов ЦАП, а затем проверить условие

$$\Delta U_j = h_j - \sum_{k=n}^{j+1} h_k \geq 0.$$

У АЦП немонотонность ведет к пропуску кодовых комбинаций. DNL приводит к возрастанию усредненной ошибки квантования, а следовательно, к возрастанию шума квантования до величины

$$\sigma_{\text{кв}} = \frac{1 + DNL}{2^n \sqrt{12}}.$$

Температурная нестабильность ЦАП характеризуется температурными коэффициентами (ТК) погрешности смещения нуля, погрешности полной шкалы и погрешности интегральной нелинейности. Обычно эти погрешности указываются в миллионных долях (ppm) полной шкалы на градус. Например, при $\text{ТК} = \pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, $\Delta T = 100^\circ\text{C}$ температурная погрешность составит $\delta(T) = \text{ТК} \cdot \Delta T = \pm 50 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 = \pm 0,5\%$.

1.3.2. Динамические параметры ЦАП/АЦП

Динамические параметры определяются по изменению выходного сигнала при скачке входного сигнала (рис. 14). Для ЦАП важнейшим динамическим параметром является *время установления* — интервал от момента изменения входного кода до момента последнего вхождения выходного напряжения в «трубку» допустимых отклонений (обычно $\pm h/2$). В технических условиях обычно время установления определяется при смене кода от «всех нулей» до «всех единиц».

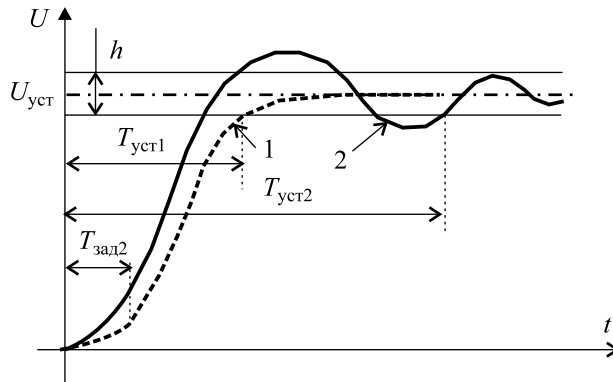


Рис. 14. Переходной процесс в ЦАП: 1 — экспоненциальный; 2 — апериодический

Для перемножающих ЦАП указывается также *полоса пропускания* — диапазон частот, в котором аналоговый входной сигнал проходит на выход с допустимым ослаблением.

Во время смены кодовых комбинаций за счет неодновременности размыкания и замыкания аналоговых ключей в разрядах на выходе ЦАП возникают короткие выбросы в выходном сигнале (glitch). Наибольший выброс возникает

при возникновении единицы переноса в старший разряд, когда за счет задержек в переключении ключей в течение короткого промежутка времени на выходе будет существовать сигнал, соответствующий либо «всем нулям», либо «всем единицам». Выбросы оцениваются по их площади в размерности (В·с). Наличие выбросов затягивает переходные процессы и существенно снижает быстродействие ЦАП.

Основным динамическим параметром АЦП является *время преобразования* $T_{\text{пр}}$ — время, отсчитываемое от начала команды начала преобразования до появления устойчивого кода на выходе, которое зависит от метода преобразования.

Например, в АЦП последовательных приближений, в котором входное напряжение U_x уравнивается напряжением обратной связи U_c (рис. 15), максимальная частота $F_0 = 1/T_0$, на которой работает регистр последовательных приближений (РПП), определяется, исходя из установления с необходимой точностью переходных процессов на выходе компаратора D2. Схема содержит также источник опорного напряжения (ИОН) и генератор (G).

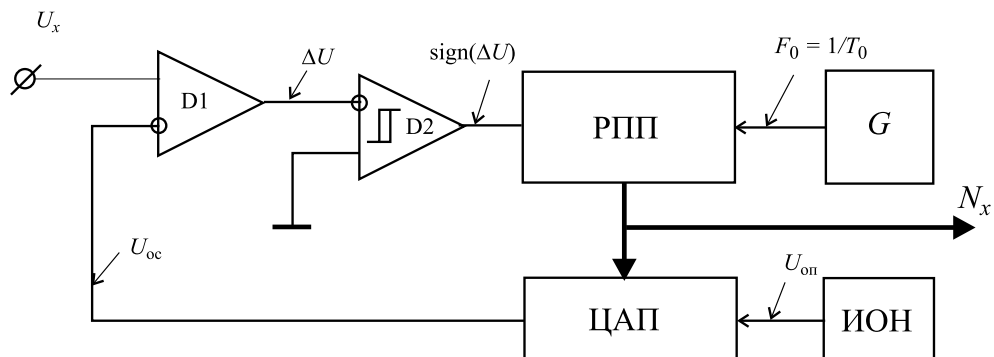


Рис. 15. Структурная схема АЦП последовательного приближения

В частности, при экспоненциальном переходном процессе имеем:

$$T_0 \geq \tau_{\Sigma} \cdot \ln \frac{1}{\delta} + T_{\text{зад}},$$

где $\tau_{\Sigma} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2 + \tau_3^2}$ — суммарная постоянная АЦП; τ_1 — постоянная ЦАП; τ_2 — постоянная схемы сравнения; τ_3 — постоянная компаратора; $T_{\text{зад}}$ — время задержки включения; δ — допустимая погрешность (обычно $\delta \leq 2^{-n}$). Таким образом, суммарное время преобразования составит

$$T_{\text{пр}} \geq n \cdot T_0,$$

где n — разрядность преобразователя.

Обратной величиной от $T_{\text{пр}}$ является *максимальная частота дискретизации*, которая определяется в MCPS (Mega Cycle Per Second), например 100 MCPS.

Шумовые параметры АЦП

Для оценки динамических свойств прецизионных АЦП, в которых с частотой существенно возрастает шумовая составляющая, принимают во внимание параметры, характеризующие соотношение сигнал/шум — SNR (Signal to Noise Ratio). Напомним, что в идеальном АЦП, где шум определяется только шумом квантования, SNR составляет

$$\text{SNR} = 6,02 \cdot n + 1,76 \text{ [дБ]}. \quad (1)$$

На практике вместо параметра SNR используется параметр SINAD (Signal to Noise And Distortion Ratio), учитывающий, помимо шумов, и другие спектральные компоненты помех, в том числе гармонические искажения THD (Total Harmonic distortion) самого АЦП:

$$\text{SINAD} = \frac{S}{\text{THD} + N},$$

где S — сигнал; N — шум.

Величина THD оценивается по пяти первым гармоникам в выходном сигнале АЦП при подаче на вход гармонического сигнала:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^5 V_j^2}}{V_1}.$$

На рис. 16 приводится типичный спектральный состав цифрового сигнала с выхода АЦП, получаемого с помощью быстрого преобразования Фурье. Следовательно, эффективное число разрядов реального АЦП ENOB (Effective Number Of Bit) (с учетом шума и искажений) уменьшится и составит

$$\text{ENOB} = \frac{(\text{SINAD [дБ]} - 1,76)}{6,02}. \quad (2)$$

То есть величина ENOB — это мера отношения мощности шума, который измеряется в серии измерений при фиксированном входном сигнале, к мощности сигнала.

Еще один параметр, который характеризует динамический диапазон АЦП, свободный от помех, это SFDR (Spurious Free Dynamic Range), который определяется как отношение амплитуды полезного сигнала к амплитуде помехи, возникающей из-за нелинейности АЦП при подаче на его вход сигнала сложного спектрального состава. При этом возникают интермодуляционные (интерференционные) искажения составляющих в выходном сигнале. Иными словами, SFDR характеризует диапазон сигнала, свободный от интермодуляционных помех, порождаемых самим АЦП (см. рис. 16). Отфильтровать такие помехи невозможно, так как они лежат в полосе пропускания входного так называемого антиалайзингового (antialiasing) фильтра.

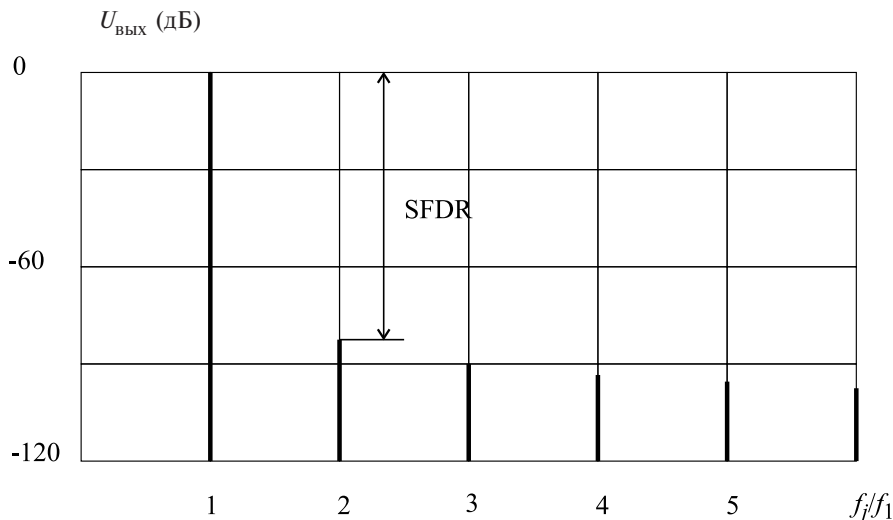


Рис. 16. Спектральный состав сигнала на выходе АЦП

Если сделать предположение о гауссовом распределении шумов от АЦП (что обычно соответствует истине, когда полная амплитуда шумов в 6,6 раза превышает среднеквадратическое значение шумов), то можно получить простую оценку SFDR по приближенной формуле

$$\text{SFDR} \approx (\text{ENOB} - 3). \quad (3)$$

Например, в паспортных данных на прецизионный 24-разрядный сигма-дельта АЦП ADS1256 при частоте 100 выборок в секунду, входном сигнале $U_c = 10$ В и усилении, равном 1, приводятся следующие оценки: $\text{ENOB} = 23,4$, а $\text{SFDR} = 20,9$, что согласуется с выражением (3). Из формулы (2) можно также оценить SINAD, как

$$\text{SINAD} = 6,02 \cdot \text{ENOB} + 1,76 = 6,02 \cdot 23,4 + 1,76 = 142,6 \text{ (дБ)}.$$

Так как по определению $\text{SINAD} = 20 \cdot \lg U_c / U_{\text{ш}}$ реального АЦП, то, потенцируя, найдем абсолютный шум АЦП, приведенный ко входу:

$$U_{\text{ш}} = U_c / 10^{(\text{SINAD}/20)} = 10^7 / 10^{7,13} = 0,74 \text{ мкВ}.$$

Значения ENOB и SFDR сильно зависят от частоты выборок. Типичные значения SFDR для второй гармоники высокочастотного входного сигнала (70—90) дБ.

Помимо шумов квантования и шумов от нелинейных искажений, в быстродействующих АЦП присутствуют также и шумы σ_j от дрожания Δt_j апертур-ры тактовых сигналов, или джиттер, так как отсчеты проводятся в разные моменты времени тактового сигнала $f_{\text{вх}}$. Для гармонического входного сигнала

$$\sigma_j = \frac{2\pi}{2\sqrt{2}} \Delta t_j \cdot f_{\text{вх}} \cdot 2^n.$$

ГЛАВА 2

ЦИФРО–АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ЦАП)

В системах сбора данных (ССД) ЦАП используются как самостоятельно для преобразования кодов в электрические величины, так и как составная часть обратных аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Они отличаются точностью, быстродействием, аппаратными затратами и другими характеристиками. В данной главе рассматривается схемотехника наиболее распространенных интегральных ЦАП.

2.1. Параллельный ЦАП с матрицей весовых резисторов

Двоичной весовой матрицей резисторов называется резистивная матрица, в которой номиналы резисторов распределены по двоичному закону:

$$R_j = R \cdot 2^{j-1},$$

где $j = 0, 1, 2, \dots, n$ — номера разрядов; n — МЗР ЦАП. На рис. 17 представлена четырехразрядная секция ЦАП с весовыми резисторами, которая состоит из двоичной весовой матрицы $R-2R-4R-8R$, перекидных аналоговых ключей SA1-SA4, источника опорного напряжения (ИОН) $E_{\text{оп}}$, формирующего напряжение $U_{\text{оп}}$, и выходного операционного усилителя (ОУ) D1.

Если пренебречь сопротивлением замкнутых ключей, то такая резистивная матрица вместе с ИОН является источником *весовых разрядных токов* $I_j = U_{\text{оп}}/R_j$, которые суммируются на входе ОУ:

$$I_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n I_j \cdot a_j = \frac{U_{\text{оп}}}{R} \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^{j-1}} = \frac{U_{\text{оп}}}{R \cdot 2^n} N, \quad (1)$$

где a_j — значение двоичного разряда; n — разрядность ЦАП; N — код числа. Таким образом, напряжение на выходе D1, работающем в режиме преобразователя «ток-напряжение», составит

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{ос}} I_{\Sigma} = \frac{R_{\text{ос}} U_{\text{оп}}}{R \cdot 2^n} N. \quad (2)$$

Если $R_{\text{ос}} = R$, то $|U_{\text{вых}}|_{\text{max}} = U_{\text{оп}}$.

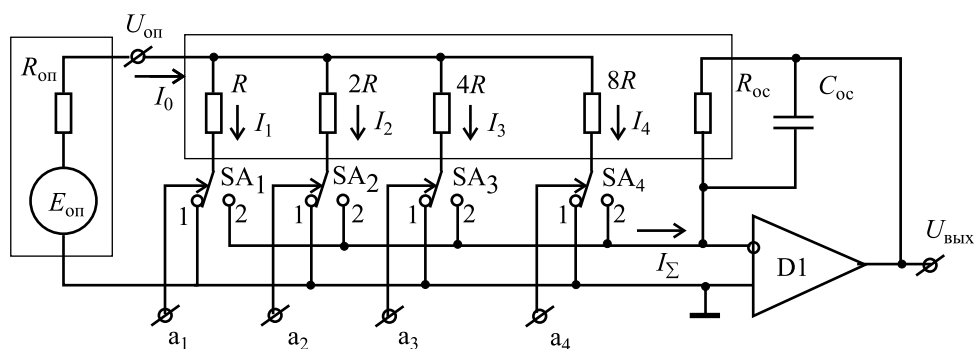


Рис. 17. Параллельный ЦАП с весовыми резисторами

Такой ЦАП обладает рядом особенностей.

1. Масштабный коэффициент преобразования и, следовательно, точность, как следует из выражения (2), не зависит от абсолютных значений номиналов резисторов, а зависят от стабильности отношений $R_{ос}/R$. Это предопределяет необходимость изготовления всех резисторов, включая $R_{ос}$, в едином технологическом цикле. Микроэлектроника обеспечивает стабильность отношений тонкопленочных резисторов во всех режимах на уровне не ниже 0,1%, хотя разброс абсолютных значений номиналов может достигать $\pm 50\%$.

2. Входное сопротивление матрицы не зависит от кода и остается постоянным и равным $R_{вх} = R \cdot 2^{n-1} / 2^n - 1 \approx R/2$, что снижает требования к выходному сопротивлению $R_{оп}$ ИОН.

3. Разрядные ключи SA1-SA4 работают практически под нулевым коммутируемым напряжением, что не приводит к перезаряду паразитных емкостей ключей и увеличивает быстродействие.

4. Отсутствует взаимовлияние между разрядами матрицы, что облегчает процесс подстройки резисторов в процессе изготовления.

5. Токковый выход ЦАП I_{Σ} зависит от номиналов резисторов, а следовательно, от температуры. У тонкопленочных резисторов ТКС составляет $\pm 35 \text{ ppm} \cdot \text{C}^{-1}$, а у поликремниевых значительно выше — $\pm 500 \text{ ppm} \cdot \text{C}^{-1}$.

Источниками погрешностей в ЦАП с весовыми резисторами являются нестабильность ИОН, нестабильность сопротивлений перекидных МОП-ключей в замкнутом состоянии и аддитивные погрешности ОУ ($U_{см0}$, $\Delta I_{вх}$).

1. Нестабильность ИОН, очевидно, не должна превосходить относительную величину младшего значащего разряда ЦАП, то есть $\delta(U_{оп}) \leq 2^{-n}$.

2. Погрешности перекидных МОП-ключей (рис. 18), обусловленные ненулевым начальным значением его сопротивлений r_0 в замкнутом состоянии (50—100 Ом), могут быть учтены в номиналах весовых резисторов при подстройке матрицы. Однако при изменении температуры изменение $\Delta r_0(T)$ не удается компенсировать, так как через МОП-ключи в разрядах текут разные

токи и рассеивается разная мощность. Наиболее высокие требования предъявляются к ключам старшего разряда. Например, при $\Delta r_0(T) = 20$ Ом и $R = 10$ кОм относительная погрешность с учетом веса старшего разряда составит $\Delta r_0(T)/R < 0,2\%$, что ограничивает точность на уровне 10 двоичных разрядов. В ряде случаев для минимизации влияния $\Delta r_0(T)$ в старших разрядах применяют параллельное включение нескольких МОП-ключей.

3. Аддитивные погрешности ОУ пересчитываются на выход как

$$\Delta U_{\text{вых}} = (U_{\text{см0}} + \Delta I_{\text{вх}}(\text{ОУ}) \cdot (R_{\text{ос}} || R_{\text{вх}})) \frac{R_{\text{ос}}}{R_{\text{вх}}}.$$

Основным недостатком ЦАП с весовыми резисторами является большой диапазон номиналов резисторов, так как $R_{j \max}/R_{j \min} = 2^{n-1}$. Общая сумма сопротивлений всех весовых резисторов составляет

$$R_{\Sigma} = (2^n - 1)R,$$

что при большом количестве разрядов обуславливает низкую технологичность и большую площадь матрицы. Кроме того, мощность, рассеиваемая резисторами, и токи, протекающие в них, также имеют диапазон 2^{n-1} . Все это приводит к трудностям поддержания необходимого соотношения резисторов в широком температурном диапазоне.

Радикальным способом уменьшить диапазон применяемых резисторов является применение лестничных или цепных резистивных делителей, как это делается в ЦАП на лестничных резистивных делителях, типичным представителем которых является матрица $R-2R$.

2.2. Параллельный ЦАП на матрице $R-2R$

При использовании в ЦАП матрицы $R-2R$ требуются резисторы только двух номиналов. Это дает определенные технологические преимущества. На рис. 19 представлена схема четырехразрядного ЦАП на матрице $R-2R$, который отличается от ЦАП с весовыми резисторами только самой резистивной матрицей.

Лестничный резистивный делитель $R-2R$ составлен таким образом, что передача разрядных напряжений от точки N_j к точке N_{j+1} осуществляется с коэффициентом 0,5. В этом нетрудно убедиться, сворачивая и разворачивая эквивалентную схему матрицы (рис. 20а), составленную исходя из того, что на

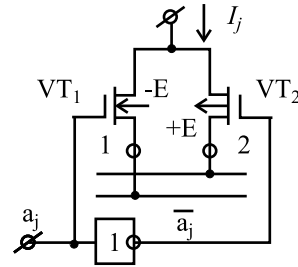
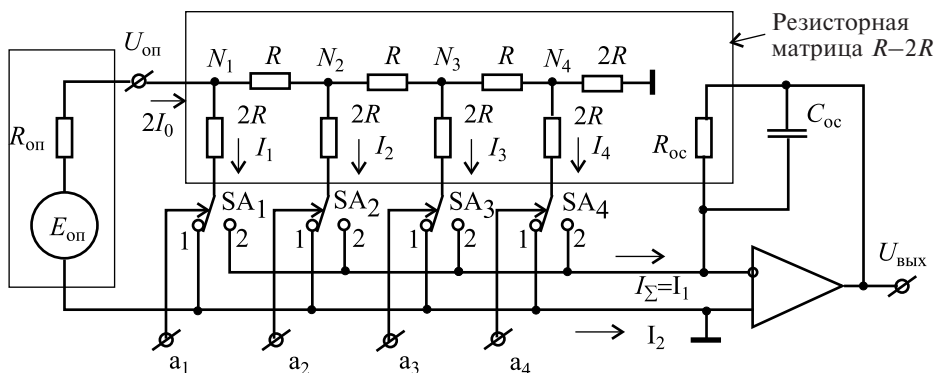
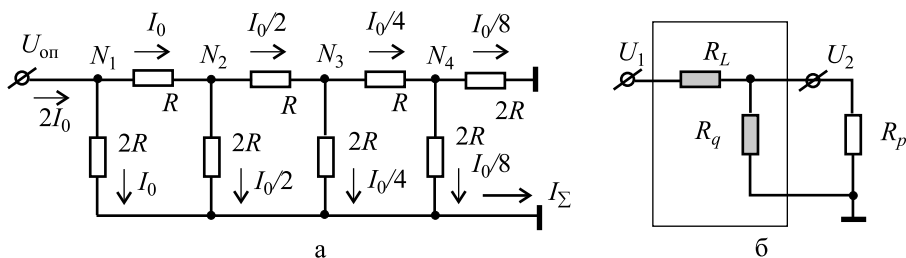


Рис. 18. Схема перекидного ключа на КМОП-транзисторах

Рис. 19. Параллельный ЦАП на матрице $R-2R$ Рис. 20. Эквивалентные схемы: а — матрицы $R-2R$; б — звена цепного делителя

инвертирующем входе ОУ имеется виртуальный нуль. Таким образом, потенциалы в точках N_j и разрядные токи I_j оказываются распределенными по двоичному закону:

$$I_j = \frac{U_{\text{оп}}}{2^{j-1} \cdot 2R}.$$

В результате несложных преобразований можно показать, что выходное напряжение составит

$$U_{\text{вых}} = -R_{\text{ос}} I_{\Sigma} = -R_{\text{ос}} \sum_{j=1}^n I_j \cdot a_j = -R_{\text{ос}} \sum_{j=1}^n \frac{U_{\text{оп}}}{2^{j-1} \cdot 2R} \cdot a_j = -\frac{R_{\text{ос}} U_{\text{ос}}}{R \cdot 2^n} N. \quad (1)$$

Таким образом, выходное напряжение преобразователя линейно зависит от кода N . Изменяя $R_{\text{ос}}$, можно изменить масштаб преобразования. Точковый выход $I_{\Sigma} = I_1$, как и в предыдущем случае, является нестабильным с вытекающим током, что исключает применение однополярных ОУ с положительным напряжением питания.

Матрица $R-2R$ является частным случаем лестничного или цепного делителя, основным звеном которого является Г-образная структура из резисторов R_L и R_q , которая нагружена на сопротивление нагрузки R_p (рис. 20б). При

синтезе звена делителя исходят из того, что звено должно удовлетворять двум условиям. Во-первых, условию наращиваемости и, во-вторых, условию фиксированного коэффициента передачи напряжения от звена к звену. Первое условие сводится к тому, что распределение потенциалов в узлах матрицы не должно меняться при присоединении дополнительных разрядов, то есть входное сопротивление звена должно быть постоянным и равным конечному сопротивлению матрицы R_p :

$$R_{\text{вх}} = R_L + (R_q \parallel R_p) = R_p = \text{const.} \quad (2)$$

Второе условие запишем так:

$$\alpha = \frac{U_2}{U_1} = \frac{(R_q \parallel R_p)}{R_L + (R_q \parallel R_p)} = \text{const.} \quad (3)$$

Решая уравнения (2) и (3) относительно R_L и R_p , получим:

$$R_L = \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} R_q; \quad (4)$$

$$R_p = \frac{(1 - \alpha)}{\alpha} R_q. \quad (5)$$

Задавая в уравнениях (4) и (5) $\alpha = 0,5$ и $R_q = 2R$, получим:

$$R_L = R, \quad R_p = 2R.$$

Достоинством указанного ЦАП является то, что суммарное сопротивление матрицы растет по линейному закону от числа разрядов и будет равно

$$R_{\Sigma} = 2Rn + 2R + R(n-1) = R \cdot (3n + 1)$$

В то же время для ЦАП с весовыми резисторами общее сопротивление матрицы растет по экспоненте:

$$R_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n R \cdot 2^{j-1} = R \cdot (2^n - 1).$$

Таким образом, выигрыш в площади кристалла или подложки для матрицы $R-2R$ составит

$$m = \frac{R \cdot (2^n - 1)}{R \cdot (3n - 1)} \approx \frac{2^n}{3n}.$$

Для $n = 10$ выигрыш в площади составляет более 30 раз.

Недостатком ЦАП на матрице $R-2R$ является взаимовлияние между разрядами, что затрудняет настройку.

Первый в мире интегральный 10-разрядный ЦАП на матрице $R-2R$ AD7250 (отечественный аналог 572 ПА1) был создан фирмой Analog Devices в

1973 г. и имел комплементарные токовые выходы. Для формирования стабильного выхода по напряжению требовался внешний ОУ (рис. 21). Впоследствии были созданы функционально-законченные ЦАП на 12 разрядов, содержащие не только встроенный ОУ, но и ИОН и входные регистры.

Применение в ЦАП перекидных МОП-ключей позволяет использовать широкий диапазон опорного напряжения, в том числе различной полярности. Как следует из выражения (1), такой ЦАП можно применить для перемножения двух операндов: аналогового ($U_{оп}$) на цифровой униполярный код (N). Передаточные характеристики ЦАП будет располагаться в двух квадрантах (рис. 22), а сам ЦАП в этом случае называется *двухквадрантным* или *умножающим*.

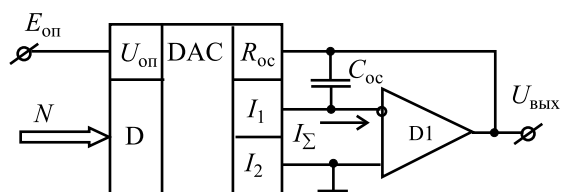


Рис. 21. Схема включения ЦАП с токовыми выходами

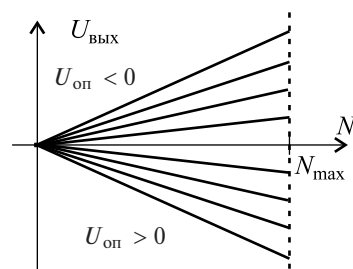


Рис. 22. Семейство передаточных характеристик умножающего ЦАП

В заключение обратим внимание на то, что рассмотренный метод синтеза цепного делителя позволяет создавать различные модификации ЦАП с новыми свойствами. Рассмотрим для примера структуру *комбинированного* 12-разрядного трехсекционного ЦАП (рис. 23). Каждая секция содержит четырехразрядную весовую матрицу, рассмотренную в разделе 2.1. Секции с эквивалентным сопротивлением R_q включены каскадно и связаны друг с другом через пассивный резистивный ослабитель. Требуется определить номиналы R_L и R_p .

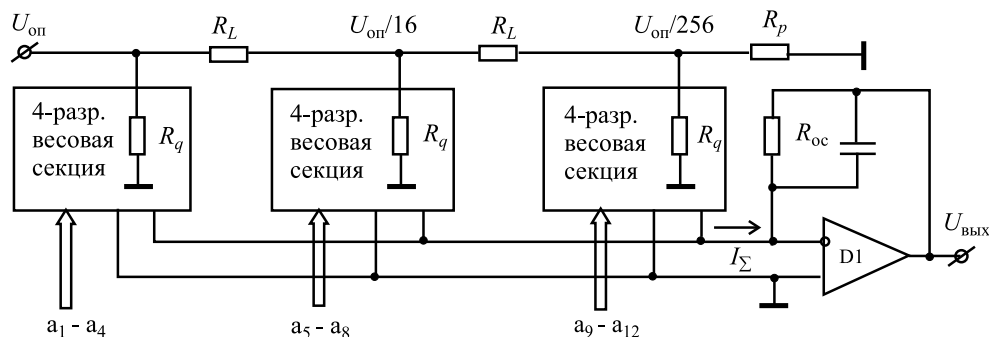


Рис. 23. 12-разрядный секционированный ЦАП с тремя четырехразрядными весовыми секциями

Величина входного сопротивления весовой матрицы R_q определяется параллельным сопротивлением весовых резисторов (в общем случае $R_q = 2^{n-1} R / (2^n - 1)$) и составит для четырехразрядной секции $R_q = 8R/15$ (см. рис. 19), а коэффициент ослабления в соответствии с весами секций должен составить $\alpha = 1/16$. Подставляя эти значения в выражения (4) и (5) найдем $R_L = 15R/2$, $R_p = 8R$. Таким образом, диапазон номиналов резисторов в комбинированном ЦАП не превышает 16, что облегчает его реализацию в интегральном исполнении. Кроме того, ЦАП легче подстраивать, и он, следовательно, будет иметь более высокую точность.

2.3. Параллельные ЦАП с токовыми ключами

Одной из проблем создания высокоточных ЦАП (14–16 двоичных разрядов) является создание высокостабильных ключей, так как разрядный ток старшего разряда должен формироваться с относительной точностью не ниже 2^{-n} . При использовании рассмотренных ранее МОП-ключей для уменьшения влияния сопротивления открытого ключа r_0 это можно сделать за счет увеличения номинала резисторной матрицы, что приводит к увеличению площади кристалла, паразитных постоянных времени и нежелательно. Другой путь состоит в использовании источников и «ключей» тока. Для этого источники одинаковых токов I_0 в разрядах a_j включаются последовательно с ключами тока SA_j , а суммирование токов проводится на несколько модифицированной матрице $R-2R$ в соответствии с весами разрядов (рис. 24а).

При использовании разрядных источников тока вследствие высокого выходного сопротивления источников разрядных токов влияние прямого сопротивления ключей будет крайне незначительно.

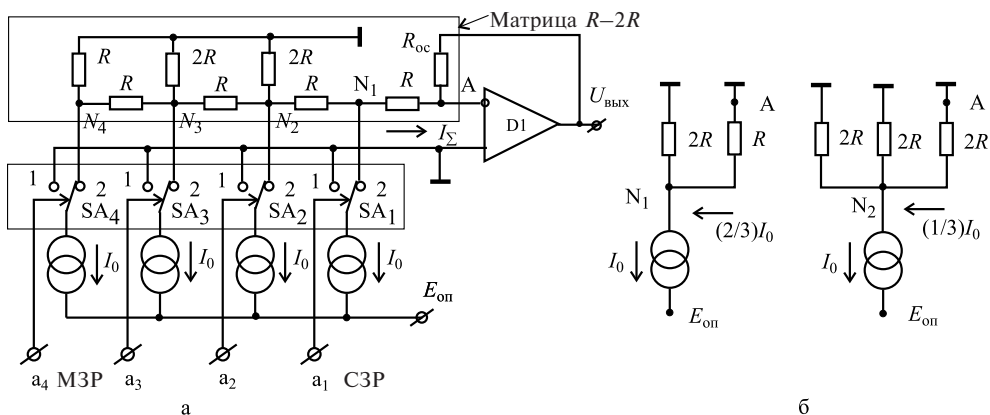


Рис. 24. Архитектура ЦАП на матрице $R-2R$ с источниками тока (а) и схемы замещения для узлов N_1 и N_2 (б)

Анализируя схемы замещения для матрицы для произвольного узла N_j (рис. 24б), можно показать, что для каждого источника тока нагрузка составляет $2R/3$, а ток от узла N_j к узлу N_{j-1} передается с коэффициентом 0,5. Тогда вклад j -го разряда в суммарный ток I_Σ составит

$$I_j = \frac{4}{3} I_0 \frac{1}{2^j}.$$

Следовательно, на основании принципа суперпозиции, справедливого для линейных схем:

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{ос}} I_\Sigma = \frac{4}{3} I_0 R_{\text{ос}} \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^j} = \frac{4}{3} I_0 R_{\text{ос}} \cdot N.$$

Рассмотренная архитектура ЦАП позволяет применять и более быстродействующие биполярные ключи. Известно, что наибольшим быстродействием и простотой обладают диодные ключи и ключи на биполярных транзисторах (БПТ). На рис. 25а показан принцип работы токового диодного ключа. Источник тока разрядного тока состоит из транзистора VT1 с эмиттерным сопротивлением R_0 , а токовый ключ включает диоды VD1—VD2. Коммутация тока I_0 из VD1 в VD2 и обратно осуществляется сигналом a_j с перепадами $\pm 0,8$ В относительно потенциала «земля». На рис. 25б приводится фрагмент ЦАП с источником разрядного тока и ключами на БПТ (диодные ключи заменены БПТ). Ключ SA1 и источник тока содержат транзисторную дифпару VT1—VT2 с эмиттерным сопротивлением R_0 . Коммутация тока из VT1 в VT2 и обратно осуществляется перепадами $\pm 0,8$ В относительно потенциала U_3 , а выходное сопротивление источника разрядного тока определяется сопротивлением обратно смещенного коллекторного перехода VT2 и составляет от десятков до сотен мегаом.

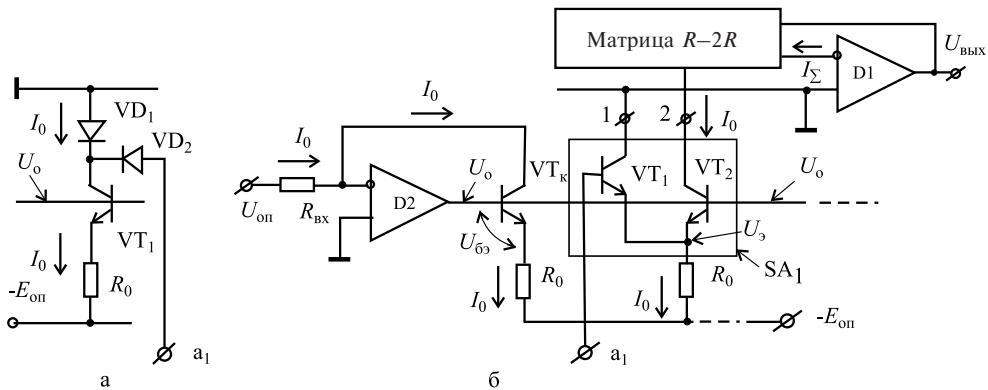


Рис. 25. Токовый диодный ключ (а) и фрагмент ЦАП с источниками тока на биполярных ключах (б)

Во время переключения напряжение $U_{\text{э}}$ в точке соединения эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 не изменяется, что позволяет избежать перезаряда паразитных емкостей и повысить быстродействие. Очевидно, что

$$I_0 = \frac{E_{\text{оп}} - U_{\text{э}}}{R_0} = \frac{E_{\text{оп}} - (U_0 - U_{\text{бэ}})}{R_0},$$

и, следовательно, ток I_0 должен зависеть от напряжения $U_{\text{бэ}}$, которое имеет температурный коэффициент минус (2,1÷2,4) мВ/С. В интегральных ЦАП для стабилизации I_0 во всем температурном диапазоне применяют схему стабилизации (термокомпенсации), которая состоит из дополнительного компенсационного транзистора VT_k , выполненного на одной подложке с остальными транзисторами и включенного в цепь ОС D2. Базо-эмиттерный переход транзистора VT_k является, по существу, температурным датчиком. Предполагается, что все разрядные транзисторы и компенсационный транзистор VT_k изготавливаются в едином технологическом цикле на одной подложке, имеют коррелированные характеристики и работают в одинаковых условиях. В силу этого все разрядные токи также одинаковы:

$$I_0 = I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{оп}}}{R_{\text{вх}}}$$

и будут зависеть только от опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ и резистора $R_{\text{вх}}$. Рассмотренную архитектуру имеют отечественные 12-разрядные ЦАП 1108 ПА-1 и 594 ПА-1 с временем установления не более 1 мкс. Заметим, что, меняя $U_{\text{оп}}$, можно согласовать ЦАП с любой серией цифровых элементов.

2.4. Сегментированные резистивные ЦАП и цифровые потенциометры

Базовые архитектуры ЦАП обладают определенными достоинствами и недостатками. На практике приходится комбинировать эти структуры для достижения наибольшей эффективности. Один из приемов — разбиение разрядной сетки на секции, каждая из которых отвечает определенной архитектуре построения ЦАП. Такой прием называется *сегментированием*. Проиллюстрируем такой подход на ряде схем.

На рис. 26 приводится пример построения семиразрядного сегментированного ЦАП с токовым выходом, в котором три старших разряда ($a_1 \div a_3$) проходят полную дешифрацию (3×8) в термометрический код $b_1 \div b_7$ (табл. 1), а четыре младших ($a_4 \div a_7$) реализуются на матрице $R-2R$.

Для уменьшения выбросов в выходных сигналах данные к разрядным ключам должны прикладываться синхронно по сигналу синхронизации f_c . Для

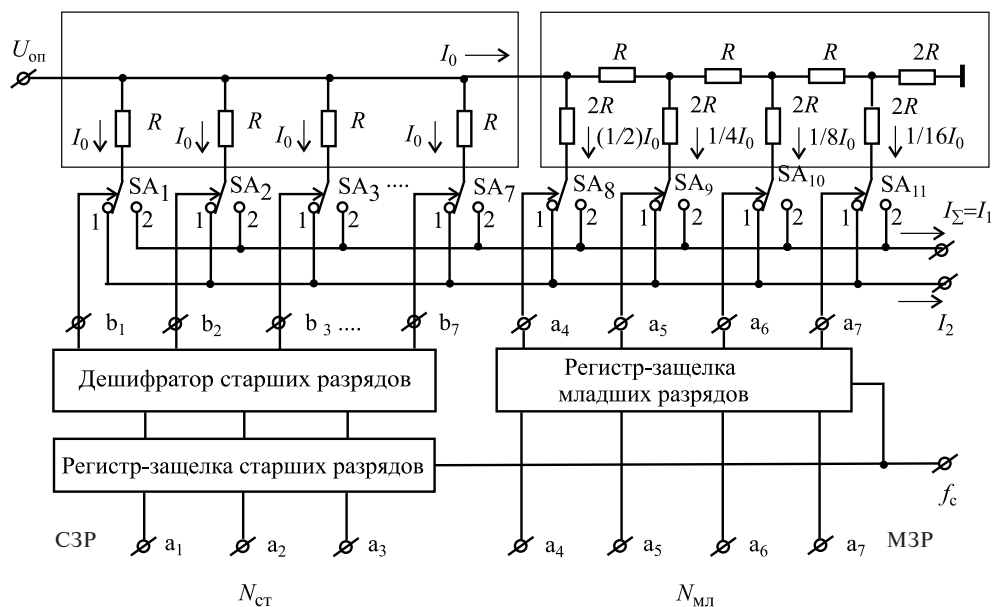


Рис. 26. Сегментированный параллельный ЦАП с комплементарными токовыми выходами

этого в схему вводятся дополнительные регистры-зашелки. На выходе ЦАП формируются комплементарные токи, которые при дифференциальной обработке позволяют подавить искажения четного порядка.

Таблица 1. Термометрический код

N_{10}	Термометрический код							Двоичный код		
	b1	b2	b3	b4	b5	b6	b7	a ₁	a ₂	a ₃
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Все более популярными становятся сегментированные ЦАП на основе так называемого резистивного делителя Кельвина (рис. 27а), состоящего из последовательно соединенных резисторов и многопозиционного ключа, управляемого

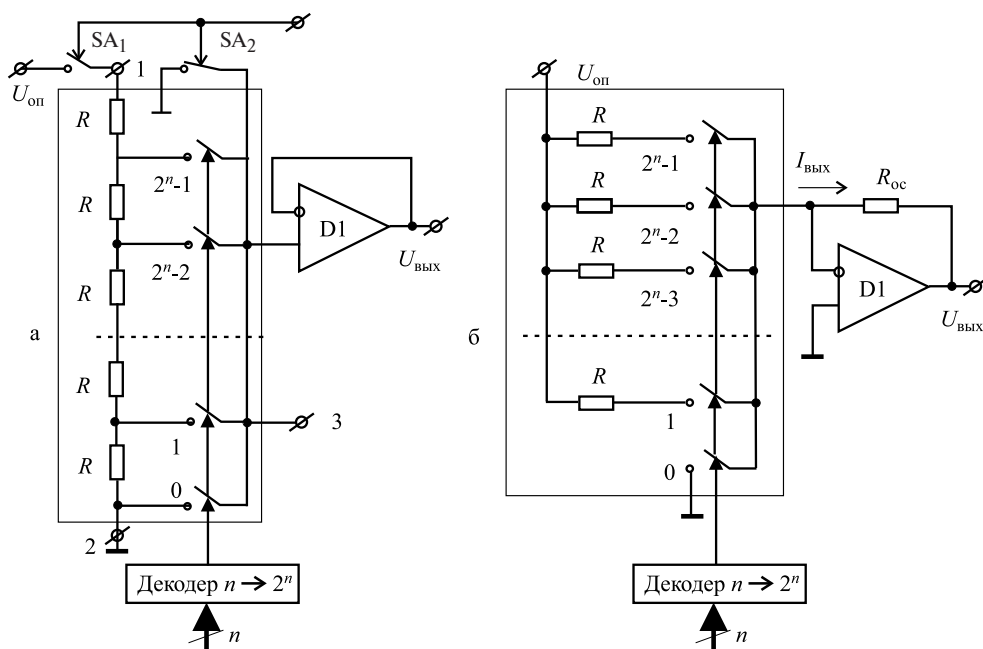


Рис. 27. Струнный ЦАП: а — с выходом по напряжению; б — с выходом по току

от декодера ($n \times 2^n$). Декодер преобразует n -разрядный двоичный код в термометрический код. Буферный повторитель D1 обеспечивает режим холостого хода (XX) для резистивного делителя. Такой ЦАП изначально обеспечивает монотонный выходной сигнал по напряжению (даже если одно из сопротивлений равно нулю, выход U_N не может превышать U_{N+1}). Иногда такой ЦАП называют *струнным*, или *строковым*. Экономичный (малопотребляющий) режим работы обеспечивается двумя дополнительными противофазными ключами Sa1-Sa2, управляемыми сигналом «Sleep».

Архитектура линейна, если все резисторы равны по величине, но может быть преднамеренно сделана нелинейной. Так как в момент переключения работают только два ключа (один включается, другой выключается), ЦАП обладает малым уровнем глитчей (выбросов) выходного сигнала (*low – glitch*):

$$U_{\text{вых}} = I_0 \cdot R_N = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n R} R \sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i} = U_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i} = U_{\text{оп}} N,$$

где R_N — сопротивление между землей и точкой подключения ОУ D1.

Аналогичный ЦАП с выходом по току показан на рис. 27б. Так как в момент переключения работает только один ключ, эта архитектура также обладает малым уровнем глитчей. Струнный ЦАП обладает большим быстродействием.

Существенным недостатком струнных ЦАП являются большие аппаратные затраты, и потому как самостоятельные многоразрядные преобразователи они не используются, но часто используются как компоненты более сложных *сегментированных* ЦАП, в которых часть выходного сигнала струнного ЦАП вновь поступает на делитель Кельвина (рис. 28а). При этом разрядная сетка разбивается на старшую (m разрядов) и младшую (k разрядов) ступени ($n = m + k$). Данная структура (иногда ее называют делителем Кельвина — Варлея) монотонна, если делитель второй ступени также монотонен. Младшая ступень осуществляет интерполяцию кванта старшего разряда, равного $U_{\text{оп}}/2^m$, на 2^k частей.

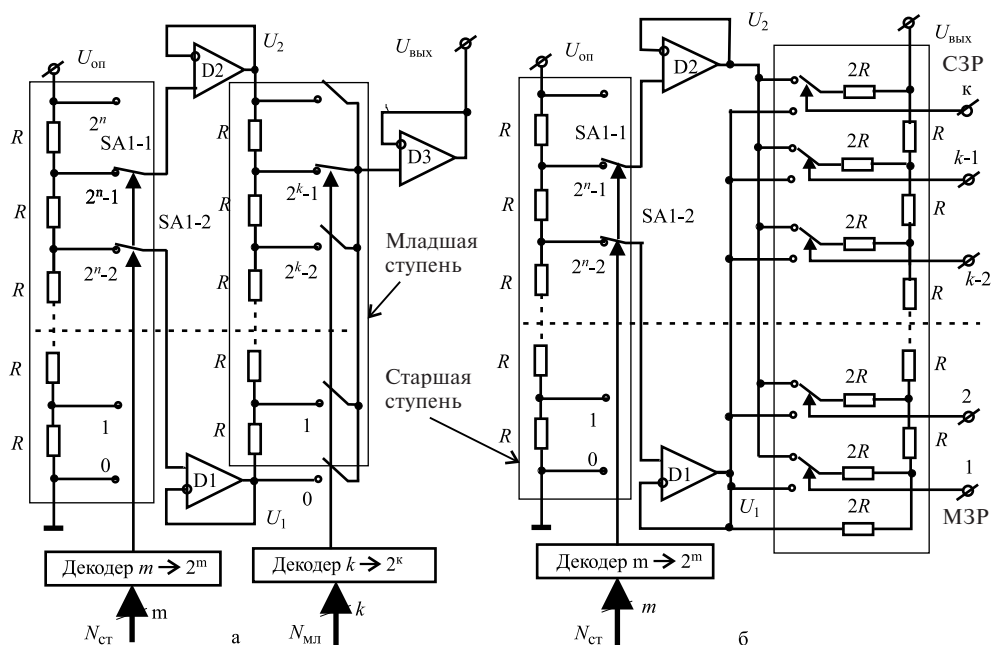


Рис. 28. Сегментированный ЦАП с выходом по напряжению: а — с делителем Кельвина — Варлея; б — с делителем Кельвина и матрицей $R-2R$

Другой вариант состоит в использовании во второй ступени обращенного ЦАП на матрице $R-2R$ (рис. 28б), когда в младшей ступени для управления ключами используется бинарный (весовой) код. Эта структура требует меньших аппаратных затрат. Однако для изготовления матрицы $R-2R$ высокого разрешения требуется тонкопленочная технология. Более сложные сегментированные трехсекционные ЦАП фирмы Analog Devices имеют разрешение в 14—16 двоичных разрядов с быстродействием до 160 MSPS (млн выборок/с).

Цифровые потенциометры

То обстоятельство, что в струнном ЦАП (см. рис. 27а) программируется, по существу, точка подключения вывода 3 между отводами 1 и 2, позволяет интерпретировать его как *цифровой потенциометр* (ЦПТ), который незаменим в микропроцессорных системах управления, так как позволяет не только избежать проблем с механическими потенциометрами (износ, дрейбзг контактов, дрейф, температурная чувствительность), но и использовать динамическое управление (рис. 29).

ЦПТ выпускаются многими зарубежными фирмами и могут содержать до шести независимых каналов с количеством резисторов в канале от 256 до 1024 с номиналами 5, 10, 50 и 100 кОм. ТКС поликремниевых резисторов составляет около $\pm 500 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, тонкопленочных $\pm 35 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Полоса пропускания резистивного делителя зависит от постоянной $\tau = C_n \cdot R$, где C_n — паразитная емкость, и составляет 10^4 — 10^6 Гц. В качестве ключей используются КМОП-ключи с минимальными сопротивлениями канала.

ЦПТ (см. рис. 29), как правило, содержит энергонезависимую память (ЭПЗУ). Есть потенциометры с перепрограммируемой памятью (что особенно удобно для систем с автокалибровкой, регулировкой усиления и т.п.) и потенциометры с однократно программируемой памятью. В некоторых моделях в память записываются данные о действительных номиналах резисторов делителя.

Некоторые отличия ЦПТ от механических потенциометров связаны с тем, что в них используются МОП-ключи:

- напряжение на выводах ЦПТ, как правило, не может превосходить напряжение питания;
- сопротивление «щетки» ЦПТ составляет 50—100 Ом и зависит от питания, что приводит к модуляции сопротивления и нелинейным искажениям ($\text{THD} < 0,01\%$);
- сопротивление МОП-ключей зависит от температуры: в режиме реостата $\text{TKC} \leq 300$ — $800 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, а в режиме потенциометра $\text{TKC} \leq 30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$;
- АЧХ ЦПТ определяется постоянной $\tau = C_n \cdot R$, где C_n — паразитная емкость, R — номинал сопротивления ЦПТ. Следовательно, для расширения АЧХ необходимо выбирать ЦПТ с минимальным сопротивлением МОП-ключей.

Некоторые области применения ЦПТ:

- построение многоразрядных ЦАП на сдвоенных ЦПТ (до 16 разрядов);
- оперативная цифровая регулировка усиления (например, схемы АРУ, регулируемые ИОН, стабилизаторы напряжения);

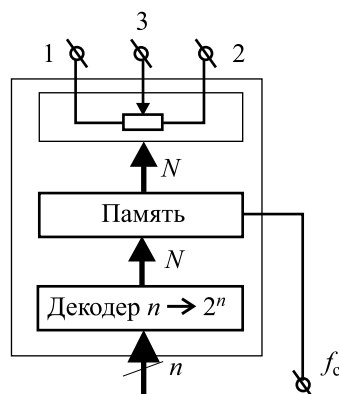


Рис. 29. Структура ЦПТ

- настройка частот и добротности фильтров, генераторов;
- настройка контрастности ЖКИ-индикаторов;
- корректировка аддитивных погрешностей ОУ и т.п.

Таблица ЦПТ приведена в Приложении 1.2.

2.5. ЦАП на коммутируемых конденсаторах

Ключи в умножающих ЦАП изготавливаются по МОП-технологии, а изготовление прецизионных резистивных делителей в этой технологии затруднено. Гораздо проще в МОП-технологии изготавливать МОП-емкости и на них перераспределять заряды в соответствии с весами разрядов. Так появились ЦАП на коммутируемых конденсаторах.

ЦАП с коммутируемыми конденсаторами имеет еще ряд преимуществ по сравнению с ЦАП на тонкопленочных резисторных матрицах. Это связано в первую очередь с тем, что исключается процесс лазерной подстройки тонкопленочных резисторов, который значительно увеличивает стоимость ЦАП. Преимущество этих ЦАП состоит также в том, что их точность и линейность определяется прежде всего соотношением площадей конденсаторных пластин, то есть качеством фотолитографии. Стабильность интегральных конденсаторов также выше, чем у тонкопленочных резисторов (табл. 2).

Таблица 2. Характеристики тонкопленочных резисторов и МОП-конденсаторов (при 5 мкм топологии)

Параметры	Резисторы	Конденсаторы
Абсолютная точность (%)	± 5	$\pm(1-2)$
Относительная точность (%)	$\pm(1-2)$	$\pm 0,1$
Температурная стабильность (ppm $\cdot$ 1/°C)	± 1500	$\pm(20-30)$
Влияние напряжения (ppm $\cdot$ 1/V)	$\pm(200-800)$	$\pm(20-30)$

В целом согласование температурных характеристик МОП-конденсаторов может быть лучше, чем $1 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, что обеспечивает высокую температурную стабильность. Схема четырехразрядного ЦАП на коммутируемых конденсаторах представлена на рис. 30.

Схема состоит из четырех конденсаторов C_1, C_2, C_3, C_4 , взвешенных по двоичному закону. В общем виде при n -разрядном ЦАП j -й разряд содержит емкость

$$C_j = \frac{C_0}{2^{j-1}} = 2C_0 \frac{1}{2^j},$$

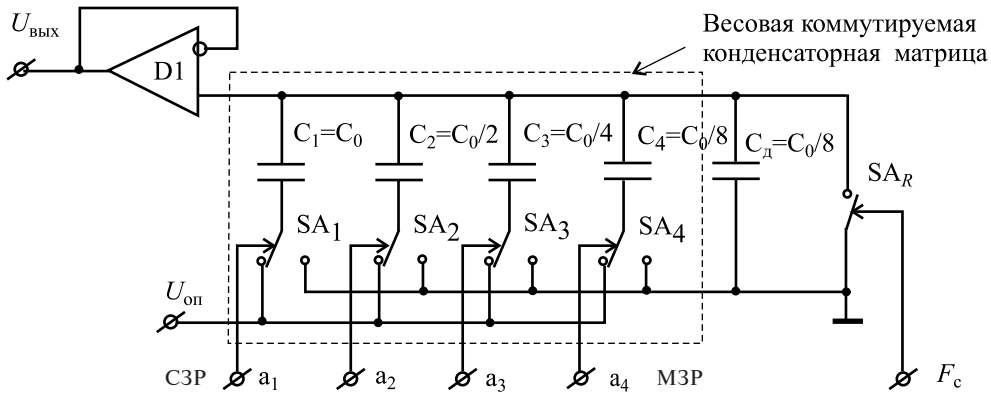


Рис. 30. Параллельный ЦАП на коммутируемых конденсаторах

где C_0 — емкость СЗР. Также в схеме имеется дополнительный оконечный согласующий конденсатор C_d , емкость которого равна емкости конденсатора младшего разряда:

$$C_d = 2C_0 \frac{1}{2^n}.$$

Преобразователь имеет n аналоговых разрядных переключателей (на схеме $SA_1 \dots SA_4$) и дополнительный переключатель SA_R , определяющий режим работы ЦАП. Для получения напряжения $U_{\text{вых}}$, пропорционального коду $N = a_1 a_2 a_3 a_4$, на выходе конденсаторной матрицы установлен операционный усилитель D1 в режиме повторителя напряжения. Таким образом, общая емкость конденсаторной матрицы

$$C_{\Sigma} = \sum_j C_j + C_d = 2C_0.$$

Работа схемы осуществляется в два этапа.

1. Замыкается ключ SA_R , а на ключи $SA_1 \dots SA_4$ подается преобразуемый код. При этом если в j -м разряде код 1, то конденсатор C_j подключается к напряжению $U_{\text{оп}}$, если $a_i = 0$, то конденсатор C_j подключается к «земле». Таким образом, на конденсаторе C_j накапливается заряд $q_j = C_j \cdot U_{\text{оп}} \cdot a_j$.
2. Размыкается ключ SA_R и все разрядные ключи $SA_1 \dots SA_4$ замыкаются на землю, то есть все конденсаторы соединяются параллельно. При этом общий суммарный заряд конденсаторной матрицы будет составлять

$$q_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n q_j = \sum_{j=1}^n C_j U_{\text{оп}} = 2 \cdot \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^j} \cdot C_0 U_{\text{оп}} = 2C_0 U_{\text{оп}} \cdot N.$$

При этом постоянное напряжение на конденсаторах, а следовательно, на входе и выходе ОУ составит

$$U_{\text{вых}} = \frac{q_{\Sigma}}{C_{\Sigma}} = \frac{2C_0 U_{\text{оп}} \cdot N}{2C_0} = U_{\text{оп}} \cdot N,$$

где

$$C_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n \frac{C_0}{2^{j-1}} + \frac{C_0}{2^{n-1}} = \left(C_0 + \frac{C_0}{2} + \frac{C_0}{4} + \frac{C_0}{8} + \frac{C_0}{8} \right) = 2C_0.$$

На этом этап преобразования заканчивается и схема переходит в режим хранения накопленного заряда. Для длительного хранения результата преобразования к выходу ЦАП этого типа следует подключать качественный ОУ или дополнительное качественное УВХ, что является некоторым недостатком схемы. Другим недостатком является большая площадь кристалла конденсаторной матрицы в многоразрядных ЦАП. Впрочем, эта проблема решается в *многосекционных* ЦАП с коммутируемыми конденсаторами.

На рис. 31 приводится двухсекционный восьмиразрядный ЦАП. Он содержит две одинаковые весовые коммутируемые конденсаторные матрицы с конденсатором связи $C_{св}$ и усилитель заряда на D1 с разрядным ключом SA_R . В исходном состоянии все конденсаторы матрицы разряжены.

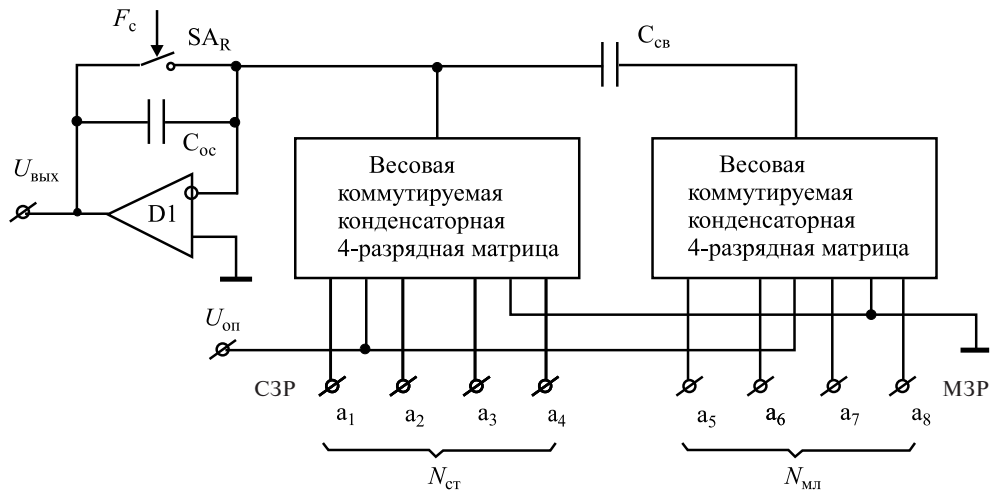


Рис. 31. Двухсекционный ЦАП на коммутируемых конденсаторах

Можно показать, что при $C_{св} = C_0/8$ коэффициент передачи заряда от младшей секции к старшей составит $1/16$ и

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} \frac{2C_0}{C_{\text{ОС}}} \left(N_{\text{СТ}} + \frac{1}{16} N_{\text{МЛ}} \right).$$

Если $C_{\text{ОС}} = 2C_0$, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} \left(N_{\text{СТ}} + \frac{1}{16} N_{\text{МЛ}} \right).$$

В промышленных ЦАП для достижения высокой точности и линейности дополнительные встроенные конденсаторы малой емкости могут подключаться параллельно основным разрядным конденсаторам или отключаться от них в соответствии с алгоритмом автокалибровки.

Общая проблема применения конденсаторов в ЦАП состоит в том, что разряд конденсаторов за счет токов утечки делает непригодным ЦАП с коммутируемыми конденсаторами для общих приложений. В силу этих причин ЦАП на переключаемых конденсаторах применяются в основном в составе АЦП.

2.6. Биполярные ЦАП

Для преобразования биполярного кода в аналоговый сигнал необходимо иметь дополнительный знаковый разряд. В биполярном преобразовании наиболее часто используются двоичные коды в следующих форматах:

- знак плюс модуль числа;
- двоичный код со смещением.

Рассмотрим структуры биполярного ЦАП в формате «знак плюс модуль числа».

В зависимости от типа ЦАП его биполярную работу можно осуществить различными способами, например с помощью переключения полярности опорного напряжения $U_{оп}$ в зависимости от дополнительного разряда $signN$, характеризующего знак входного кода (рис. 32). Рассмотрим для определенности параллельный ЦАП с токовыми комплементарными выходами. Цифровой сигнал на входе ЦАП представлен в формате «знак плюс модуль числа». Для коммутации полярности $U_{оп}$ на D2 собран знакоинвертор. При этом ЦАП должен работать с разнополярными $U_{оп}$, то есть быть умножающего типа.

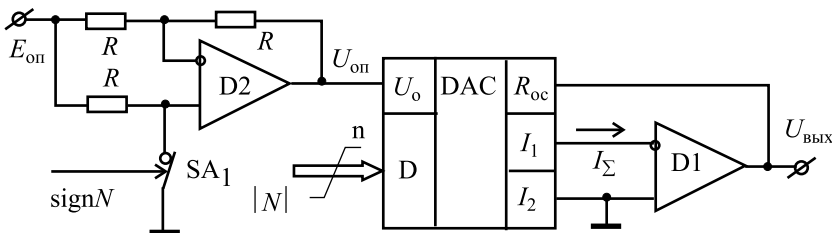


Рис. 32. Биполярный ЦАП с дополнительным знаковым разрядом и с коммутацией $U_{оп}$

Если ЦАП работает только с $U_{оп}$ одной полярности, то переключатель полярности выходного напряжения устанавливается на выходе ЦАП и схема приобретает вид, показанный на рис. 33. И в этом случае знакоинвертор на D2, управляемый знаковым разрядом $signN$, определяет полярность $U_{ВЫХ}$.

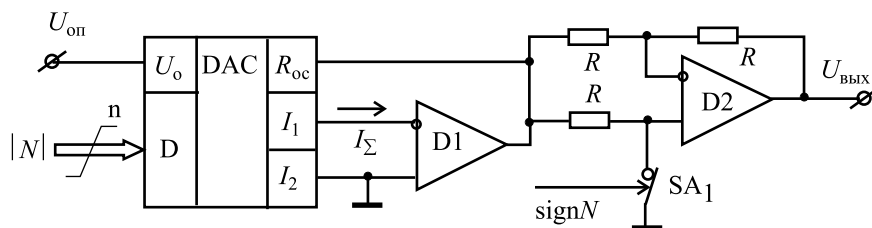


Рис. 33. Биполярный ЦАП с дополнительным знаковым разрядом и с коммутацией $U_{\text{вых}}$

Передаточная характеристика биполярного ЦАП с дополнительным знаковым разрядом $\text{sign}N$ располагается в двух квадрантах и представлена на рис. 34а. Диапазон представимых чисел составляет $\pm(2^n - 1)$. Однако схемы, работающие с кодом в формате «знак плюс модуль числа», имеют сдвоенный ноль, так как $+0$ и -0 совпадают, что является недостатком схемы.

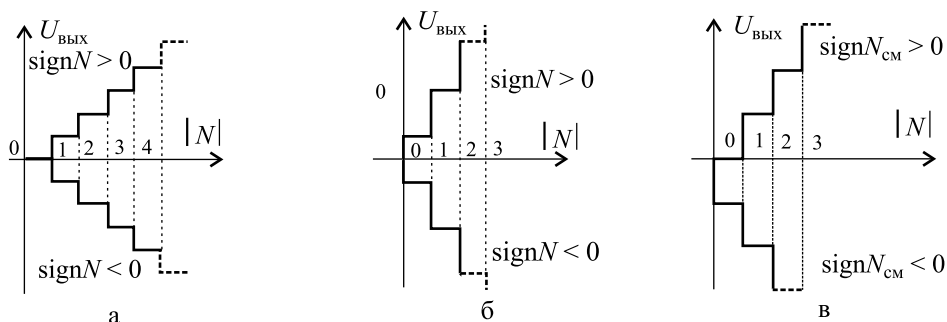


Рис. 34. Передаточные характеристики биполярного ЦАП: а — с дополнительным знаковым разрядом и коммутацией напряжений; б — без дополнительного знакового разряда; в — со смещенным кодом на входе

Обойтись без коммутации напряжений и несколько упростить схему можно, используя комплементарные токовые выходы ЦАП (рис. 35). На D2 происходит инверсия тока I_2 , а следовательно, D1 для токов I_1 и I_2 работает как дифференциальный преобразователь «ток-напряжение». Знак разности токов

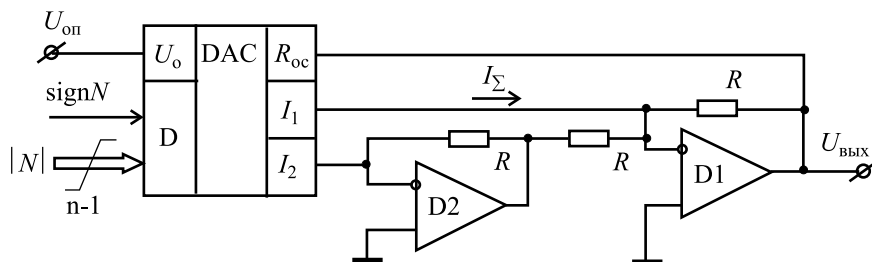


Рис. 35. Биполярный ЦАП без коммутации напряжений

и полярность передаточной характеристики будут определяться значением старшего разряда кода $\text{sign}N$ (рис. 34б). При этом диапазон кодируемых чисел при одинаковой разрядности ЦАП уменьшится вдвое, а квант МЗР, наоборот, увеличится вдвое. В отличие от схем с дополнительным знаковым разрядом схема на рис. 35 не имеет нуля.

Метод смещения нуля

Обычно в процессоре отрицательные двоичные числа представляются в дополнительном коде. Таким путем, например, с помощью восьми двоичных разрядов можно закодировать числа в диапазоне от -128 до $+127$. Поскольку на входе ЦАП необходим униполярный код, дополнительный код сдвигают на полдиапазона, то есть $+128$. В этом случае кодируются числа в диапазоне $0 \text{—} +255$. Такое представление чисел со знаком называется смещенным кодом, а его синтез производится простой инверсией старшего разряда дополнительного кода. Соответствие рассмотренных кодов и аналоговых величин иллюстрируется табл. 3.

Таблица 3. Соответствие кодов и аналоговых величин биполярного ЦАП

Десятичный код	Входной код		Относительный выходной сигнал
	Дополнительный код	Смещенный код	
+127	01111111	11111111	127/255
+1	00000001	10000001	1/255
Ноль	00000000	10000000	0
-1	11111111	01111111	-1/255
-127	10000001	00000001	-127/255
-128	10000000	00000000	128/255

Таким образом, коды отличаются цифрой в старшем знаковом разряде, который для смещенного кода интерпретируется как $\text{sign}N_{\text{см}}$. Разрядность кода n включает и знаковый разряд.

Чтобы получить выходной сигнал правильной полярности, необходимо осуществить обратный сдвиг выходного сигнала на полшкалы, что осуществляется на дополнительном сумматоре D2 (рис. 36).

На рис. 34в представлена передаточная характеристика биполярного ЦАП со смещением на полшкалы. В двоичном коде со смещением слово, в котором все разряды равны 0 (то есть 00...00), соответствующее отрицательному значению полной шкалы, при вычислениях не используется. Однако этот код может использоваться при настройке и контроле преобразователя.

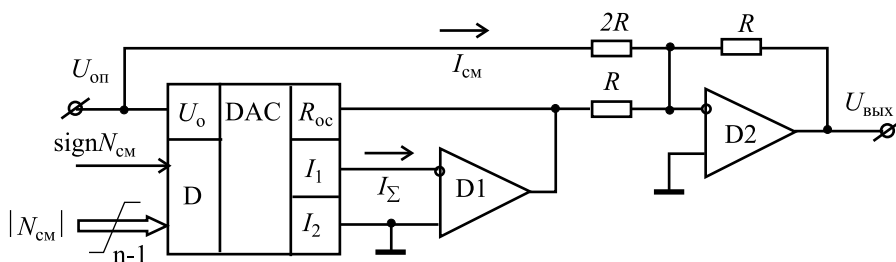


Рис. 36. Биполярный ЦАП со смещенным кодом на входе

Достоинством кода со смещением на полшкалы является то, что он хорошо согласован с входным и выходным сигналами ЦВМ, более удобен при вычислениях, чем числа в формате «знак плюс модуль», и к тому же в нем ноль представлен только одной кодовой комбинацией.

Основным недостатком двоичного кода со смещением является существование главного перехода вблизи нуля (изменяются все разряды при переходе от 01...11 к 10...00). В статическом режиме это приводит к погрешности линейности, так как они более вероятны в точках основных переходов. А в динамическом режиме из-за разной скорости включения и выключения всех разрядов могут происходить значительные выбросы аналогового сигнала.

Таблица интегральных ЦАП приведена в Приложении 1.3.

ГЛАВА 3

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (АЦП)

3.1. Классификация АЦП

Классификация АЦП основана на том, как во времени протекает процесс преобразования аналогового сигнала в код. АЦП ССД отличаются большим разнообразием и в них применяются все три известных метода измерения аналоговых величин:

- метод считывания;
- метод последовательного счета;
- метод сравнения и вычитания.

В соответствии с используемым методом АЦП относят к той или иной группе (рис. 37).

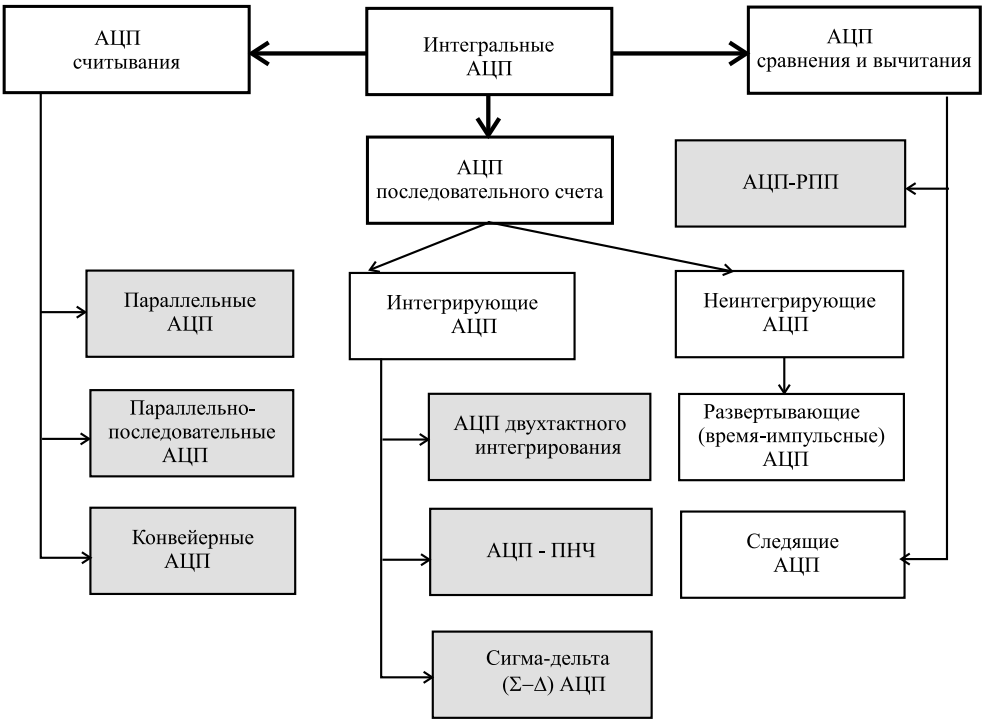


Рис. 37. Архитектуры интегральных АЦП для ССД

АЦП считывания (flash АЦП) обладают наибольшей скоростью преобразования, но невысокой разрешающей способностью (до 10 бит). Применяя методы свертки, можно поднять разрешающую способность АЦП считывания до 14—16 бит (pipeline или конвейерные АЦП).

АЦП последовательного счета делятся на неинтегрирующие и интегрирующие (dual slope АЦП и сигма-дельта АЦП). Первые отличаются простотой и средним быстродействием, а вторые — высокой чувствительностью, хорошей помехозащищенностью, но низким быстродействием. Показания интегрирующих АЦП пропорциональны среднему значению входного напряжения за время измерения. Применение процессорных методов обработки позволяет достичь сверхвысокой чувствительности (до 24 бит) и повысить быстродействие.

В преобразователях сравнения и вычитания (SAR АЦП) входное напряжение уравнивается по цепи ОС. Эти АЦП нашли широкое применение в измерительных системах благодаря хорошим показателям по точности, быстродействию и аппаратным затратам.

Характеристики наиболее распространенных типов интегральных АЦП в плоскости «разрешение — частота дискретизации» приведены на рис. 38.

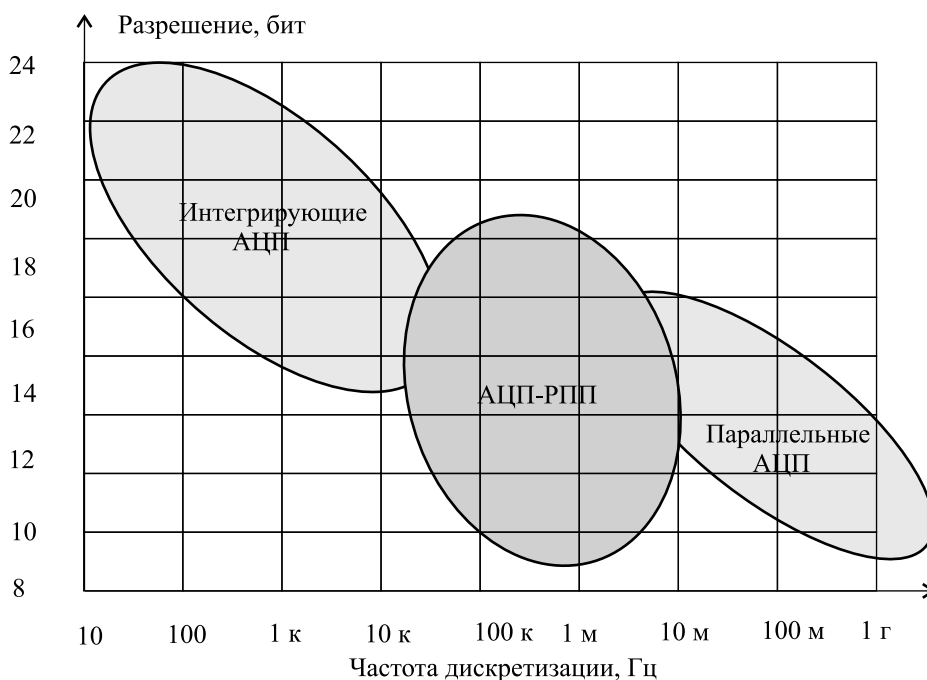


Рис. 38. Характеристики АЦП различной архитектуры

3.2. Быстродействующие АЦП

Быстродействующими принято считать АЦП со частотой дискретизации выше 10 МГц (10 MSPS). Область применения таких АЦП — видеотехника, цифровая обработка сигналов, цифровые осциллографы, анализаторы спектра, медицинская электроника. Наиболее перспективными для этих отраслей считаются «конвейерные» АЦП, которые строятся на основе базового параллельного АЦП.

3.2.1. Параллельные АЦП

В основе работа данного АЦП лежит метод считывания. Поэтому параллельные АЦП также называют АЦП считывания. В процессе преобразования входная аналоговая величина сравнивается с помощью $(2^n - 1)$ компараторов с набором $(2^n - 1)$ эталонных напряжений, формируемым резистивным делителем Кельвина (рис. 39а).

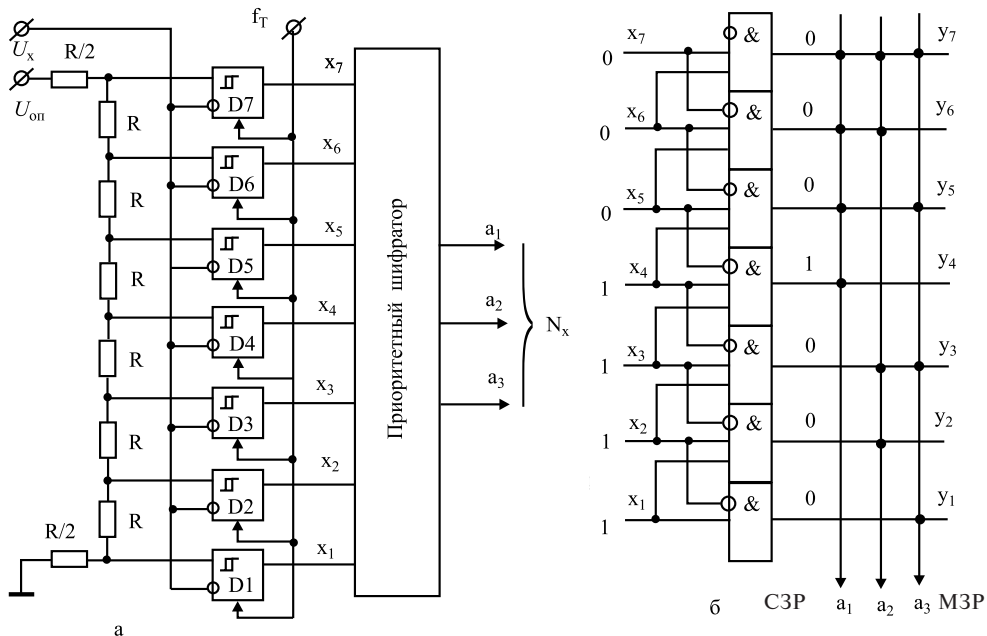


Рис. 39. Трехразрядный параллельный АЦП: а — структурная схема; б — приоритетный шифратор

Код $x_7, x_6, \dots, x_1$ на выходе компараторов $D7, D6, \dots, D1$ называют термометрическим или термокодом (табл. 4). Термокод в дальнейшем может быть

преобразован в обычный двоичный код a_1, a_2, a_3 дешифратором с помощью очевидных соотношений

$$a_3 = \overline{x_1 x_2} + \overline{x_3 x_4} + \overline{x_5 x_6} + x_7;$$

$$a_2 = \overline{x_2 x_4} + x_6;$$

$$a_1 = x_4,$$

где a_1 — СЗР.

Таблица 4. Коды, формируемые в параллельном АЦП

$\frac{U_x}{U_{\text{оп}}}$	Термокод							Двоичный код			Код «1 из 7»						
	x_7	x_6	x_5	x_4	x_3	x_2	x_1	a_1	a_2	a_3	y_7	y_6	y_5	y_4	y_3	y_2	y_1
<1/8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<2/8	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
<3/8	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
<4/8	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
<5/8	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<6/8	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0
<7/8	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
<1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

При увеличении разрядности объем дешифратора сильно возрастает (экспоненциально). Поэтому в многоразрядных АЦП применяют специальный *приоритетный дешифратор* (рис. 40б), который состоит из двух ступеней. Первая ступень, состоящая из трехвходовых схем «И», вначале преобразует термокод в код «1 из 7», или в так называемую «бегущую единицу» (см. табл. 4). Каждая из схем «И» связана с двумя соседними схемами прямым и инверсными сигналами. Таким образом, высокий уровень сигнала будет только на выходе старшей схемы «И». Вторая ступень реализуется на схемах проводного «ИЛИ». Этим достигается повышение помехоустойчивости параллельного АЦП. С этой же целью вводится стробировка компараторов по тактам f_T .

Резистивная сетка (СР) параллельного АЦП должна быть изготовлена из низкоомных резисторов, с тем чтобы входные токи компараторов не влияли на уровни пороговых напряжений, и иметь достаточно высокую точность. Для монолитных АЦП, например, можно использовать резисторы, изготовленные по технологии ионного легирования с точностью порядка 0,3% и стабильные в широком диапазоне температур.

Параллельные АЦП являются многоканальными структурами и их инструментальная погрешность определяется точностью выполнения СР, погрешностями эталонного источника и компараторов (гистерезис, изменение порога

чувствительности в заданном диапазоне температур), взаимовлиянием между компараторами, что ограничивает разрешающую способность АЦП на уровне 8—10 двоичных разрядов.

Параллельные АЦП имеют большой объем аналогового оборудования, который растет пропорционально 2^n , и большую потребляемую мощность (для быстродействующих АЦП на GaAs мощность достигает единиц ватта). Однако параллельные АЦП обладают громадным быстродействием.

Действительно, быстродействие АЦП (время преобразования $T_{\text{пр}}$) определяется временем срабатывания компараторов и задержкой распространения сигнала в логических схемах:

$$T_{\text{пр}} = T_{\text{кп}} + \sum_{i=1}^s \tau_{\text{лс}_i},$$

где $T_{\text{кп}}$ — максимальное время срабатывания компараторов; $\tau_{\text{лс}_i}$ — задержка распространения сигнала в логических схемах; s — количество последовательно соединенных логических схем. У современных параллельных АЦП частота дискретизации достигает 1 ГГц. Параллельные АЦП применяются в основном для скоростных процессов с частотой дискретизации более 100 МГц (время преобразования менее 0,01 мкс). По этой причине их иногда называют видео-АЦП или флэш-АЦП.

Для повышения разрешающей способности быстродействующих преобразователей параллельных АЦП применяют комбинированные параллельно-последовательные АЦП, которые используют недорогую КМОП-технологии и имеют производительность до нескольких сотен MSPS при разрешении до 14 разрядов.

3.2.2. Последовательно-параллельные и конвейерные АЦП

Параллельно-последовательные АЦП состоят из нескольких однотипных каскадов на основе базовых параллельных АЦП/ЦАП. Структурная схема простейшего двухступенчатого параллельно-последовательного АЦП представлена на рис. 40. В первой ступени, содержащий АЦП-1, осуществляется грубое кодирование, а во второй ступени, содержащий АЦП-2 — точное и процесс преобразования распределен в пространстве. Измеряемое напряжение U_x подается на вход параллельного АЦП-1, на выходе которого вырабатывается код N_1 разрядностью n_1 . Код N_1 подается на быстродействующий параллельный ЦАП, на выходе которого вырабатывается квантованное напряжение U_1 , пропорциональное коду n_1 . Таким образом,

$$N_1 = \text{ent}(U_x / h_1),$$

где ent — операция выделения целой части; h_1 — квант младшего разряда АЦП-1.

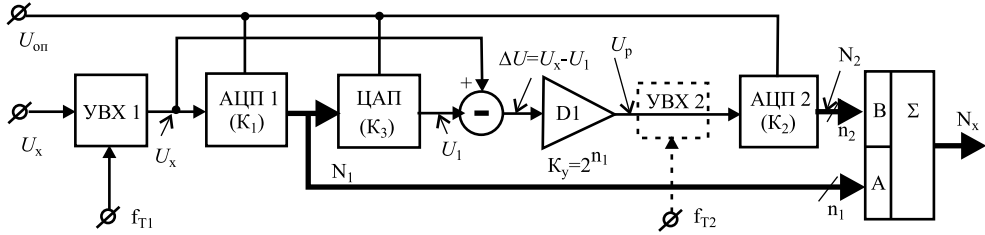


Рис. 40. Последовательно-параллельный (конвейерный) АЦП

Усиленная с помощью диффузителера D1 в 2^{n_1} разность $U_p = (U_x - U_1)2^{n_1}$ подается на АЦП-2, который оцифровывает это разностное напряжение в код N_2 разрядностью n_2 . Чтобы с уверенностью достигать разрешения больше, чем восемь разрядов, применяется цифровая коррекция (коды N_1 и N_2 в дальнейшем суммируются, или «сшиваются», или состыковываются в сумматоре). В процессе преобразования U_x надо поддерживать неизменным с помощью устройства выборки и хранения (УВХ-1). Так как процесс распространения сигналов в схеме протекает асинхронно, то реализуется максимальное быстродействие. Очевидно, объем оборудования последовательно-параллельного АЦП по сравнению с параллельным АЦП уменьшается во много раз.

Процесс преобразования можно представить системой уравнений:

$$\begin{aligned} N_{\text{вых}} &= K_{\Sigma} N_1 + N_2; \\ N_1 &= \text{ent}(K_1 U_x + \Delta_1); \\ N_2 &= \text{ent}(U_x - U_1) \cdot K_y \cdot K_2 + \Delta_2; \\ U_1 &= N_1 K_3 + \Delta_3, \end{aligned} \quad (1)$$

где K_1, K_2, K_3, K_y — номинальные коэффициенты передачи соответствующих блоков; K_{Σ} — коэффициент передачи цифрового сумматора по входу А; Δ_j — погрешности преобразования звеньев. С точностью до Δ_2 (погрешность АЦП-2)

$$N_{\text{вых}} = K_{\Sigma} N_1 + K_2 K_y (U_x - N_1 K_3 - \Delta_3). \quad (2)$$

При выполнении соотношений

$$\begin{aligned} K_{\Sigma} &= K_y \cdot K_1 \cdot K_3, \\ K_y (U_x - U_1) &\leq U_{\text{оп}}, \end{aligned} \quad (3)$$

пренебрегая Δ_3 (погрешность ЦАП), получаем:

$$EN_{\text{вых}} = K_2 K_y U_x.$$

Таким образом, погрешность АЦП-1 (Δ_1) при выполнении условия (3) на результат преобразования не влияет, а влияние погрешности АЦП-2 (Δ_2) тем меньше, чем больше коэффициент K_y . Однако в силу условия (3) значение K_y ограничено сверху:

- 1) дифференциальной нелинейностью АЦП-1 ($\Delta h_1 \leq (1,2 - 1,5)h_1$ (рис. 41));
- 2) динамическим изменением входного сигнала U_x за время установления напряжения U_1 .

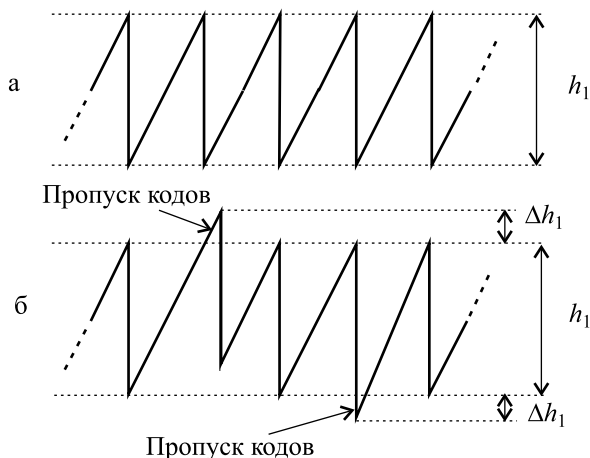


Рис. 41. Диаграмма остаточного напряжения ΔU : а — при идеальном АЦП1; б — при нелинейном АЦП1

Поэтому K_y выбирают из выражений (3) с некоторым запасом, а на входе АЦП устанавливают УВХ. Для согласования отсчетов с помощью сумматора осуществляют перекрытие шкал на один-два разряда. Если перекрывается один разряд, то вес СЗР АЦП-2 должен быть равен весу МЗР АЦП-1. При этом суммарная разрешающая способность последовательно-параллельного АЦП уменьшится на число перекрывающихся разрядов. Разумеется, полный двоичный сумматор нужен лишь для перекрывающихся разрядов, а младшие разряды АЦП-2 передаются на выход непосредственно. Это может упростить сумматор.

Из формулы (2) следует, что основным источником погрешности является ЦАП (Δ_3). Вот почему ЦАП является мерой точности, и, следовательно, точность последовательно-параллельного АЦП не может быть выше точности ЦАП.

Особые требования в последовательно-параллельных АЦП предъявляются к дифференциальному усилителю D1: он должен иметь одинаковые и стабильные коэффициенты передачи по обоим входам, а быстродействие его должно быть выше быстродействия параллельного АЦП.

Частоту дискретизации последовательно-параллельных АЦП можно увеличить в несколько раз, если ввести синхронизацию между предыдущей и последующей ступенями. Для этого между ступенями вводят дополнительные внутренние УВХ (на рис. 40 УВХ-2 показано пунктиром). Это и будет так

называемый *конвейерный* (pipeline) АЦП, в котором процесс преобразования разделен во времени между ступенями. Термин «конвейерная архитектура» означает способность последующей ступени обрабатывать данные от предыдущей ступени в течение любой части такта «выборка-хранение». Сигналы выборки на УВХ1 и УВХ2 поступают в разные моменты времени, разделенными временем распространения сигнала по АЦП-1 и ЦАП. Пока первая ступень на рис. 40 обрабатывает текущую выборку, вторая обрабатывает предыдущую. Информация на выходе появляется с некоторой задержкой (на два такта синхронизации), что, впрочем, не мешает реконструкции сигнала. Однако в системах реального времени это может быть неприемлемо. Примером конвейерного АЦП может служить отечественный 12-разрядный АЦП 1446 ПВ 2У с частотой дискретизации 8 МГц.

Важной проблемой для конвейерных АЦП является сохранение их характеристик при низких частотах выборки, так как при низких частотах выборки увеличивается время хранения внутренних УВХ и возрастает погрешность. Это препятствует применению конвейерных АЦП в мультиплексированном и однократном режимах систем сбора данных.

На рис. 42 представлена схема синхронного конвейерного АЦП, в который входит только один параллельный АЦП. Это позволяет ценой некоторого снижения быстродействия еще больше уменьшить объем оборудования.

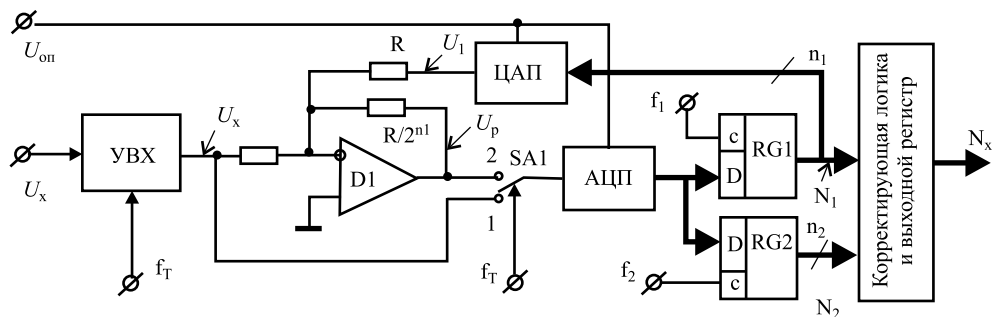


Рис. 42. Последовательно-параллельный синхронный АЦП

Преобразование осуществляется за два этапа. На первом (ключ SA1 находится в положении 1) параллельный АЦП формирует старшие разряды кода N_1 , которые по f_1 записываются в регистр RG1 и одновременно поступают на параллельный быстродействующий ЦАП. Таким образом формируется напряжение U_1 и разность U_p , которая на втором этапе (ключ SA1 переключается в положение 2) вновь поступает на тот же параллельный АЦП и обеспечивает формирование младших разрядов кода N_2 . Код N_2 по f_2 записывается в регистр RG2. Выходная логика необходима, как и в конвейерном АЦП, для согласования отсчетов, а точность ЦАП должна соответствовать кванту МЗР.

Частным случаем последовательно-параллельных АЦП является приведенный на рис. 43 фрагмент n -каскадного АЦП конвейерного типа, где в каждом каскаде применяется одноразрядный АЦП (компаратор D_j), одноразрядный ЦАП (аналоговый ключ SA_j) и операционные усилители OY_j , включенные по дифференциальной схеме с умножением разности сигналов на два (в соответствии с весами секций).

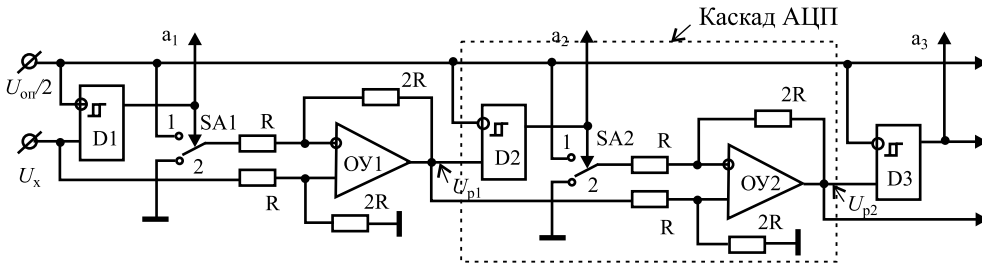


Рис. 43. Конвейерный АЦП на одноразрядных АЦП и ЦАП

Ключи SA_j в зависимости от значения бита a_j данного разряда подключают к инвертирующему входу ОУ: либо потенциал нуля (при $a_j = 0$), либо потенциал эталонного источника $U_{оп}/2$ (при $a_j = 1$). На другой вход OY_j поступает сформированный в предыдущем каскаде разностный сигнал $U_{p(j+1)}$ (на первый каскад поступает U_x).

Разностный сигнал в соответствии с итерационным алгоритмом Шенона постепенно сводится к нулю. В результате можно записать

$$2 \left\{ 2 \left[2 \dots 2 \left(U_x - \frac{U_{оп}}{2} a_1 \right) - a_2 \frac{U_{оп}}{2} - \dots a_{n-2} \frac{U_{оп}}{2} \right] - a_{n-1} \frac{U_{оп}}{2} \right\} - a_n \frac{U_{оп}}{2} \approx 0.$$

После свертки получим:

$$2^n \cdot U_x = 2^n \cdot U_{оп} \cdot \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^j},$$

$$U_x = U_{оп} \cdot N_x.$$

Отсюда:

$$N_x = \frac{U_x}{U_{оп}}.$$

Инструментальная погрешность АЦП зависит в основном от погрешностей компараторов и усилителей. Для получения точного коэффициента усиления $K = 2$ необходимо, чтобы сопротивление резистора R , подключенного к инвертирующему входу ОУ, выполнялось с учетом сопротивления замкнутого ключа K_i во всем температурном диапазоне АЦП. У интегральных АЦП все элементы

выполняются по монолитной технологии, включая резистивные делители. Существующие технологии изготовления аналоговых ключей, ОУ и компараторов позволяют получить точность АЦП на уровне 12 разрядов ($n = 12$).

При анализе быстродействия в каждом каскаде следует учитывать задержку срабатывания компаратора t_{31} , задержку переключения ключей t_{32} и частоту среза ОУ $f_{\text{ср}}$. Поскольку процесс преобразования асинхронный, то время преобразования

$$T_{\text{пр}} = \sqrt{\left(\frac{n+1}{2\pi f_{\text{ср}}} \cdot \ln 2\right)^2 + t_{31}^2 + t_{32}^2}.$$

Применение данного АЦП конвейерного типа позволяет получить:

- оптимальную последовательность поразрядного уравнивания (так называемый алгоритм Шенона) и минимальный объем оборудования;
- однородный элементный состав, что существенно для интегрального исполнения схемы.

3.3. Неинтегрирующие АЦП уравнивания

Неинтегрирующие АЦП уравнивания являются наиболее распространенными преобразователями и удовлетворяют большинству измерительных задач. Они строятся на основе отработанных параллельных ЦАП, обладают высокой точностью, средним быстродействием, простой архитектурой, а АЦП с регистром последовательных приближений (РПП) до настоящего времени является промышленным стандартом в области ССД.

В АЦП уравнивающего преобразования входное напряжение U_x в процессе преобразования уравнивается тем или иным способом напряжением $U_{\text{ос}}$, формируемым в цепи обратной связи (ОС). Данные АЦП являются устройствами с отрицательной ОС и содержат три блока: компаратор D1, ЦАП в ОС и схему управления (рис. 44).

В цепи ОС наиболее часто используется линейный ЦАП со статической передаточной характеристикой

$$U_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{оп}}}{N_{\text{max}}} \cdot N = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n} \cdot N,$$

где $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение ЦАП ($U_x \leq U_{\text{оп}}$); N — код на входе ЦАП ($N_{\text{max}} = 2^n - 1$); n — разрядность ЦАП. В момент уравнивания входного напряжения U_x напряжением $U_{\text{ос}}$ выполняется равенство

$$U_x = U_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{оп}}}{N_{\text{max}}} \cdot N$$

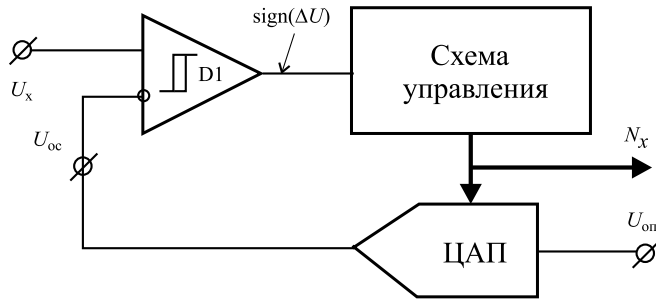


Рис. 44. Структурная схема АЦП уравнивающего преобразования

и, следовательно, выходной код N_x оказывается пропорциональным входному напряжению

$$N_x = \frac{U_x}{U_{\text{оп}}} \cdot N_{\text{max}} = k U_x.$$

Как в любой системе, охваченной ООС, статическая погрешность АЦП будет определяться погрешностью ЦАП и смещением компаратора. Наличие точных параллельных ЦАП и стабильных схем сравнения позволяет строить 14—16-разрядные АЦП.

В зависимости от алгоритма работы устройства управления различают три классических структуры АЦП уравнивания:

- АЦП развертывающего уравнивания,
- АЦП следящего уравнивания,
- АЦП поразрядного уравнивания (или АЦП последовательных приближений).

3.3.1. АЦП развертывающего уравнивания

В АЦП развертывающего уравнивания (рис. 45а) в качестве устройства управления используется счетчик (СТ). В *циклическом* режиме непрерывно работающий счетчик совместно с ЦАП формирует так называемую «цифровую» (квантованную) пилу или линейно нарастающее напряжение («цифровую» развертку) длительностью $T_{\text{пр}} = 2^n / f_0$ (рис. 45б). В момент смены знака расхождения $\text{sign}(\Delta U) = \text{sign}(U_x - U_{\text{оп}})$ срабатывает компаратор D1 и текущее значение кода счетчика $N_{\text{ст}}$ переписывается в выходной регистр RG. Затем цикл преобразования повторяется.

Таким образом, АЦП фиксирует мгновенные значения входного сигнала на интервале дискретизации, равном $T_{\text{пр}}$. Частоту тактовых импульсов f_0 следует выбирать из условия завершения переходных процессов в ЦАП и компа-

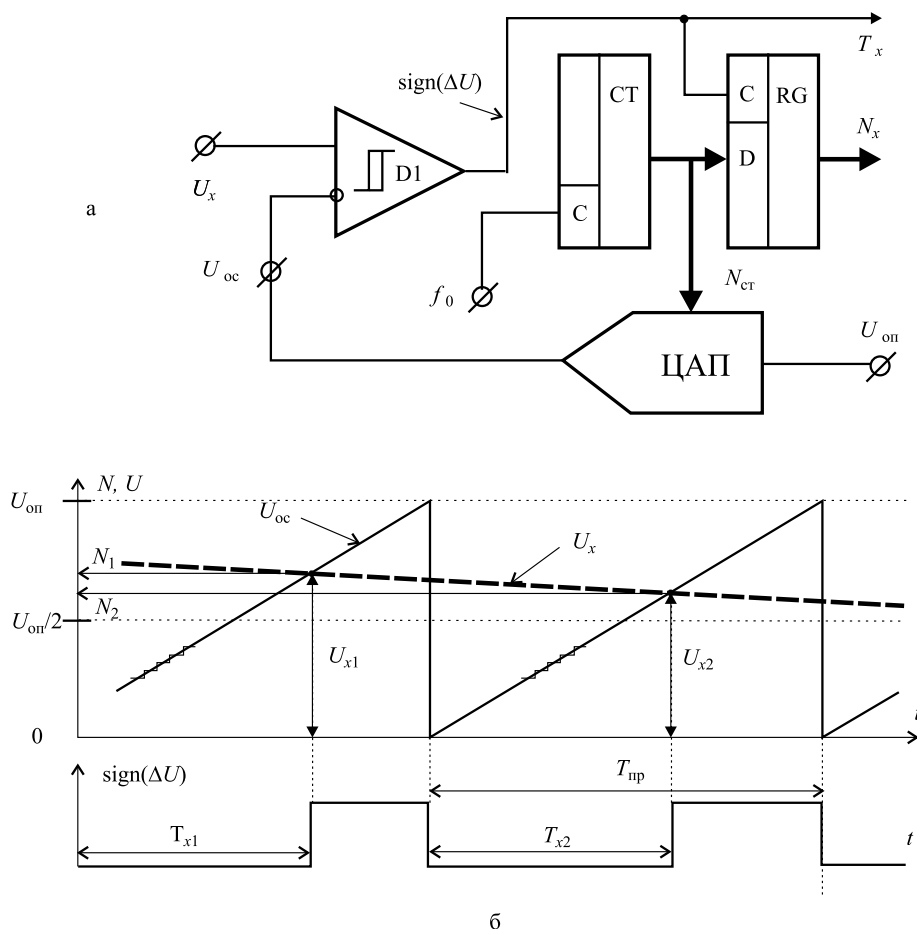


Рис. 45. АЦП развертывающего уравнивания: а — структурная схема; б — временная диаграмма

раторе D1. Например, при $n = 10$, $f_0 = 1$ МГц $T_{пр}$ составит около 1 мс, что соответствует частоте дискретизации около 1 кГц. Для многих процессов такое быстродействие является вполне достаточным. Как следует из временных диаграмм, в процессе преобразования входная величина U_x преобразуется в промежуточный параметр — пропорциональный временной интервал T_x , который удобно передавать потребителю по однопроводной линии связи:

$$T_x = \text{sign}(\Delta U) = \frac{U_x}{U_{оп} \cdot f_0}.$$

Кроме циклического, возможен и *ациклический* однократный режим преобразования, когда счетчик СТ начинает считать по команде «Пуск», а заканчивает в момент уравнивания. В этом случае результат преобразования будет храниться в счетчике до прихода новой команды «Пуск».

Основное достоинство данной схемы — возможность работать в многоканальном (мультиплексном) режиме (рис. 46). Счетчик по-прежнему работает в циклическом режиме, что обеспечивает формирование цифровой пилы в точке $U_{ос}$, которая сравнивается с входными сигналами U_{xj} в блоке компараторов. Данные и адрес канала выдаются на общую шину (ОШ) в момент срабатывания компаратора любого канала по сигналу «Разрешение». Количество каналов практически не ограничено.

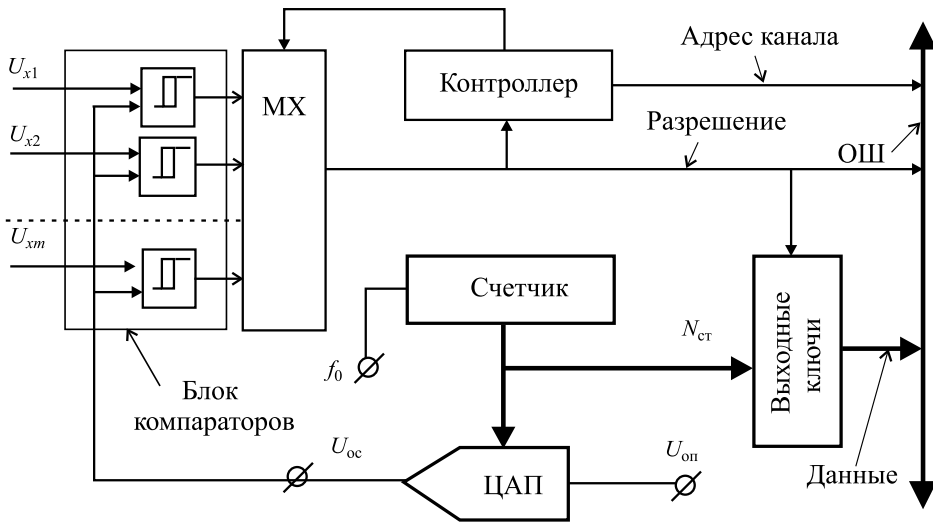


Рис. 46. Увеличенная структурная схема АЦП разветвляющего уравнивания в мультиплексном режиме

Максимально допустимая скорость изменения входного сигнала может быть оценена на основе очевидного выражения

$$\left| \frac{dU_x}{dt} \right|_{\max} \cdot T_{\text{пр}} \leq \Delta_{\max},$$

где $\Delta_{\max}$ — допустимая погрешность дискретизации. В рассмотренном примере при $U_{\text{пр}} = 10$ В и $\Delta_{\max} \leq U_{\text{оп}}/2^n$ (квант младшего разряда) скорость изменения входного сигнала не должна превышать 10 мВ/мс. Некоторого уменьшения $T_{\text{пр}}$ можно достичь, применив ациклический режим работы в каждом канале.

3.3.2. АЦП следящего уравнивания

Иногда такой АЦП называют АЦП дифференциального кодирования. В АЦП следящего уравнивания (рис. 47а) в устройстве управления устанавливается реверсивный счетчик (СТ), направление счета которого (сложение или

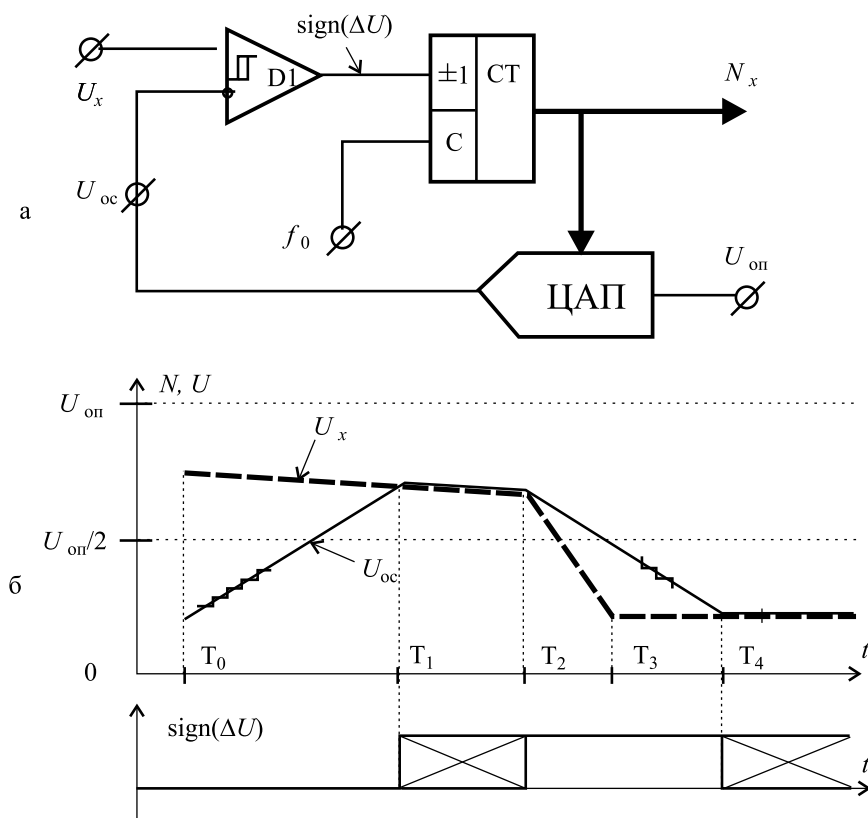


Рис. 47. АЦП следящего уравнивания: а — структурная схема; б — временная диаграмма

вычитание) определяется знаком рассогласования $\text{sign} \Delta U$. При общей отрицательной ОС цифровая следящая система стремится свести рассогласование к нулю (рис. 47б). В установившемся режиме содержимое СТ с точностью до кванта МЗР пропорционально U_x . Однако во время переходных процессов возникают динамические погрешности, и, следовательно, информация (код) достоверна только при рассогласовании $|\Delta U| \leq \Delta p$, где $\Delta p = U_{оп}/2^n$ — квант младшего разряда преобразователя.

Для уменьшения времени переходных процессов в следящих ЦАП иногда применяют так называемое пропорциональное управление, то есть большие рассогласования отрабатывают с большими частотами f_c , а небольшие — с меньшими. С этой целью в схему встраивают ГУН с характеристикой вида

$$f_c = K|\Delta U|.$$

Основное достоинство АЦП следящего уравнивания — большое быстродействие в режиме слежения, так как отрабатывается только приращение

входной величины, а не сама величина, и возможность считать выходной код в любой момент времени. АЦП следящего преобразования обычно является хорошим выбором для оцифровки сигналов реального мира, так как большинство сигналов в физических системах не склонны к скачкообразному изменению. Основной недостаток — неэффективная работа в мультиплексном режиме. АЦП следящего уравнивания в виде отдельных ИМС не выпускаются, но используются для построения преобразователей «угол-код» на базе вращающихся трансформаторов и сельсинов.

3.3.3. АЦП поразрядного уравнивания

В англоязычной литературе такой АЦП называют SAR-ADC (successive approximation register). В АЦП поразрядного уравнивания в качестве устройства управления применяется *регистр последовательных приближений*. РПП реализует так называемый алгоритм последовательных приближений, или алгоритм Шеннона (рис. 48а). В основе алгоритма лежит принцип дихотомии, то есть последовательное сравнение преобразуемой величины с набором мер, распределенных по двоичному закону от ее максимального значения. На первом такте схемой управления всегда включается старший разряд ЦАП a_1 , то есть устанавливается код 100..0 и формируется U_{oc} , соответствующее весу этого разряда $U_{oc} = U_{on}/2$. В зависимости от результата сравнения этот разряд на втором такте T_2 сбрасывается или запоминается в РПП и включается следующий разряд a_2 (с весом $U_{on}/4$) и т.д. Подобным образом идет процесс до n -го такта. На каждом такте сравнения $T_1, T_2, T_3...$ вырабатывается сигнал $\text{sign}(\Delta U)$, поступающий в РПП.

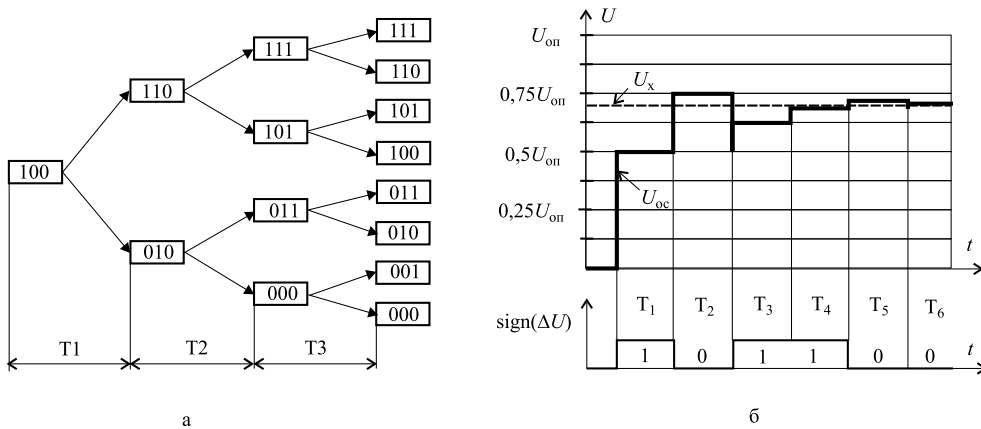


Рис. 48. АЦП последовательных приближений: а — диаграмма Шеннона для трех разрядов; б — временная диаграмма

Временная диаграмма уравнивания АЦП—РПП с одинаковой длительностью тактов приведена на рис. 48б. Процесс уравнивания можно отразить также рекуррентной формулой

$$\left\{ \left[\left(\left(U_x - a_{n-1} \cdot \frac{U_{on}}{2^1} \right) - a_{n-2} \cdot \frac{U_{on}}{2^2} \right) - a_{n-3} \cdot \frac{U_{on}}{2^3} \right] - \dots - a_0 \cdot \frac{U_{on}}{2^n} \right\} = 0,$$

где a_j — значение j -го разряда (0 или 1).

Равенство (1) выполняется с точностью до кванта младшего разряда $\Delta p = U_{on}/2^n$ и, следовательно:

$$U_x = a_{n-1} \cdot \frac{U_{on}}{2^1} + a_{n-2} \cdot \frac{U_{on}}{2^2} + \dots + a_0 \cdot \frac{U_{on}}{2^n} = U_{on} \sum_{j=0}^{n-1} a_j \cdot 2^j = \frac{U_{on}}{2^n} \cdot N_x.$$

Алгоритм Шеннона реализуется с помощью РПП. В состав РПП (рис. 49) входит кольцевой сдвиговый регистр RG1 из n информационных и дополнительных служебных разрядов и набор RS-триггеров с логическими схемами «И» на входах. Регистр RG2 является также регистром результата.

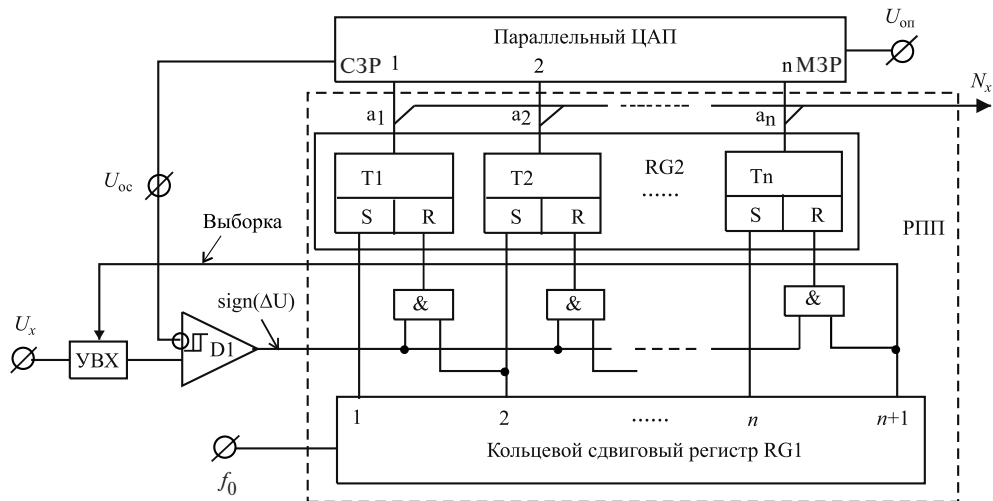


Рис. 49. Структурная схема АЦП последовательных приближений

РПП выпускается также в виде отдельных микросхем, что позволяет создавать АЦП—РПП нужной конфигурации из «россыпи» микросхем. На входе АЦП необходимо УВХ.

С развитием технологии КМОП в новых АЦП—РПП все большее распространение получают более технологичные ЦАП на коммутируемых

конденсаторах. Как известно, их линейность и стабильность определяется площадями конденсаторов (стабильностью процессов фотолитографии) и намного выше, чем у тонкопленочных резисторных матриц. Одновременно ЦАП на коммутируемых конденсаторах играет роль УВХ (см. раздел 2.5).

На рис. 50 приведена укрупненная структурная схема четырехразрядного АЦП—РПП, содержащая весовую конденсаторную матрицу, трехпозиционные разрядные ключи SA1—SA4, вспомогательные ключи S1, S2 и S3, компаратор D1 и РПП. Суммарная емкость конденсаторной матрицы составляет $2C$. Работа АЦП протекает в три этапа.

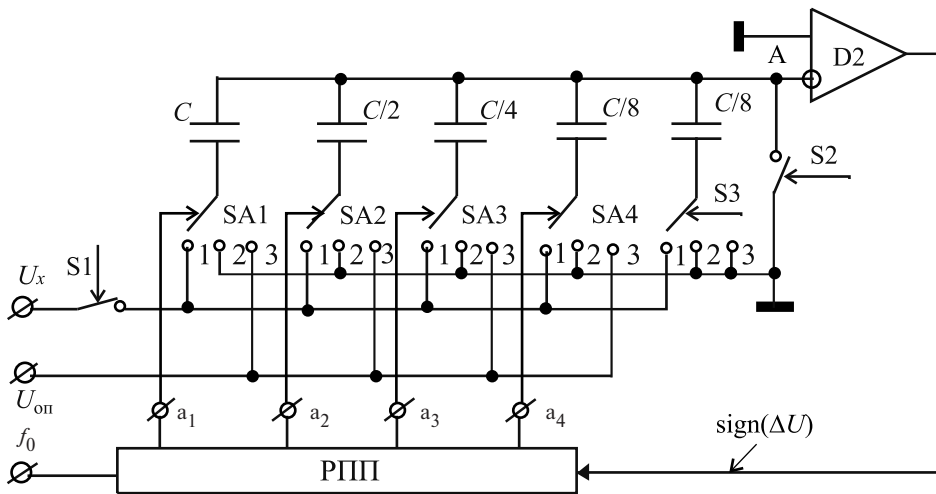


Рис. 50. Четырехразрядный АЦП—РПП с ЦАП на коммутируемых конденсаторах

На первом этапе S1, S2 замкнуты, а разрядные ключи SA1—SA4 и S3 находятся в положении 1 и конденсаторная матрица заряжается до напряжения U_x . На втором этапе S1, S2 размыкаются, а разрядные ключи SA1—SA4 и S3 переводятся в положение 2. При этом на входе компаратора D1 (точка A) происходит переполюсовка и устанавливается напряжение $-U_x$. Наконец, на третьем этапе в соответствии с алгоритмом последовательных приближений в РПП, начиная со старшего разряда, последовательно подключаются разрядные ключи SA1—SA4 к $U_{оп}$, а компаратор D1 при каждом подключении вычисляет значение $sign(\Delta U)$, которое сохраняется в соответствующем разряде РПП. При этом разрядный ключ SA_j либо остается в положении 3, либо возвращается в положение 2. Рассмотренная технология получила фирменное название PulSAR (Analog Devices). По такой технологии строятся АЦП—РПП мегагерцового диапазона до 18 двоичных разрядов.

3.3.4. Оценка характеристик АЦП уравнивания

В терминах теории автоматического управления передаточная функция (W) системы с ОС, каковой являются уравнивающие АЦП, запишется как

$$EW = \frac{k(\omega)}{1 + k(\omega) \cdot \beta(\omega)},$$

где $k(\omega)$ — коэффициент передачи прямой цепи (цепь управления); $\beta(\omega)$ — коэффициент передачи цепи ОС. В статике ($\omega \rightarrow 0$) и при больших коэффициентах усиления k , когда петлевое усиление $k(\omega) \times \beta(\omega) \gg 1$, справедливо равенство

$$W = \frac{1}{\beta}.$$

Таким образом, все статические свойства, в том числе точностные (инструментальные) погрешности, будут определяться исключительно точностными характеристиками цепи ЦАП, а также точностью схемы сравнения.

Основной динамической характеристикой АЦП с полной ОС является время преобразования $T_{\text{пр}}$, которое определяется методом преобразования и тактовой частотой. В свою очередь, минимальная длительность T_0 определяется, исходя из установления с необходимой точностью переходных процессов. В частности, при экспоненциальном переходном процессе длительность единичного такта определяется как

$$T_0 = \frac{1}{f_0} > \tau_{\Sigma} \cdot \ln \frac{1}{\delta} + T_{\text{зад}},$$

где f_0 — частота синхроимпульсов $\tau_{\Sigma} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$ — суммарная постоянная АЦП; τ_1 — постоянная ЦАП; τ_2 — постоянная схемы сравнения (компаратора); δ — допустимая погрешность установления $U_{\text{ос}}$; $T_{\text{зад}}$ — задержка цифровых схем.

Пример. Определить частоту синхроимпульсов f_0 для АЦП—РПП при $n = 10$, $\tau_{\Sigma} = 0,1$ мкс. Полагая, что $T_{\text{зад}} \ll \tau_{\Sigma}$, имеем $T_0 = 1/f_0 \geq \tau_{\Sigma} \cdot \ln \delta^{-1} = \tau_{\Sigma} \cdot \ln 2^n = \tau_{\Sigma} \cdot \ln 2^n = n \cdot \tau_{\Sigma} \cdot \ln 2 = 10 \cdot 10^{-7} \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot 10^{-6}$ с. Следовательно, $f_0 < 1,4$ МГц.

Очевидно, что все три метода преобразования обладают различным и быстроедействием, и сложностью. АЦП *развертывающего преобразования* в циклическом режиме характеризуется фиксированным временем преобразования

$$T_{\text{пр}} = 2^n / f_0.$$

В *следающем АЦП* в общем случае время преобразования зависит от входного сигнала и начальных условий:

$$2^n / f_0 \geq T_{\text{пр}} \geq f_0.$$

В частности, в установившемся режиме $T_{\text{пр}} \geq 1/f_0$.

При поразрядном уравнивании:

$$T_{\text{пр}} = n/f_0,$$

где f_0 — частота синхроимпульсов. Достоинством АЦП—РПП, помимо высокого быстродействия, является также возможность многоканальной работы.

Погрешность квантования во времени определяет максимальную скорость изменения входного сигнала. Соответственно, допустимая частота гармонического сигнала $U_x = U_0 \cdot \sin(2\pi f_{\text{вх}} t)$ на входе АЦП при допустимой погрешности ΔU_0 и ступенчатой аппроксимации получается из условия:

$$\left| \frac{dU_x}{dt} \right|_{\text{max}} \leq \frac{\Delta U_0}{T_{\text{пр}}}$$

и при $\Delta U_0 \leq U_{\text{оп}}/2^n$ составит:

$$\text{— для развертывающего преобразования } f_{\text{вх}} \leq \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{оп}} \cdot f_0}{U_0 \cdot 2^{2n}};$$

$$\text{— для следящего уравнивания } f_{\text{вх}} \leq \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{оп}} \cdot f_0}{U_0 \cdot 2^{2n}};$$

$$\text{— для поразрядного уравнивания } f_{\text{вх}} \leq \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{оп}} \cdot f_1}{U_0 \cdot n \cdot 2^n}.$$

Например, в последнем случае при $U_0 = 1$ В, $U_{\text{оп}} = 10$ В, $n = 10$ частота входного сигнала не может превышать $f_{\text{вх}} < 500$ Гц (при погрешности дискретизации в квант 10-го разряда). Из рассмотренного примера следует, что для реализации потенциального быстродействия при сохранении неизменным количества эффективных разрядов в АЦП—РПП на его входе необходимо устанавливать УВХ.

Некоторого увеличения быстродействия АЦП—РПП можно достигнуть при переменной тактовой частоте f_0 . В связи с тем, что переходные процессы наиболее длительные в первом такте (на выходе ЦАП устанавливается максимальный перепад напряжений), то $\delta_1 = 1/2^n$ и время установления старшего разряда максимально и составит $t_{y1} = (n+1) \cdot \tau \cdot \ln 2$.

При увеличении номера такта длительность такта можно уменьшать в соответствии с весами разрядов. Это позволяет сократить $T_{\text{пр}}$, выполнив тактовую частоту переменной. Действительно, минимальная длительность j -го такта определяется как

$$T_j \geq t_{yj} = (n+1-j) \cdot \tau \cdot \ln 2.$$

Тогда

$$T_{\text{пр}} \geq \sum_{j=1}^n t_{yj} = \tau \cdot \ln 2 \cdot \sum_{j=1}^n (n+1-j).$$

Выигрыш в быстродействии определяется отношением

$$\frac{T_{\text{пр1}}}{T_{\text{пр}}} = \frac{\sum_{j=1}^n (n+1-j)}{n(n+1)}.$$

Как видно из последнего выражения, при переменной частоте тактов f_0 уменьшение времени преобразования $T_{\text{пр}}$ может достигать 50%.

3.4. Интегрирующие АЦП

3.4.1. АЦП двухтактного интегрирования

В данном преобразователе преобразование осуществляется за два такта интегрирования: на первом такте T_1 интегрируется входное напряжение U_x и на втором такте — опорное напряжение $U_{\text{оп}}$. Схема АЦП (рис. 51) содержит интегратор D1 с входными ключами SA1, SA2 и ключом разряда SA3, компаратор D2, формирователи импульсов F1, F2, RS-триггер и счетчик (СТ).

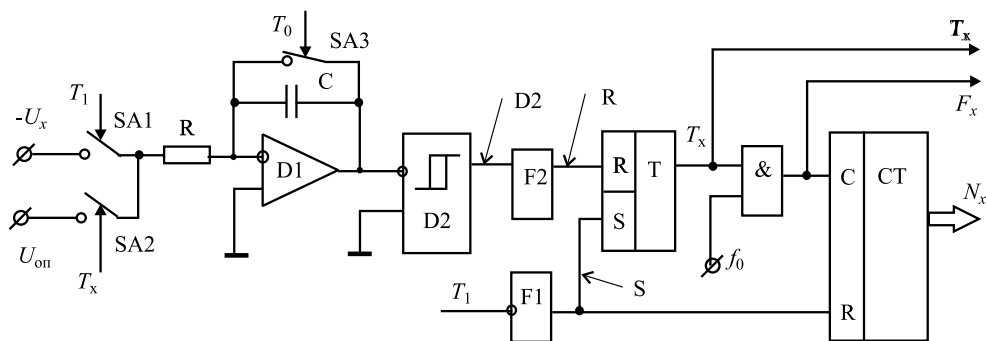


Рис. 51. Структурная схема АЦП двухтактного интегрирования

Временная диаграмма приведена на рис. 52. В исходном состоянии в течение интервала T_0 , предшествующего интегрированию напряжения U_x , RS-триггер находится в нулевом состоянии, ключи SA1, SA2 разомкнуты, а SA3 замкнут, чем обеспечиваются нулевые начальные условия на интеграторе D1. С приходом импульса T_1 ключ SA3 размыкается, SA1 замыкается и начинается интегрирование U_x . В течение такта T_1 напряжение на выходе интегратора меняется по линейному закону

$$U_1(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t \overline{U_x} \cdot dt, \text{ достигая величины } U_1(T_1) = \frac{\overline{U_x}}{\tau} T_1, \quad (1)$$

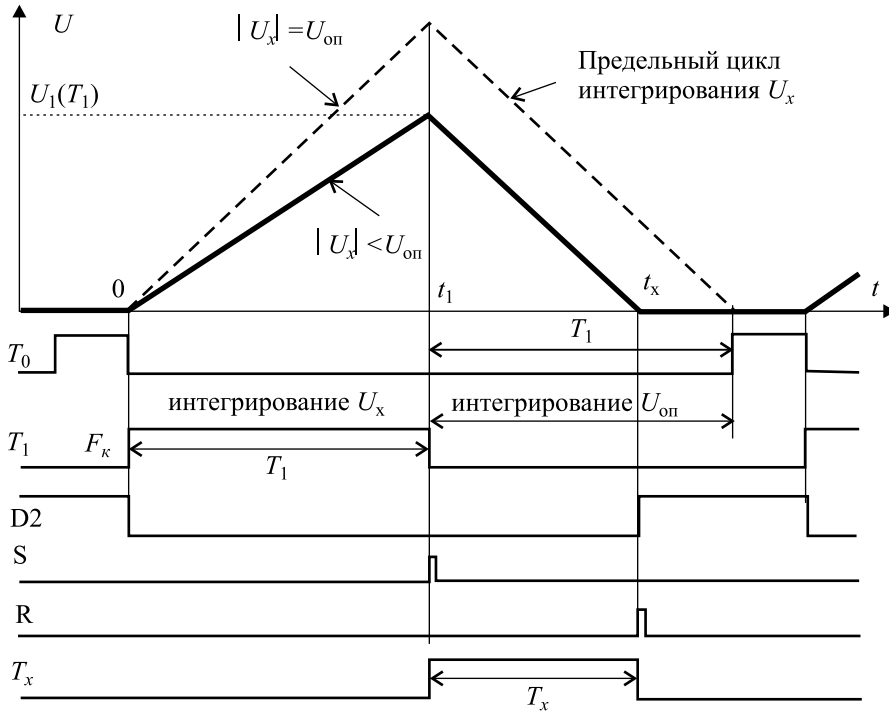


Рис. 52. Временные диаграммы АЦП двухтактного интегрирования

где $\bar{U}_x$ — средняя величина напряжения U_x на интервале интегрирования T_1 ;
 $\tau = RC$ — постоянная интегратора.

По заднему фронту импульса T_1 срабатывает формирователь F_1 , взводится RS-триггер, размыкается ключ SA1, замыкается SA2 и начинается интегрирование опорного напряжения $U_{оп}$, имеющего полярность, противоположную U_x . На этом этапе напряжение на выходе интегратора

$$U_2(t) = U_1(T_1) - \frac{1}{\tau} \int_0^t U_{оп} \cdot dt. \quad (2)$$

Когда в момент t_x напряжение на интеграторе уменьшается до нуля, срабатывает компаратор D2, формирователь F_2 и вся схема с RS-триггером возвращается в исходное состояние. Приравнявая выражение (2) нулю, найдем, что импульс на выходе триггера имеет длительность

$$T_x = \frac{\bar{U}_x}{U_{оп}} T_1. \quad (3)$$

Таким образом, осуществлено промежуточное преобразование входного напряжения в пропорциональный временной интервал T_x , который может

быть измерен любым цифровым частотомером или преобразован в код, например, счетно-импульсным методом, путем подсчета счетчиком СТ импульсов стабильной частоты f_0 на интервале T_x (см. рис. 51). С учетом того, что всегда можно обеспечить $T_1 = 2^n / f_0$ из формулы (3) окончательно имеем:

$$N_x = T_x \cdot f_0 = \frac{\overline{U_x}}{U_{\text{оп}}} 2^n. \quad (4)$$

Очевидно, что предельному циклу интегрирования, показанному на рис. 52 пунктирной линией, соответствует $|U_x| = U_{\text{оп}}$; $T_x = T_1 = T_2$. Заметим, что импульсы T_x и частоту F_x можно передавать для дальнейшей обработки по одноканальным линиям.

Из выражения (4) видно, что на результате преобразования не сказываются ни значения тактовой частоты генератора, ни постоянная интегрирования τ (если они не изменяются в процессе преобразования на интервале $T_{\text{пр}} = T_1 + T_2$), что позволяет данному АЦП легко обеспечивать точность на уровне 0,01 %.

Высокой точности способствует и то обстоятельство, что АЦП подключен ко входу только на время T_1 , а отдельные импульсные и высокочастотные помехи при соответствующем выборе T_1 в значительной мере усредняются. Иными словами, отдельные импульсные помехи и шумы не сильно сказываются на интеграле напряжения $U_1(T_1)$, а на интервале T_x входное напряжение вообще отключено и на точность работы компаратора не влияет.

Кроме того, метод характеризуется малыми аппаратными затратами, экономичностью и, что очень важно, *монотонностью передаточной характеристики* в силу непрерывности функции интеграла.

Требования к выбору постоянной интегратора определяются тем, что напряжение на выходе интегратора не должно превышать напряжение насыщения $U_{\text{н}}$ ОУ:

$$U_1(T_1) = U_{\text{оп}} \frac{T_1}{\tau} \leq U_{\text{н}}.$$

Например, при $U_{\text{н}} = U_{\text{оп}} = 10$ В, $T_1 = 20$ мс и $R = 100$ кОм получим $C \geq 0,2$ мкФ.

Точность метода в значительной мере, как следует из формулы (4), определяется аналоговыми элементами схемы: разбросом и нестабильностью опорного напряжения, а также ошибками установки нуля интегратора и компаратора. Учитывая напряжения смещения интегратора ($U_{\text{см1}}$) и компаратора ($U_{\text{см2}}$) (сюда входит и дополнительное смещение от температурного дрейфа), уравнение баланса можно записать в виде

$$(\overline{U_x} + U_{\text{см1}})T_1 + (U_{\text{оп}} + U_{\text{см1}})T_x = \tau \cdot U_{\text{см2}}. \quad (5)$$

Из последнего уравнения с точностью до величин второго порядка малости:

$$T_x = \frac{\overline{U_x} + U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}} T_1 + \frac{\tau \cdot U_{\text{см2}}}{U_{\text{оп}}}.$$

Тогда

$$\Delta T_x = \frac{U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}} T_1 + \frac{\tau \cdot U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}}$$

или в относительных величинах

$$\delta T_x = \frac{\Delta T_x}{T_1} = \frac{U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}} + \frac{\tau \cdot U_{\text{см2}}}{T_1 \cdot U_{\text{оп}}}.$$

Например, при $U_{\text{см1}} = U_{\text{см2}} = \pm 1$ мВ, $U_{\text{оп}} = 10$ В, $\tau = T_1$ получим погрешность $\delta T_x = \pm 2 \cdot 10^{-4} = \pm 0,02$ %, что соответствует приблизительно 12 двоичным разрядам.

Для повышения точности необходимо применять более качественные компоненты или схему автоматической компенсации смещения интегратора и компаратора. В последнем случае (рис. 53) компаратор D2 выполнен с предусилителем D3, а на входе интегратора устанавливается дополнительный ключ SA4, работающий синхронно с ключом SA3.

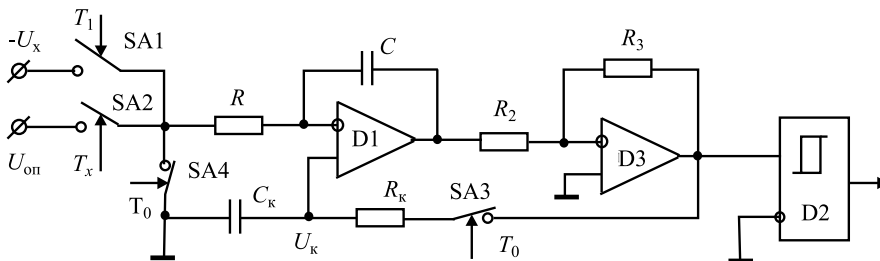


Рис. 53. Схема коррекции напряжения смещения нуля

В фазе задания начальных условий по импульсу T_0 эти ключи замыкаются (на входе интегратора «ноль») и интегратор D1 с предусилителем D3 образуют повторитель напряжения, у которого на выходе устанавливается напряжение смещения предусилителя, равное порогу срабатывания компаратора. В то же время на емкости C_k выделяется напряжение компенсации $U_k = U_{\text{см1}} - I_{\text{вх}}(D1) \cdot R$. При интегрировании U_x (ключ SA1 замыкается) ключи SA3 и SA4 размыкаются, а напряжение компенсации U_k хранится на конденсаторе C_k . Такая схемотехника позволяет не только компенсировать смещение интегратора, но и существенно (в $W = R_3/R_2$ раз) уменьшить погрешность от смещения компаратора. По окончании процесса измерения конденсатор C_k вновь подзарядается. Постоянная времени $C_k R_k$ выбрана

значительно больше, чем период измерения, поэтому разрядом емкости можно пренебречь, как ошибкой второго порядка малости.

АЦП с двухтактным интегрированием обладает хорошими фильтрационными свойствами к низкочастотным гармоническим помехам, в том числе сетевым. Действительно, при наличии гармонической помехи входной аналоговый сигнал представляет собой смесь измеряемого сигнала U_x и гармонической помехи:

$$U_x(t) = U_x + U_n \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_n),$$

где U_n , ω_n , φ_n — амплитуда, угловая частота и фаза помехи. В конце первого такта на выходе интегратора напряжение с учетом гармонической помехи примет вид

$$U_1 = U_x \frac{T_1}{\tau} + U_n \frac{\cos(\omega_n T_1 + \varphi_n) - \cos \varphi_n}{\omega_n \tau}.$$

Измеряемый сигнал и помеха имеют разные коэффициенты передачи, соответственно $\frac{T_1}{\tau}$ и $\frac{\cos(\omega_n T_1 + \varphi_n) - \cos \varphi_n}{\omega_n \tau}$. Коэффициент подавления помехи

будет равен отношению этих коэффициентов:

$$K_n = \frac{\omega_n T_1}{\cos(\omega_n T_1 + \varphi_n) - \cos \varphi_n}$$

или в логарифмическом масштабе с учетом, что $\omega_n = 2\pi/T_n$:

$$K_n = 20 \lg(2\pi T_1/T_n) - 20 \lg(\cos(2\pi T_1/T_n + \varphi_n) - \cos \varphi_n). \quad (6)$$

Как следует из выражения (6), степень подавления помехи зависит как от соотношения T_1/T_n , так и от фазы помехи, но в любом случае, если период интегрирования T_1 кратен периоду помехи T_n , помеха полностью подавляется независимо от фазы помехи. На рис. 54 приведены значения K_{np} для $\varphi_n = 0$. Пользуясь выражением (6) для K_{np} , можно определить степень подавления любой помехи, разложив ее в гармонический ряд. Так как спектральный состав низкочастотных помех сложен и во многих случаях априори точно не известен, существенного ослабления помех достигают за счет увеличения времени интегрирования, которое в промышленных условиях достигает долей секунды (например, для подавления сетевых помех он выбирается 0,1 или 0,5 с). Указанные АЦП имеют информационную емкость до 16—18 двоичных разрядов, но низкое быстродействие.

Иногда в ответственных случаях в АЦП предусматривают автоподстройку T_1 под доминирующую помеху (чаще всего сеть 50 Гц), поскольку K_n при нарушении условий кратности резко падает. Например, при $T_1/T_n = 1 \pm 0,01$ коэффициент K_n не превысит 70 дБ.

Различные модификации интегрирующих АЦП направлены на некоторое повышение быстродействия (например, в АЦП *трехтактного* интегрирования

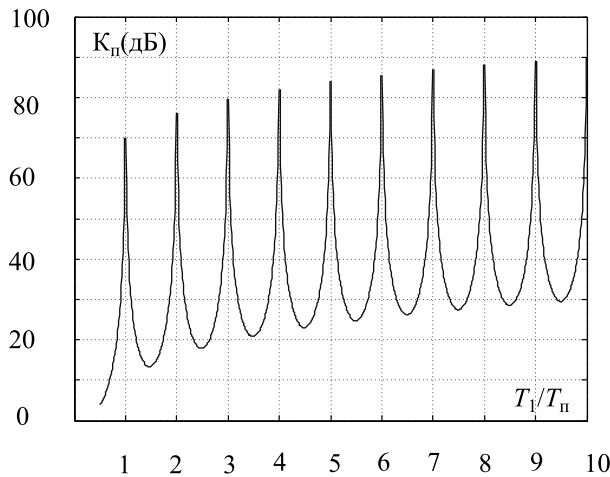


Рис. 54. Коэффициент подавления гармонической помехи при $\varphi_n = 0$

уменьшается время второго такта), однако они не нашли широкого распространения.

АЦП с двухтактным интегрированием выпускаются в виде монолитных МОП схем с малой потребляемой мощностью (1—10) мВт, с мультиплексированным входом, с двоичным или двоично-десятичным выходным кодом для сопряжения с семисегментными индикаторами вольтметров и щитовых измерительных приборов.

3.4.2. АЦП с промежуточным преобразованием в частоту (АЦП–ППЧ)

ПНК с двухтактным интегрированием, несмотря на свою стабильность и точность, имеют недостатки:

- сложность измерения разнополярных напряжений;
- автоматическая стабилизация дрейфа нуля интегратора и нуль-органа требует большого количества аналоговых ключей.

Подобно АЦП с двухтактным интегрированием процесс преобразования в АЦП–ППЧ также сводится к интегрированию. Однако в данном случае вместо подсчета импульсов фиксированной частоты f_0 в переменный временной интервал T_x ведется подсчет импульсов переменной частоты f_x , пропорциональной U_x , в фиксированный временной интервал T_0 .

В структурную схему (рис. 55а) входят преобразователь напряжения U_x в частоту f_x (ПНЧ), счетчик (СТ) и схема совпадения.

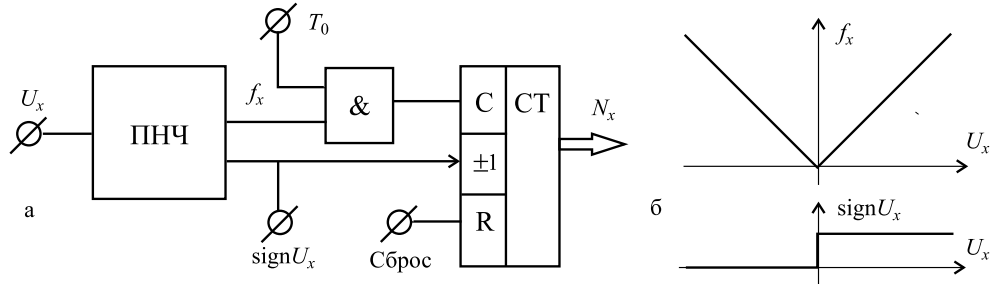


Рис. 55. АЦП—ППЧ: а — структурная схема; б — передаточная характеристика ПНЧ

Основным элементом АЦП—ППЧ является ПНЧ. В рабочей области передаточная характеристика ПНЧ линейна:

$$f_x(t) = S_f |U_x(t)|,$$

где f_x — выходная частота; S_f — крутизна ПНЧ; U_x — входное напряжение (рис. 55б). Если выходную частоту ПНЧ подать на счетчик импульсов и подсчитать количество импульсов N_x за фиксированное время T_0 , то есть проинтегрировать f_x за время T_0 , то получим

$$N_x = \int_0^{T_0} f_x(t) dt = S_f \bar{U}_x T_0,$$

где $\bar{U}_x$ — среднее за интервал T_0 напряжение U_x . Таким образом, выходной код будет пропорционален входному напряжению. В двуполярных АЦП—ППЧ необходимо также формировать знаковый сигнал $\text{sign} U_x$.

Конечная точность преобразователя зависит от точности ПНЧ, которые бывают разомкнутого и замкнутого (уравновешивающего) типов. На рис. 56 приведен простейший двуполярный ПНЧ разомкнутого типа на интеграторе со сбросом.

Он содержит интегратор (D1), два компаратора (D2, D3) с симметричными разнополярными порогами срабатывания $\pm U_{\text{п}}$, схему «ИЛИ», одновибратор (D4), ключ сброса интегратора (SA1) и RS-триггер. В процессе интегрирования входного напряжения U_x в зависимости от его полярности срабатывает один из компараторов и одновибратор (D4) вырабатывает короткий импульс сброса интегратора $T_{\text{и}}$ и процесс интегрирования повторяется. Приравнявая порог срабатывания компаратора $U_{\text{п}}$ напряжению на выходе интегратора, можно оценить период T_x и частоту f_x импульсной последовательности на выходе ПНЧ:

$$U_{\text{п}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_x} U_x dt = \frac{T_x U_x}{\tau};$$

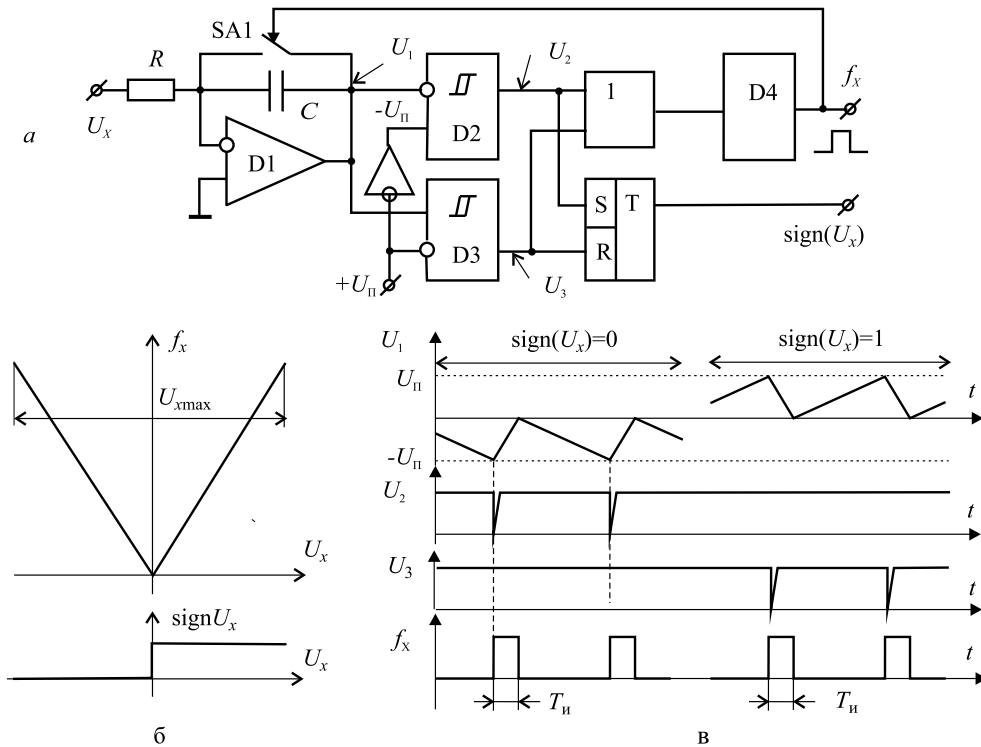


Рис. 56. Двуполярный ПНЧ на интеграторе со сбросом: а — функциональная схема; б — передаточная характеристика ПНЧ; в — временная диаграмма

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{U_x}{\tau \cdot U_{\Pi}},$$

где $\tau = RC$ (предполагается, что $T_{\Pi} \ll T_x$). Таким образом, схема осуществляет линейное преобразование напряжения в частоту с крутизной $S_f = 1/(\tau \cdot U_{\Pi})$. Заметим, что в RS-триггере фиксируется полярность U_x ($\text{sign} U_x$). Недостатками этой схемы являются зависимость частоты от постоянной интегратора и сравнительно большое «мертвое» время, необходимое для разряда конденсатора, которое вызывает отклонение передаточной характеристики ПНЧ от линейности в области высоких частот.

Более высокими характеристиками обладают ПНЧ замкнутого типа с уравниванием заряда интегратора. В схеме на рис. 57 уравнивание заряда интегратора D1, создаваемого напряжением U_x , осуществляется зарядом, вносимым опорным током $I_{\text{оп}} = U_{\text{оп}}/R_2$, который подключается на вход интегратора при замыкании ключа SA1 на время T_{Π} . Назначение остальных элементов соответствует схеме на рис. 56. Таким образом, уравнивающий заряд формируется цепью ОС, в которую входит обратный преобразователь «частота-ток», определяющий точностные параметры схемы.

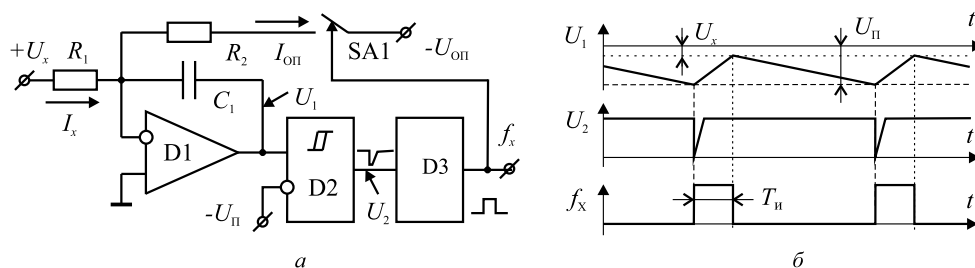


Рис. 57. ПНЧ с уравниванием заряда: а — функциональная схема; б — временная диаграмма

В установившемся состоянии выполняется условие равенства зарядов, поступающих из входной цепи и цепи уравнивания:

$$I_x \cdot T_x = I_{оп} \cdot T_{и}.$$

Тогда

$$f_x = \frac{R_2}{R_1 T_{и}} \cdot \frac{U_x}{U_{оп}}.$$

В данной схеме частота не зависит ни от емкости интегратора C_1 , ни от порогового напряжения $U_{п}$ компаратора D3. По этой схеме построены ПНЧ VFC32, VFC320 (Burr Brown), ADCFC32 (Analog Device), отечественные интегральные ПНЧ 1108ПП1, 1443ПП1, имеющие нелинейность менее $\pm 0,01\%$ и $f_{x \max} = 500$ кГц.

Другой вариант схемы с уравниванием заряда, в котором осуществляется уравнивание калиброванным зарядом, приведен на рис. 58.

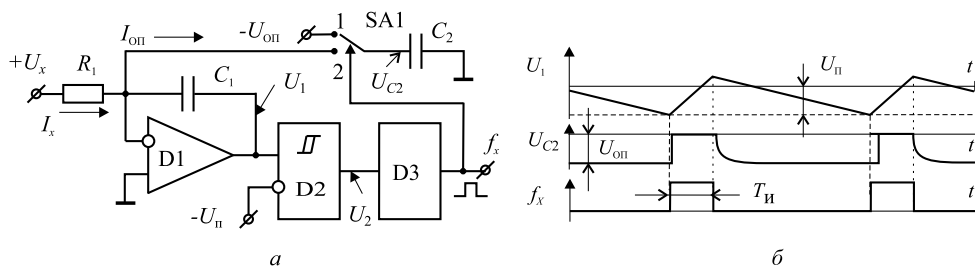


Рис. 58. ПНЧ с уравниванием калиброванным зарядом импульса $T_{и}$: а — функциональная схема; б — временная диаграмма

Калиброванный заряд $q = U_{оп} C_2$ накапливается на емкости C_2 , которая при замыкании ключа SA1 в положение 2 разряжается на виртуальный нуль ОУ D1. Из уравнения баланса зарядов, поступающих из входной цепи и цепи ОС

ОУ, $C_2 \cdot U_{\text{оп}} = \int_0^{T_x} I_x dt = I_x T_x$ может быть получено выражение для оценки выходной частоты ПНЧ:

$$f_x = \frac{1}{C_2 R_1} \frac{U_x}{U_{\text{оп}}}.$$

Таким образом, частота f_x не зависит ни от емкости C_1 , ни от порогового напряжения $U_{\text{п}}$ компаратора D2, ни от длительности импульса $T_{\text{и}}$ одновибратора D3, а следовательно, и от быстродействия компаратора D2. Схема обладает высокой линейностью в области средних частот (десятки кГц). Высокочастотная область ограничивается длительностью импульса $T_{\text{и}}$, которая должна быть достаточна для гарантированного (с заданной точностью) разряда емкости C_2 . По этой схеме построены ПНЧ семейства TC9400 фирмы Microchip (TelCom).

Еще один вариант ПНЧ, выходная частота которого не зависит от постоянной интегриатора, приведена на рис. 59. В схеме входной сигнал подается на неинвертирующий вход интегратора D1, а уравнивающий заряд от источника $U_{\text{оп}}$ на инвертирующий вход. Из уравнения уравнивания зарядов

$$\frac{(U_{\text{оп}} - U_x)}{R_1} T_{\text{и}} = \frac{U_x}{R_1} (T_x - T_{\text{и}}) \text{ имеем: } f_x = \frac{1}{T_{\text{и}} \cdot U_{\text{оп}}} U_x.$$

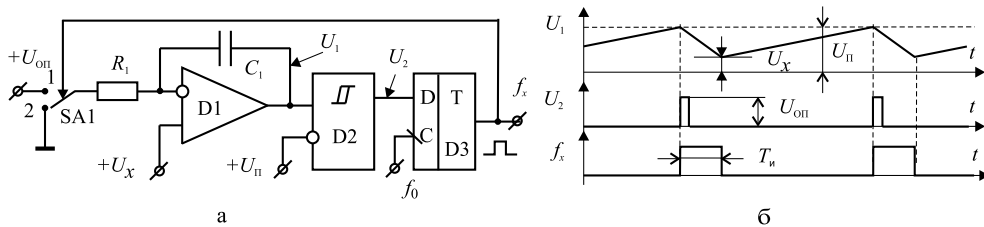


Рис. 59. ПНЧ с f_x , не зависящей от постоянной интегриатора: а — функциональная схема; б — временная диаграмма

Как следует из последней формулы, частота f_x не зависит ни от постоянной интегрирования $\tau = RC$, ни от порогового напряжения $U_{\text{п}}$, однако необходима стабилизация $T_{\text{и}}$. Кроме того, необходимо, чтобы $U_{\text{п}} > U_x > 0$.

Как в любой системе с ОС, для повышения точности требуется увеличение точности формирования уравнивающего заряда или, как говорят, стабилизации вольт-секундной площади импульса уравнивания, который в рассмотренных схемах формируется асинхронно и обладает сравнительно низкой стабильностью. Поэтому в так называемых синхронных структурах ПНЧ длительность импульса $T_{\text{и}}$ стабилизируется кварцевыми генераторами (AD652, AD7740).

Модель/ архитек- тура	Нелиней- ность [%]/ при $f_{\text{выхк}}$ [кГц]	$U_{\text{см0}}$ [мВ]/ ТК($U_{\text{см0}}$) [мкВ · C ⁻¹]	δK [% ПШ]/ ТК(К) [C ⁻¹]	Полная шкала (ПШ) [МГц]/ внешн. час- тота [МГц]	КВИП [%/В]	Вход. ток [мкА]/ вход. напря- жение [В]	Напряжение питания [В]/ ток пот. [мА]	Опорное напря- жение [В]	Режим ПЧН	Динами- ческий диапазон [дБ]	Однопо- лярное питание	Примечание
VFC32/ асинхр.	0,025/100	$\pm 4/\pm 3$	$\pm 5\%/\pm 75 \cdot 10^{-3}$	0,5/-	0,015	-/-	$\pm 11 \pm 20/6$	Встр.	+	100	-	Промышлен- ный стандарт
KP1108 ППП/ асинхр.	0,0175/10	$\pm 8/\pm 15$	$\pm 5/\pm 50$		-	0,15÷200/0÷10	$\pm 15/7$	Встр. 7,5	+	-	-	Дешевый
VFC110/ синхр.	0,005/100	$\pm 3/\pm 35$	$\pm 5/\pm 50$	4/-	0,01	-/10	$\pm 8 \pm 18/16$	Встр. 5	+	-	-	Высокая линейность
VFC320/ асинхр.	0,03/10 0,1/1000	$\pm 0,15/\pm 5$	$\pm 5/\pm 20$	-/-	0,015	0,075÷750/0÷10	$\pm 13 \pm 20/7,5$	Встр. -7,5	+	120	+	
LM331/ асинхр.	0,02/10	$\pm 10/-$	$\pm 10/\pm 50$	0,1/-	0,1	0,08/0÷ $U_{\text{пит}}$	5÷40/6÷8	Встр. 1,89	+	100	-	Дешевый
AD650/ асинхр.	0,005/10 0,1/1000	$\pm 4/\pm 30$	$\pm 10/\pm 150$	1,0/-	0,015		$\pm 9 \pm 18/8$	Встр. 7,5	+	-	+	Высокая линейность
AD652/ синхр.	0,005/2МГц 0,02/4МГц	$\pm 2 \pm 25$	$\pm 0,75/\pm 50$	4/-	0,01	-/1÷ $U_{\text{пит}}$ -4	$\pm 6 \pm 18/15$	Встр. 5	-	-	+	Вход. сопро- тление $R_x = 20 \text{ кОм}$
AD7741/ синхр./ асинхр.	0,012/3МГц 0,024/6МГц	$\pm 40 \pm 30$	1,6/±16	-/-	-63 дБ	0,05/0÷2,5	5±5%/8	Встр. 2,5				Возможен внеш. ИОН и генератор
ТС9401/ асинхр.	0,01/10 0,08/100	$\pm 50/\pm 30$	$\pm 10/\pm 40$	-/-	-	10/-	$\pm 4,5 \pm 7,5/6$	Внеш. -5	+	-	+	

Это можно осуществить, например, при замене одновибратора D3 на тактируемый D-триггер (см. рис. 59).

ПНЧ могут быть использованы и для построения обратных преобразователей «частота—напряжение» (ПЧН), которые широко используются в аналоговых электроприводах, тахометрах, устройствах гальванической развязки и т.п. В схеме на рис. 58, например, f_x подается на вход компаратора, а интегратор включается последовательно с компаратором по схеме ФНЧ. Очевидно, что постоянная ФНЧ определяет быстродействие и амплитуду пульсаций на выходе интегратора.

При использовании рассмотренных уравнивающих ПНЧ в составе АЦП—ППЧ следует учитывать, что они неработоспособны в области нулевых частот и пригодны только для сигналов одной полярности. Оба указанных недостатка устраняются путем введения напряжения смещения $U_{см}$. За введение смещения $U_{см}$ приходится расплачиваться потерей калибровки АЦП и потерей информации о полярности входного сигнала. Однако эти трудности преодолимы, если проводить два последовательных измерения, в которых коммутируется только входное напряжение U_x .

Схема и временная диаграмма АЦП/ППЧ представлены на рис. 60. Преобразование осуществляется за два такта. На первом такте $T_1 = T_0$ ключ K

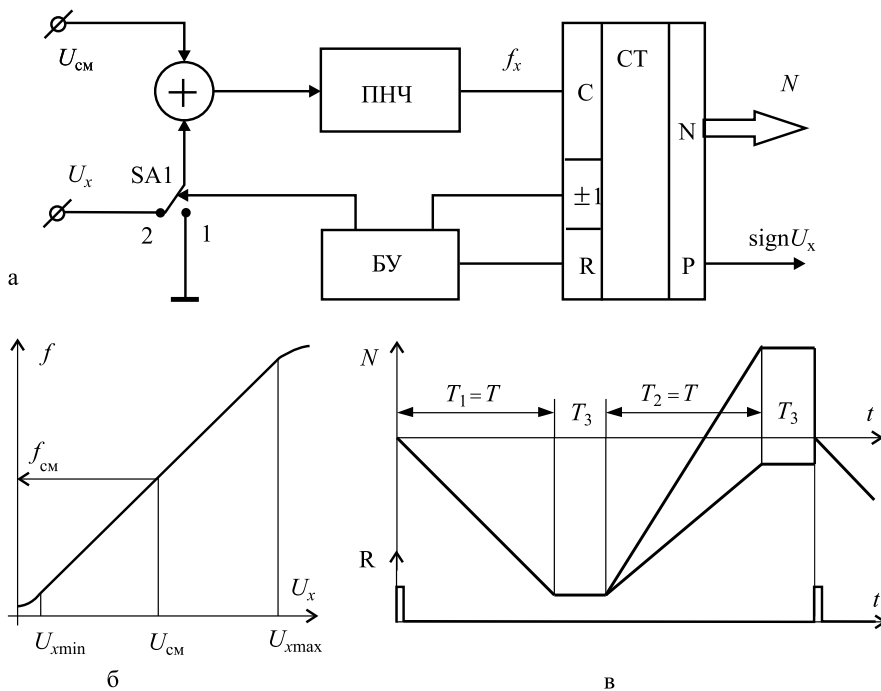


Рис. 60. Двуполярный АЦП—ППЧ со смещением: а — структурная схема; б — передаточная характеристика ПНЧ; в — временная диаграмма

замыкается на землю и на вход интегратора поступает напряжение $U_{\text{см}}$ и $U_x = 0$. При этом на выходе ПНЧ установится частота, равная

$$f_1 = S_f \cdot U_{\text{см}}.$$

В течение времени T_1 импульсы поступают в реверсивный счетчик на вычитание и за время T_1 накопится число M_1

$$-M_1 = f_1 T_0.$$

По окончании первого этапа T_1 ключ K подает на вход измеряемое напряжение U_x , в результате входное напряжение интегратора будет равно $(\pm U_x + U_{\text{см}})$. По истечении времени запаса T_3 , чтобы в контуре установились переходные процессы, на выходе ПНЧ установится частота

$$f_2 = S_f (\pm U_x + U_{\text{см}}).$$

Эта частота поступает на положительный (суммирующий) вход реверсивного счетчика, и за время $T_2 = T_0$ в счетчик поступит M_2 импульсов:

$$M_2 = f_2 T_0.$$

В конце преобразования в счетчике будет код:

$$M = -M_1 + M_2 = T_0(-f_1 + f_2),$$

$$M = S_f T_0 (\pm U_x),$$

который не зависит от $U_{\text{см}}$. При этом если $U_x < 0$, то $f_2 < f_1$ и код отрицателен. Если $U_x > 0$, то $f_2 > f_1$ и код положителен. Полярность входного напряжения ($\text{sign} U_x$) фиксируется на выходе переноса счетчика. Формирование управляющих импульсов осуществляется блоком управления (БУ).

Для нормальной работы преобразователя необходимо выполнить условие $U_{\text{см}} \geq |U_x|_{\text{max}}$. Интервалы T_3 необходимы для установки интегратора и цепи обратной связи в стационарное состояние. Следовательно, в данном преобразователе за счет двойного счета (то есть увеличения цифровой обработки) происходит автоматическая установка нуля и полярности входного напряжения.

Преимущества двухтактного АЦП—ППЧ:

- температурные дрейфы напряжения смещения интегратора, дрейф входного разностного тока можно рассматривать как часть $U_{\text{см}}$. Между двумя соседними интервалами T_1 и T_2 они изменяться не могут, следовательно, температурные дрейфы не влияют на результат преобразования;
- то же самое можно сказать и о дрейфе частоты ПНЧ, так как в течение времени преобразования, необходимого для полного цикла, центральная частота ПНЧ не изменяется;
- рациональным выбором T_0 можно отфильтровать доминирующую гармоническую помеху.

Недостаток: малое быстродействие.

Измерительные ПНЧ относятся к классу интегрирующих АЦП, поэтому обладают хорошей линейностью и точностью при минимуме прецизионных компонентов, высокой помехоустойчивостью, отсутствием дифференциальной нелинейности. В среднем рассмотренные ПНЧ на ОУ обладают линейностью в десятые и сотые доли процента, средним быстродействием и хорошо подходят для построения многоканальных измерительных систем на базе микроконтроллеров. Точность и стабильность ПНЧ ограничивается аддитивными и мультипликативными погрешностями, присущими интегральным ОУ.

В Приложении 1.4 приводятся характеристики некоторых серийных интегральных ПНЧ.

3.4.3. Сигма-дельта АЦП

Интегрирующие АЦП, как известно, обеспечивают принципиальную монотонность передаточной характеристики и высокую линейность при сравнительно небольшом количестве аналоговых компонентов. В отличие от АЦП других видов, в которых отсчеты берутся в точках дискретизации и являются мгновенными значениями в этих точках, в интегрирующих АЦП отсчеты берутся на интервалах дискретизации *и являются средними значениями сигнала на этих интервалах*, что априори обеспечивает усреднение и значительное подавление шумов и помех. При этом, однако, снижается быстродействие. В то же время нелинейность в АЦП двухтактного интегрирования проявляется в большей степени, чем у АЦП—ППЧ, так как во втором случае ОУ, на котором выполнен интегратор, работает в меньшем динамическом диапазоне.

Как было показано, количество эффективных разрядов (ENOB) и предельно-достижимая разрешающая способность АЦП определяются в конечном итоге соотношением сигнал/шум (S/N):

$$ENOB = \frac{(S/N)(\text{дБ}) - 1,76}{6,02}.$$

Шумы состоят из шумов квантования (внутренние) и помех (внешние). При классическом подходе шум квантования лежит в пределах от $0 \div f_{\text{кв}}$ и его значительная часть лежит в полосе пропускания АЦП. Внешние шумы должны фильтроваться входным аналоговым фильтром, а шумы квантования — выходным ФНЧ с высокой крутизной спада высокого порядка. Дальнейшее повышение отношения сигнал/шум, расширение динамического диапазона и увеличение разрешающей способности в максимальной степени достигается в сигма-дельта АЦП ($\Sigma - \Delta$ АЦП) за счет трансформации шумов в высокочастотную область и подавления шумов с помощью цифровой обработки сигнала.

$\Sigma - \Delta$ АЦП состоит из $\Sigma - \Delta$ модулятора и цифрового фильтра. $\Sigma - \Delta$ модулятор представляет синхронизированный ПНЧ с уравниванием заряда, включающий однобитный АЦП (компаратор D2, D-триггер), подключенный к выходу суммирующего интегратора D1, и одноразрядный ЦАП в цепи ОС

(источники $\pm U_{\text{оп}}$ и ключ SA). ПНЧ работает на частоте передискретизации $f = k \times f_{\text{кв}}$ ($f_{\text{кв}}$ удовлетворяет критерию Котельникова).

Мгновенная частота $\Sigma - \Delta$ модулятора пропорциональна мгновенным значениям входного сигнала. Длительность импульсов $\Sigma - \Delta$ модулятора $\tau = 1/(k \times f_{\text{кв}})$ постоянна, а длительность интервалов между ними может быть любой. Временные диаграммы модулятора при $k = 16$ для различных значений входного сигнала приведены на рис. 62. Там же приведены значения кодов.

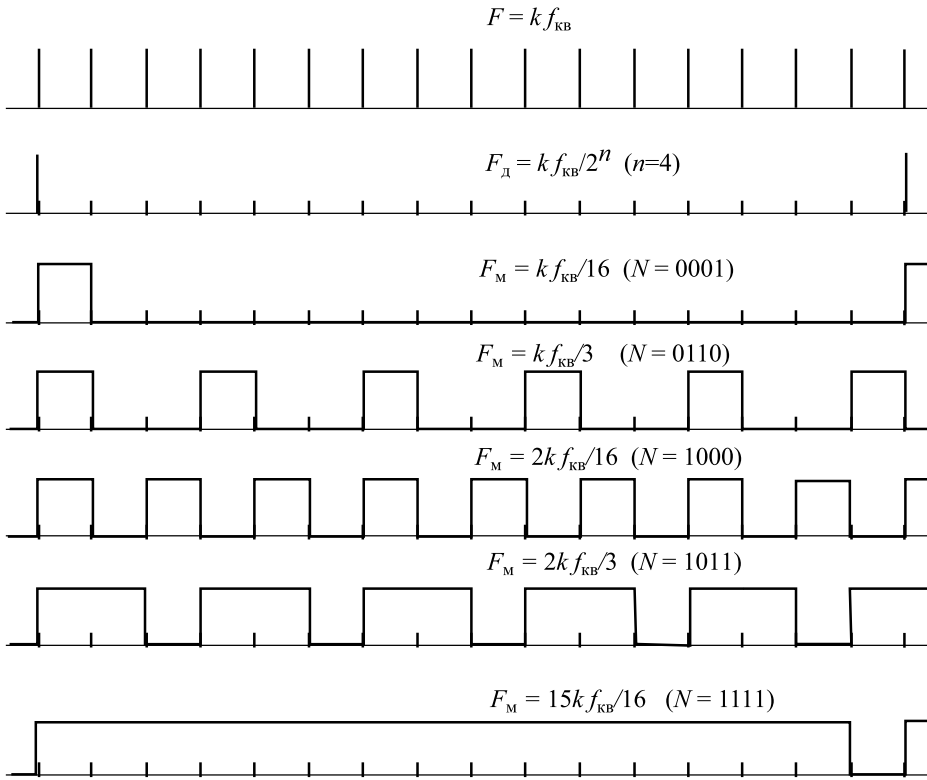


Рис. 62. Импульсные последовательности на выходе $\Sigma - \Delta$ модулятора ($k = 16$)

Хотя в любом отдельном интервале дискретизации входного сигнала данные с выхода одноразрядного АЦП не содержат смысловой информации, после усреднения большого числа выборок (фильтрация плюс децимация) результат наполняется смыслом. Выходная частота модулятора, определяемая частотой следования единичных посылок на интервале децимации $\Delta t = 1/F_{\text{д}}$, равна

$$F_{\text{м}} = k \cdot f_{\text{кв}} N_1 / (N_0 + N_1),$$

где N_0 , N_1 — количество нулевых и единичных посылок на интервале дискретизации. Таким образом, битовый поток с выхода D-триггера несет информацию о средней величине входного напряжения.

Линеаризованная модель $\Sigma - \Delta$ модулятора первого порядка, учитывающая шум квантования $q = h/12$, представлена на рис. 63.

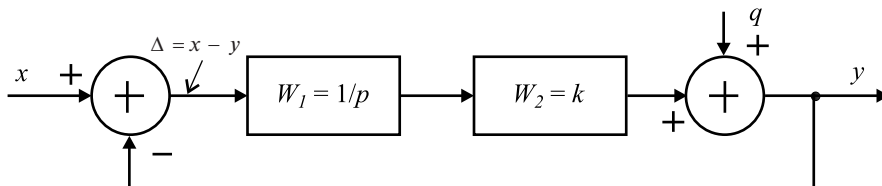


Рис. 63. Линейная модель $\Sigma - \Delta$ модулятора первого порядка

Передаточная функция по входу x составит:

$$W_x = \frac{W_1 W_2}{1 + W_1 W_2} = \frac{\frac{1}{p}}{1 + \frac{1}{p}} = \frac{1}{p+1},$$

где $W_1 = \frac{1}{p}$ — интегратор; $W_2 = k = 1$ — квантователь; p — оператор интегрирования.

Передаточная функция по входу q :

$$W_q = \frac{1}{1 + W_1 W_2} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p}} = \frac{p}{1+p}.$$

Тогда выходной сигнал y равен

$$y = x W_x + q W_q = \frac{x}{p+1} + \frac{pq}{p+1}.$$

Отсюда следует, что для низкочастотного входного сигнала $\Sigma - \Delta$ модулятор представляет собой ФНЧ первого порядка, а для шума квантования q наоборот — ФВЧ, то есть осуществляет подъем шума с возрастанием частоты. При неизменной мощности шума квантования модулятор трансформирует шумовой спектр в область высоких частот (рис. 64) или, как говорят, осуществляет *шейпинг* (вытеснение) шума квантования из полосы пропускания, и поэтому модулятор называется шумообразующим. Такая конфигурация позволила достичь соотношения $S/N = 120$ дБ.

Если на выходе установить цифровой ФНЧ, то шум в полосе $(f_{\text{кв}}/2 \div \div k \times f_{\text{кв}}/2)$ будет в значительной степени подавлен. Причем чем больше коэффициент передискретизации, тем больше подавление шумов. Для модулятора 1-го порядка степень подавления увеличивается в пропорции 9 дБ/октаву (рис. 65).

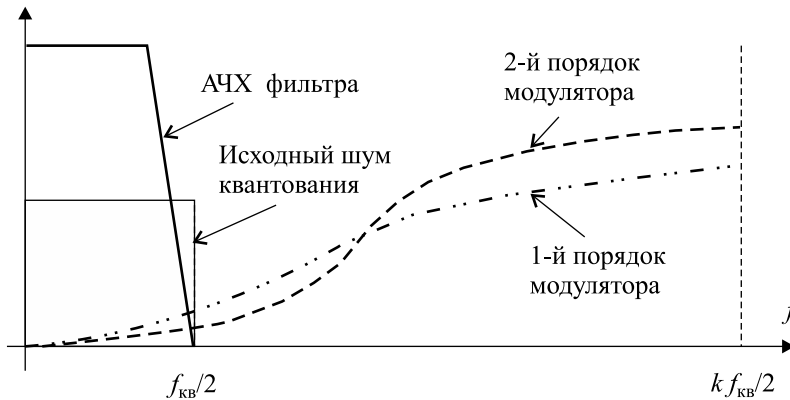


Рис. 64. Формирование спектра шума $\Sigma - \Delta$ модуляторами разного порядка

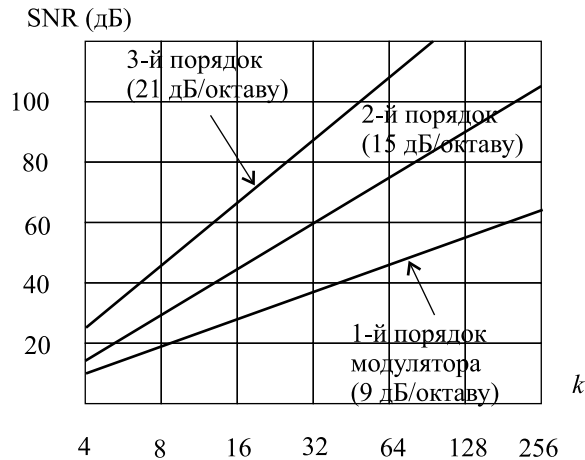


Рис. 65. Соотношение сигнал/шум от параметров $\Sigma - \Delta$ модулятора

Таким образом, реализуется АЦП высокого разрешения при низком разрешении АЦП. Заметим, что при классическом подходе к процессу дискретизации шум квантования располагается в первой зоне Найквиста (в рабочей полосе частот от 0 до $f_{\text{КВ}}/2$ (см. рис. 64). *Шейпинг шума квантования в высокочастотную область выделяет $\Sigma - \Delta$ АЦП из всех других видов АЦП*, поскольку важно обеспечить хорошее соотношение сигнал/шум в рабочей полосе еще до стадии фильтрации. Ясно, каким бы ни был цифровой фильтр, удалить шум квантования в собственной полосе, где и находится полезный сигнал, он не может.

Цифровой фильтр должен ослаблять переотражения от выходной частоты преобразования $f_{\text{КВ}}$, подавлять компоненты шумообразующего процесса $\Sigma - \Delta$ модулятора, а также проводить децимацию (прореживание). В простейшем случае в качестве цифрового фильтра на ранних стадиях использовался нако-

пительный счетчик, который осуществляет на интервале децимации так называемую «интервальную» фильтрацию вида $\text{sinc} = (\sin x/x)$ с АЧХ

$$H(f) = |\sin(D\pi f/F_M)/D \sin(\pi f/F_M)|,$$

где D — коэффициент децимации; F_M — поток битов на выходе модулятора. Такая АЧХ совпадает с АЧХ АЦП двухтактного интегрирования.

Для достижения более широкого динамического диапазона при широкой полосе пропускания и умеренном коэффициенте передискретизации необходимы $\Sigma - \Delta$ модуляторы более высокого порядка. На рис. 66 приведена структурная схема $\Sigma - \Delta$ модулятора второго порядка, включающая дополнительный сумматор и интегратор $\int_2$. Введение дополнительного интегратора равносильно повышению порядка аналогового фильтра в прямой цепи преобразования. Этим обеспечивается более эффективный шейпинг шумов в высокочастотную область: степень подавления шумов увеличивается в пропорции 15 дБ/октаву (см. рис. 65). Таким образом, для повышения разрешающей способности надо увеличивать коэффициент передискретизации и применять $\Sigma - \Delta$ модуляторы более высоких порядков. Однако с повышением порядка $\Sigma - \Delta$ модулятора возникают проблемы обеспечения устойчивости. Важно отметить, что, независимо от порядка модулятора, применение однобитного ЦАП *принципиально* исключает дифференциальную нелинейность АЦП. Это объясняется тем, что ЦАП имеет всего одну ступень квантования.

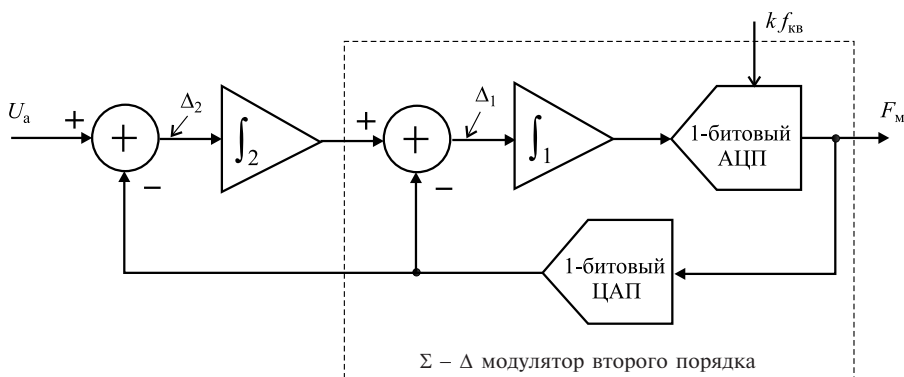


Рис. 66. Структурная схема $\Sigma - \Delta$ модулятора второго порядка

Очевидно, количество эффективных разрядов (ENOB) в $\Sigma - \Delta$ АЦП уменьшается с увеличением частоты отсчета $F_{\text{отс}} = F_d$, так как будет уменьшаться степень усреднения. Например, 24-разрядный $\Sigma - \Delta$ АЦП AD7714 уже на частоте 50 Гц имеет лишь 15,5 эффективных разряда. Эта же тенденция наблюдается и в других быстродействующих $\Sigma - \Delta$ АЦП (рис. 67).

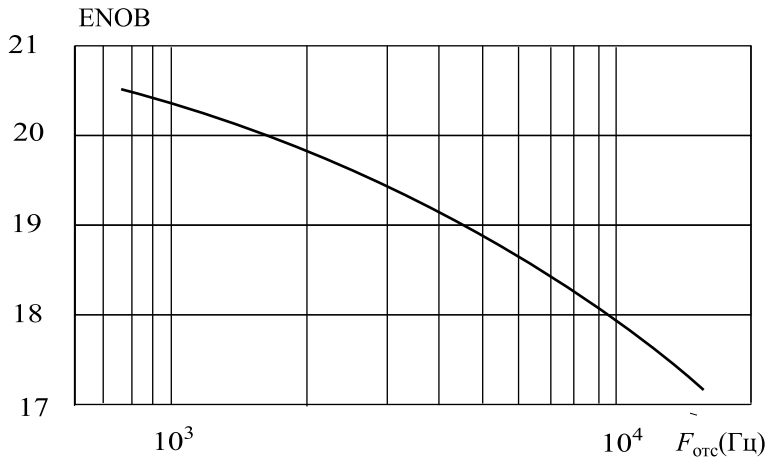


Рис. 67. Зависимость количества эффективных разрядов быстродействующего $\Sigma - \Delta$ АЦП AD7732 от частоты отсчетов

Наряду с одnorазрядными $\Sigma - \Delta$ модуляторами применяются и *многоразрядные*, содержащие r -разрядные параллельные АЦП и ЦАП (рис. 68). Много-разрядная $\Sigma - \Delta$ модуляция позволяет уменьшить коэффициент передискретизации в 2^r раз, где r — разрядность модулятора, и увеличить быстродействие. Эта архитектура расширяет динамический диапазон при умеренном коэффициенте передискретизации и заданном порядке цифрового фильтра. Реальный недостаток состоит в том, что нелинейность $\Sigma - \Delta$ АЦП будет увеличиваться и определяться нелинейностью многоразрядного ЦАП.

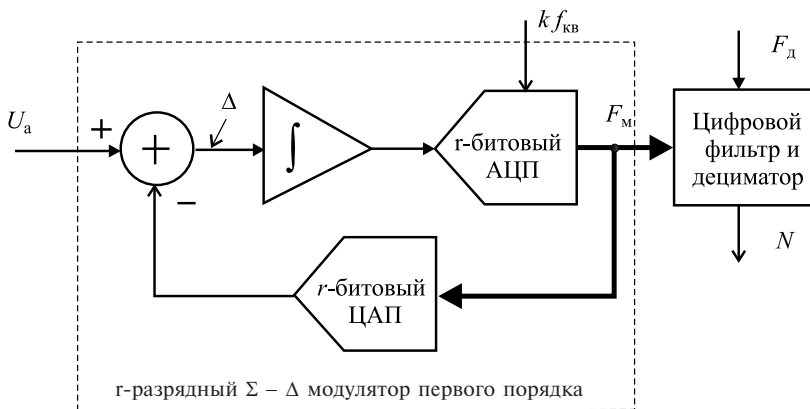


Рис. 68. Структурная схема многоразрядного $\Sigma - \Delta$ АЦП первого порядка

Другой более совершенный способ преобразования битового потока F_M с выхода $\Sigma - \Delta$ модулятора в код заключается в применении вместо счетчика (см. рис. 61) цифровых фильтров. В $\Sigma - \Delta$ АЦП высокого разрешения, предназ-

наченных для прецизионных измерений, обычно применяются цифровые фильтры с АЧХ вида $(\text{sinc})^3 = (\sin x/x)^3$. Такие фильтры осуществляют фильтрацию помех значительно эффективнее, чем это происходит в интегрирующих АЦП (рис. 69).

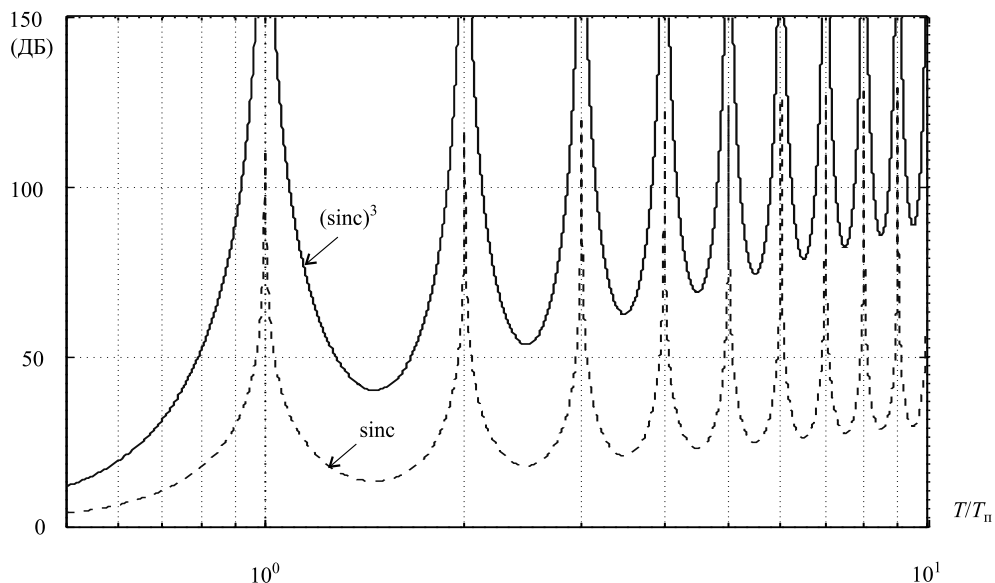


Рис. 69. Нормированные АЧХ цифровых фильтров $\Sigma - \Delta$ АЦП

Наличие цифрового фильтра (методы построения цифровых фильтров подробно рассматриваются в литературе по цифровой обработке сигналов) значительно усложняет схемную реализацию $\Sigma - \Delta$ АЦП, хотя на современном уровне развития технологии производства интегральных схем и появления DSP-процессоров этот недостаток не считается существенным.

$\Sigma - \Delta$ АЦП позволяют также решить проблему наложения, или алиазинг (*aliasing*), частот. Для предотвращения наложения спектров (появление ложной (*alias*) низкочастотной разностной частоты) сигнал, подаваемый на вход АЦП, должен быть свободен от спектральных составляющих за первой зоной Найквиста (рис. 70а). Например, если $f_{\text{кв}} = 5$ кГц, а в спектре входного сигнала появляется составляющая (помеха, шум) на частоте 3 кГц, то она будет воспроизведена на разностной частоте 2 кГц. Следовательно, на входе обычного АЦП необходимо устанавливать *антиалиазинговый* ФНЧ с частотой среза $f_c \leq f_{\text{кв}}/2$ и достаточно резким спадом АЧХ за полосой Найквиста, то есть ФНЧ высокого порядка, что достаточно сложно.

В случае передискретизации и переноса шума в область высоких частот требования к входному антиалиазинговому ФНЧ существенно снижаются

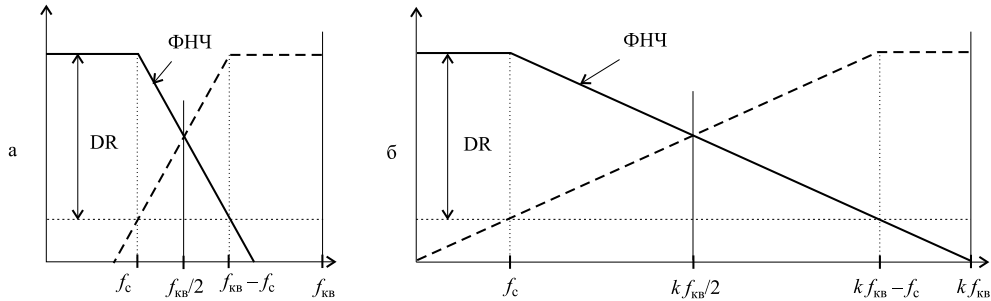


Рис. 70. Снижение требований к крутизне спада антиалийзингового ФНЧ при передискретизации: а — при классическом выборе f_{KB} ; б — при передискретизации (DR — динамический диапазон сигнала)

(рис.70б), и в большинстве случаев достаточно устанавливать пассивный ФНЧ первого порядка с частотой среза $f_{KB}/2$.

Стабильность $\Sigma - \Delta$ АЦП в целом определяется стабильностью источников опорного напряжения $U_{оп}$. Широкому распространению $\Sigma - \Delta$ АЦП в измерительной технике способствуют не только высокая разрешающая способность и линейность, но и отличная совместимость с КМОП-технологией (небольшая емкость конденсатора интегратора (десятки пикофард) позволяет изготовлять его на кристалле АЦП). Отсутствие жестких требований по точности и стабильности к используемым в них аналоговым элементам позволяет производить их по технологии цифровых интегральных схем. Кроме того, развитая цифровая часть обеспечивает возможность программирования параметров АЦП (коэффициентов децимации, усиления, режимов калибровки).

В настоящее время выпускаются две группы $\Sigma - \Delta$ АЦП:

- широкополосные умеренного (до 14 разрядов) и высокого (до 16—20 разрядов) разрешения для аудиоприложений, так как здесь необходимо сочетание низкого уровня шумов, большого динамического диапазона, высокой точности при относительно небольших частотах выборки;
- низкочастотные высокого разрешения и точности (16—24 разряда) для измерительных систем (непосредственная работа с термопарами, терморезисторами, тензометрическими, биомедицинскими и другими датчиками). Такие АЦП иногда называют *инструментальными*.

Перечислим некоторые преимущества $\Sigma - \Delta$ АЦП:

- широкий динамический диапазон (свыше 100 дБ);
- низкая дифференциальная нелинейность (менее 2^{-24});
- высокое разрешение (до 22 эффективных разрядов);
- высокая точность (интегральная нелинейность до 2^{-19});

- высокая стабильность (температурный дрейф усиления менее $0,5 \cdot 10^{-6}$ 1 / С),
- программируемое соотношение между частотой преобразования и разрешением;
- подавление помех промышленной сети;
- понижение требований к антиалайзинговому фильтру.

Недостатки: $\Sigma - \Delta$ АЦП создают сильные радиопомехи и помехи в цепях питания из-за постоянной работы цифровых схем. Тем не менее в настоящее время $\Sigma - \Delta$ АЦП — наиболее популярная архитектура среди АЦП высокого и сверхвысокого разрешения.

Параметры некоторых интегральных АЦП приведены в Приложении 1.5.

ГЛАВА 4

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ЦАП/АЦП

4.1. Источники опорных напряжений

В техники ЦАП/АЦП источники опорного напряжения (ИОН) определяют потенциальную точность и стабильность преобразователей, то есть точность ЦАП/АЦП не может быть выше точности ИОН. Например, стабильность поддержания опорного напряжения $\delta(U_{\text{оп}})$ в 16-разрядном ЦАП/АЦП не может быть хуже, чем $\delta(U_{\text{оп}}) < 2^{-16}$. Эти требования к ИОН должны выдерживаться во всех условиях эксплуатации, то есть при нестабильности питающих напряжений, токов нагрузки, изменениях температуры и прочих дестабилизирующих факторах.

Различают *параметрические* и *непараметрические (компенсационные)* ИОН. Характеристики параметрических ИОН определяются их собственными параметрами. Компенсационные ИОН могут быть как разомкнутого, так и замкнутого типа. Компенсационные ИОН замкнутого типа представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования на полупроводниковых приборах (ПП), которые, подобно стабилизаторам напряжения, поддерживают на нагрузке стабилизированное $U_{\text{оп}}$, но в отличие от последних ИОН являются малонагруженными источниками, а во многих случаях и с постоянным током нагрузки.

В настоящее время в составе интегральных ЦАП/АЦП применяются в основном три типа ИОН:

- параметрические ИОН на стабилитронах (стабилитронные ИОН);
- компенсационные ИОН на биполярных транзисторах с напряжением запрещенной зоны полупроводника (ИОН-bandgap);
- компенсационные ИОН на полевых транзисторах с управляющим *p-n* переходом (ИОН-XFET).

4.1.1. Стабилитронные ИОН

Для стабилизации напряжения с помощью стабилитрона используют обратную ветвь ВАХ диода (рис. 71) в режиме обратимого электрического пробоя, то есть при ограничении тока через стабилитрон. При этом в широком диапазоне изменения тока через диод напряжение на нем меняется незначительно.

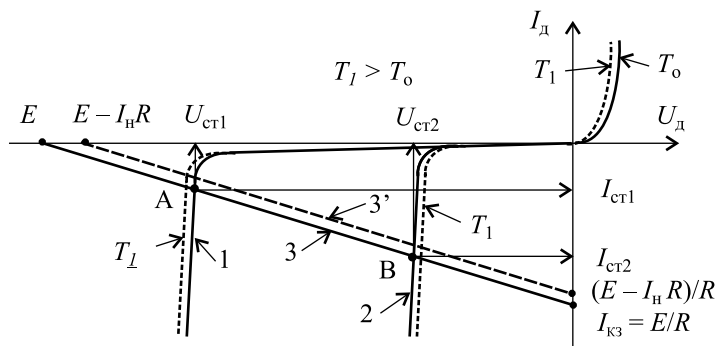


Рис. 71. ВАХ стабилитрона и стабилитронного ИОН

Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включается токоограничивающее сопротивление (рис. 72а), которое и определяет рабочую точку А на пересечении ВАХ высоковольтного стабилитрона (кривая 1) и характеристики токоограничивающего сопротивления (кривая 3). Последняя в режиме ХХ проходит через точки $U_d = E$ и $I_d = E/R$. Наличие тока нагрузки I_n смещает линию 3 параллельно самой себе по оси напряжений на величину $I_n \cdot R$ (прямая 3'), что вызывает некоторое изменение напряжения стабилизации. В дальнейшем предполагается, что ИОН работает в режиме, близком к режиму ХХ, то есть $I_n \ll I_{ct}$. Для более низковольтного стабилитрона (кривая 2) рабочей точкой будет точка В.

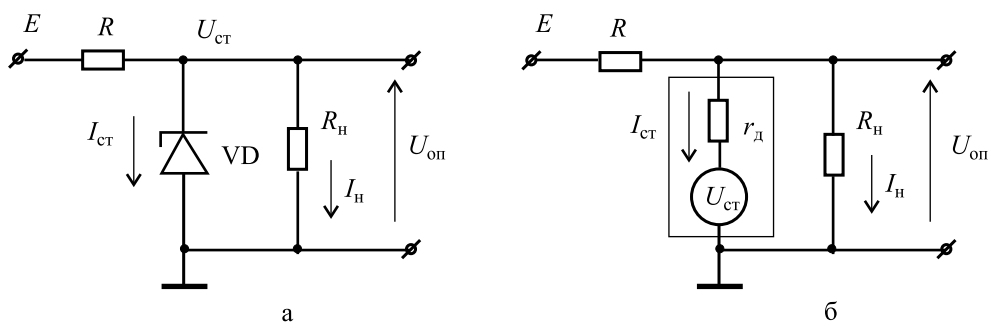


Рис. 72. Стабилитронный ИОН: а — схема включения; б — схема замещения

Основными параметрами стабилитрона являются номинальное напряжение стабилизации U_{ct} при заданном токе стабилизации I_{ct} , его дифференциальное сопротивление r_d в рабочей точке и температурный коэффициент стабилизации $TK(U_{ct})$, который определяется как

$$TK(U_{ct}) = \frac{\Delta U_{ct}}{\Delta T \cdot U_{ct}}.$$

Типичные параметры приборных стабилитронов: $U_{\text{ст}} = (3 - 15) \text{ В}$, $I_{\text{ст}} = (1 - 10) \text{ мА}$, $r_{\text{д}} = (10 - 50) \text{ Ом}$, $\text{ТК}(U_{\text{ст}}) \approx \pm 1 \cdot 10^{-3} \cdot \text{С}^{-1}$.

Дифференциальное сопротивление $r_{\text{д}}$ и температурный коэффициент стабилизации $\text{ТК}(U_{\text{ст}})$ в сильной степени зависят от номинала $U_{\text{ст}}$ (рис. 73).

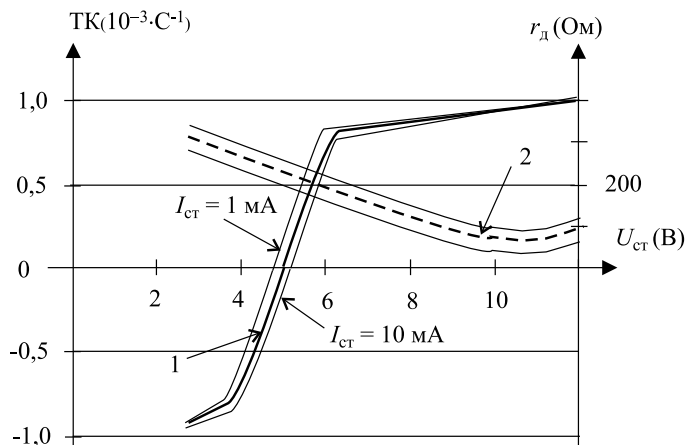


Рис. 73. Зависимости температурного коэффициента стабилизации (кривая 1) и динамического сопротивления $r_{\text{д}}$ (кривая 2) стабилитрона от напряжения стабилизации

Минимальное $r_{\text{д}}$ достигается при $U_{\text{ст}} \approx 10 \text{ В}$, а минимальное $\text{ТК}(U_{\text{ст}})$ при $U_{\text{ст}} \approx 5 \text{ В}$. Последнее объясняется тем, что для низковольтных стабилитронов ($U_{\text{ст}} < 5 \text{ В}$) превалирует так называемый зенеровский (туннельный) пробой с отрицательным $\text{ТК}(U_{\text{ст}})$, а для более высоковольтных — лавинный пробой с положительным $\text{ТК}(U_{\text{ст}})$. ВАХ стабилитронов при $T_1 > T_0$ показаны пунктирной линией на рис. 71. Минимизировать $\text{ТК}(U_{\text{ст}})$ можно не только подбором $U_{\text{ст}}$, но также регулировкой тока стабилизации (см. рис. 73).

Основными источниками нестабильности стабилитронных ИОН являются:

- температурная зависимость напряжения стабилизации стабилитрона;
- нестабильность питающего напряжения;
- изменение тока нагрузки.

Для стабилитронов с исходным напряжением стабилизации $U_{\text{ст}} > (7 \div 8) \text{ В}$ возможна достаточно простая термокомпенсация с помощью встречно включенных диодов (рис. 74). Известно, что температурная характеристика диода в прямом включении имеет крутизну

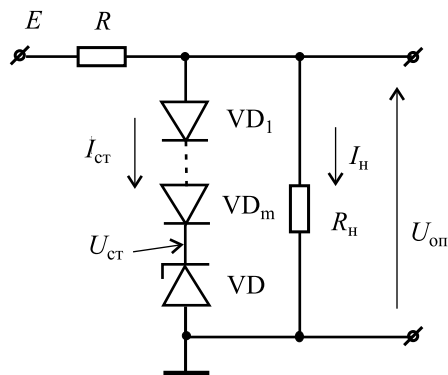


Рис. 74. Термокомпенсация стабилитронного ИОН

$\alpha_d(T) \approx -2,1 \text{ мВ} \cdot \text{C}^{-1}$. Это соответствует $\text{TK}(U_d) = \alpha_d(T)/U_d \approx -3 \cdot 10^{-3} \text{ C}^{-1}$. Тогда количество термокомпенсирующих диодов m определяется из равенства

$$\text{TK}(U_d) \cdot U_d \cdot \Delta T \cdot m + \text{TK}(U_{\text{ст}}) \cdot U_{\text{ст}} \cdot \Delta T = 0.$$

Например, при $U_{\text{ст}} = 8 \text{ В}$ и $U_d = 0,65 \text{ В}$ из последнего выражения получим

$$m = \frac{\text{TK}(U_{\text{ст}}) \cdot U_{\text{ст}}}{-\text{TK}(U_d) \cdot U_d} = \frac{10^{-3} \cdot 8}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,65} \approx 4;$$

$$U_{\text{оп}} = U_{\text{ст}} + m \cdot U_d = 10 + 4 \cdot 0,65 = 12,6 \text{ В}.$$

Параметры некоторых отечественных термокомпенсированных стабилизаторов приведены в табл. 1.

Таблица 5. Отечественные прецизионные стабилизаторы

	$U_{\text{ст}} (\text{В})$	$\text{TK}(U_{\text{ст}}) (\text{C}^{-1})$	$r_d (\text{Ом})$	$\Delta T (^\circ\text{C})$
КС818Г	7,65—10,35	$5 \cdot 10^{-5} \text{ C}^{-1}$	<25	-55...+100
0КС196Г	9,6±10%	$5 \cdot 10^{-6} \text{ C}^{-1}$	<18	±60

При неизменной температуре качество ИОН определяется двумя коэффициентами:

- 1) коэффициентом сглаживания пульсаций питающего напряжения E :

$$K_{\text{сп}} = \frac{\Delta E}{\Delta U_{\text{оп}}}.$$

- 2) коэффициентом стабилизации по выходу (из-за изменения тока нагрузки I_n):

$$K_{\text{сн}} = \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{\Delta I_n}.$$

Для линеаризованной схемы замещения стабилизатора (см. рис. 726) можно записать следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} E &= (I_{\text{ст}} + I_n) \cdot R + U_{\text{оп}}; \\ U_{\text{ст}} &= U_{\text{оп}} - r_d \cdot I_{\text{ст}}. \end{aligned}$$

Решая ее, можно найти, что

$$U_{\text{оп}} = \frac{1}{R + r_d} (E \cdot r_d + U_{\text{ст}} \cdot R - I_n \cdot r_d \cdot R). \quad (1)$$

Дифференцируя последнее выражение по соответствующему параметру, найдем:

$$K_{\text{сп}} = \frac{\Delta E}{\Delta U_{\text{оп}}} = \left(\frac{\partial U_{\text{оп}}}{\partial E} \right)^{-1} = \frac{R + r_d}{r_d} \approx \frac{R}{r_d}; \quad (2)$$

$$K_{\text{сн}} = \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \left(\frac{\partial U_{\text{оп}}}{\partial I_{\text{н}}} \right) = \frac{r_{\text{д}} \cdot R}{r_{\text{д}} + R}. \quad (3)$$

Коэффициент стабилизации по выходу имеет размерность сопротивления и характеризует выходное сопротивление ИОН. Фактически, с учетом $R \gg r_{\text{д}}$:

$$K_{\text{сн}} = r_{\text{д}} \quad (4)$$

Аналогично можно найти влияние напряжения стабилитрона на опорное напряжение:

$$K_{\text{ст}} = \left(\frac{\partial U_{\text{оп}}}{\partial U_{\text{ст}}} \right)^{-1} = \frac{R + r_{\text{д}}}{R} \approx 1.$$

Из последнего выражения следует вывод, что нестабильность стабилитрона полностью передается на выход ИОН.

Пример. Рассчитать параметры стабилитронного ИОН в режиме ХХ при $E = 15 \text{ В}$, $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА}$, $r_{\text{д}} = 20 \text{ Ом}$, $\delta E = \pm 10 \%$, $\Delta I_{\text{н}} = 1 \text{ мА}$.

Решение. 1. Коэффициент стабилизации по выходу в соответствии с равенством (4) составит $K_{\text{сн}} = r_{\text{д}} = 20 \text{ Ом}$. Следовательно, $\Delta U_{\text{оп}} = I_{\text{ст}} \cdot r_{\text{д}} = 20 \text{ мВ}$.

2. Токоограничивающий резистор определяется как $R = (E - U_{\text{ст}})/I_{\text{ст}} = (15 - 10)/5 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ кОм}$.

3. В соответствии с формулой (2) $K_{\text{сп}} = (R + r_{\text{д}})/r_{\text{д}} = (10^3 + 20)/20 \approx 50$.

Таким образом, $\Delta U_{\text{оп}} = \pm (E \cdot \delta E / K_{\text{сп}} + r_{\text{д}} \cdot \Delta I_{\text{н}}) = \pm (15 \cdot 0,1/50 + 20 \cdot 10^{-3}) = \pm 50 \text{ мВ}$, что совершенно неприемлемо для ЦАП/АЦП.

Как следует из уравнения (2), если задано напряжение питания E , то $K_{\text{сп}}$ оказывается ограниченным соотношением $R/r_{\text{д}}$ и не может быть высоким. Для его увеличения необходимо запитывать стабилитрон от источника с большим выходным сопротивлением (желательно питать стабилитрон от источника тока). Простейшим источником тока является источник на основе полевого транзистора (рис. 75). Поскольку полевой транзистор (ПТ) VT1 охвачен отрицательной обратной связью, его выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ составит

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{си}} (1 + S \cdot R),$$

где $r_{\text{си}}$, S — сопротивление канала «сток — исток» и крутизна транзистора VT1.

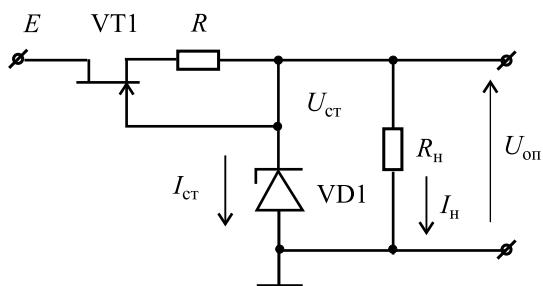


Рис. 75. Стабилитронный ИОН с запиткой от источника тока на полевом транзисторе

Для ПТ при токе в 1 мА типичные величины $r_{си} = (100 \div 250)$ кОм, $S \approx 2$ мА/В. Тогда при $R = 2$ кОм, $r_d = 25$ Ом, $r_{си} = 100$ кОм имеем $R_{вых} = 100 \cdot 10^3 (1 + 2 \cdot 10^{-3} \times 2 \cdot 10^3) = 0,5$ МОм, и, следовательно, $K_{ст} = 1 + 500 \cdot 10^3 / 25 = 2 \cdot 10^4$.

Но $r_{си}$ имеет большой технологический разброс от образца к образцу, и поэтому гарантировать предельные коэффициенты стабилизации достаточно сложно. В среднем считается, что эта схема дает коэффициент стабилизации по входу порядка 10^4 , что, впрочем, на три порядка лучше, чем у простого стабилизитронного ИОН.

Для увеличения коэффициента стабилизации по выходу между стабилизитроном с токовой запиткой и нагрузкой включают буфер на ОУ (рис. 76). Выходное сопротивление буфера не превышает долей ома, а коэффициент передачи задается замыканием переключки в интегральной матрице резисторов $R1 \div R4$ и выдерживается с высокой точностью. Таким образом, может быть сформирован стандартный ряд опорных напряжений, например (2,5; 5,0; 10,0) В. Подобные стабилизитронные ИОН выпускаются в интегральном исполнении. Следует помнить, что выходной импеданс буферизированного ИОН зависит от частоты и увеличивается с увеличением частоты на 20 дБ/дек, что ухудшает стабилизацию при импульсной нагрузке.

Характеристики опорных источников можно улучшить, если питать стабилизитрон от стабильного источника напряжения (рис. 77).

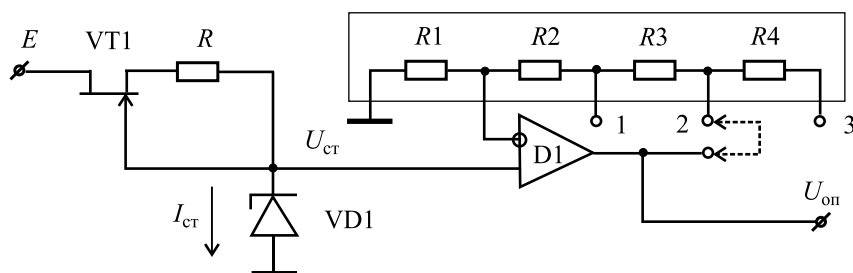


Рис. 76. Структура серийного стабилизитронного ИОН со стандартным набором $U_{оп}$

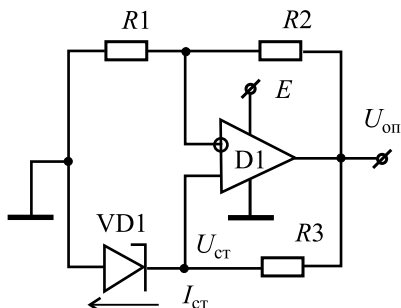


Рис. 77. Стабилизитронный ИОН с запиткой стабилизированным напряжением

Здесь стабилизитрон $VD1$ подключается к выходу ОУ и

$$U_{оп} = U_{ст} (1 + R_2/R_1) > U_{ст}.$$

Коэффициент стабилизации в такой схеме в основном определяется коэффициентом влияния источников питания в применяемом ОУ и достигает величин $10^4 \div 10^5$. Для обеспечения устойчивости схемы, охваченной ПОС, применяется однополярное питание ОУ.

4.1.2. Источники опорного напряжения на биполярных транзисторах (bandgap)

Развитие техники АЦП/ЦАП потребовало создания экономичных низковольтных ИОН. В принципе в качестве такого ИОН может быть использован полупроводниковый диод, однако он имеет значительный $TK(U_{CT}) \approx -3 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Этот коэффициент может быть уменьшен, если напряжение диода (база-эмиттерного перехода) суммировать с другим напряжением, имеющим положительный температурный коэффициент напряжения (ТКН), как это делается в ИОН на напряжении запрещенной зоны полупроводника (ИОН-bandgap), реализуемых на биполярных транзисторах.

Для базовой схемы ИОН типа bandgap, приведенной на рис. 78,

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 + U_{\text{бэ3}}. \quad (1)$$

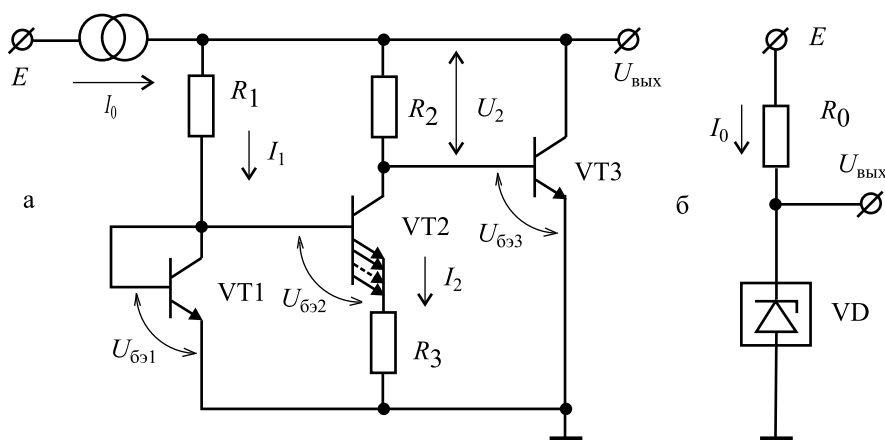


Рис. 78. ИОН типа bandgap на биполярных транзисторах: а — базовая схема; б — обозначение и схема включения

Если второй член имеет $TKН = -2,1 \text{ мВ} \cdot \text{K}^{-1}$, то для температурной компенсации $U_{\text{ВЫХ}}$ первый член выражения (1) должен иметь положительный коэффициент. При анализе схемы будем полагать, что все транзисторы идеально согласованы по параметрам и имеют высокий коэффициент передачи тока базы, а напряжение на база-эмиттерном переходе определяется уравнением Эберса — Молла:

$$U_{\text{бэ}} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_s} \right) = \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_s} \right),$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона; I — ток через база-эмиттерный переход; φ_T — тепловой потенциал.

VT1 и VT2 включены по схеме токового зеркала (VT2 имеет n эмиттеров). Следовательно, токи через транзисторы будут равны, а плотности токов J_1, J_2 через p-n переходы транзисторов будут отличаться в n раз. Тогда

$$\Delta U_{6\text{э}1-2} = U_{6\text{э}1} - U_{6\text{э}2} = \varphi_T \ln\left(\frac{J_1}{J_2}\right) = \varphi_T \ln(n). \quad (2)$$

Это напряжение выделяется на резисторе R_3 и усиливается пропорционально отношению резисторов R_2/R_3

$$U_2 = \frac{R_2}{R_3} \Delta U_{6\text{э}1-2} = \frac{R_2}{R_3} \varphi_T \ln(n); \quad (3)$$

$$\frac{dU_2}{dT} = \frac{R_2}{R_3} \frac{k}{q} \ln(n), \quad (4)$$

причем ТКН U_2 будет положительным. Для температурной компенсации необходимо, чтобы $dU_2/dT = +2,1$ мВ/К. Тогда из выражения (4)

$$\frac{R_2}{R_3} = 2,1 \frac{q}{k \cdot \ln(n)} = \frac{2,1 \cdot T}{\varphi_T \cdot \ln(n)}. \quad (5)$$

Выбором значений R_1, R_2, n, I_1 можно обеспечить почти нулевой ТКН выходного напряжения в широком диапазоне изменения температур.

Пример. Рассчитать $U_{\text{вых}}$ для $n = 8, I_1 = 0,1$ мА, $U_{6\text{э}3} = 0,6$ В.

Решение. 1. Поскольку для $T = 300$ К тепловой потенциал $\varphi_T = 26$ мВ, из выражения (5) получим $R_2/R_3 \approx 11,6$. Тогда $\Delta U_{6\text{э}1-2} = \varphi_T \ln(n) = 26 \times \ln(8) = 54,1$ мВ.

2. Из выражения (3) имеем $U_2 = \Delta U_{6\text{э}1-2} \cdot (R_2/R_3) = 54,1 \times 1,6 \approx 630$ мВ и окончательно $U_{\text{вых}} = U_2 + U_{6\text{э}3} \approx 0,63 + 0,60 = 1,23$ В.

Свое название эти ИОН получили потому, что их выходное напряжение при нулевом ТКН равно напряжению запрещенной зоны кремния, то есть

примерно 1,22 В. ИОН типа bandgap представляет собой двухполюсник и его схема включения не отличается от схемы включения обычного стабилитрона (рис. 78б). Для увеличения нагрузочной способности ИОН типа bandgap включается в цепь обратной связи ОУ (рис. 79), при этом получается регулируемый ИОН типа bandgap, в котором

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{д}} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right).$$

Для устойчивой работы схемы необходимо однополярное питание ОУ.

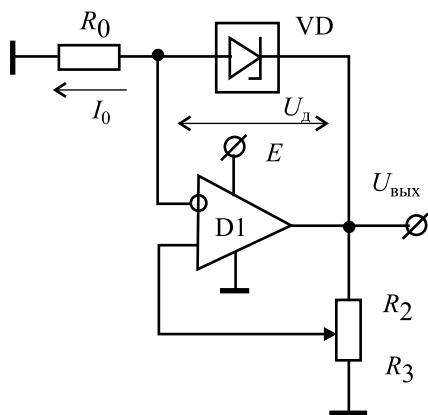


Рис. 79. Регулируемый ИОН типа bandgap

На рис. 80 приведена усовершенствованная схема прецизионного ИОН типа bandgap. Положим для начала, что резисторы R_3 и R_4 отсутствуют. Так как потенциалы входов ОУ D1 равны, то оба транзистора VT1 и VT2 работают при одинаковых коллекторных токах, но разных плотностях токов через p-n переходы транзисторов, что приводит к разности падений напряжений на переходах в соответствии с уравнением (2). При этом на резисторе R_2 выделяется напряжение U_T , пропорциональное абсолютной температуре:

$$U_T = 2 \frac{R_2}{R_1} \Delta U_{63} = 2 \frac{R_2}{R_1} \varphi_T \ln(n) = 2 \frac{R_2 \cdot k \cdot T}{R_1 \cdot q} \ln(n).$$

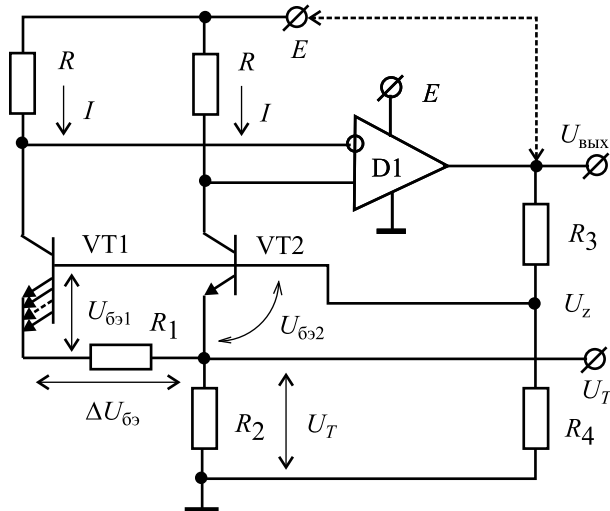


Рис. 80. Прецизионный ИОН типа bandgap на биполярных транзисторах

На базах транзисторов выделяется опорное напряжение запрещенной зоны U_Z , равное сумме U_T и U_{632} :

$$U_Z = U_T + U_{632}.$$

ОУ в схеме на рис. 80 играет роль регулирующего элемента, масштабного усилителя и выходного буфера. Если установить дополнительную цепочку R_3 - R_4 , то

$$U_{\text{вых}} = U_Z \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right). \quad (6)$$

Из уравнения (6) следует, что на выходе можно получить опорное напряжение любого номинала, большего, чем U_Z . Это дает возможность запитать транзисторы VT1 и VT2 с выхода ОУ стабильным напряжением и реализовать существенно больший коэффициент стабилизации входного напряжения (на рис. 80 эта связь показана пунктиром). В некоторых ИОН типа bandgap дополнительно предусмотрен вывод напряжения U_Z , пропорционального температуре.

Типичные параметры ИОН типа bandgap:

- ТКН — $(10^{-5} \div 10^{-6})/\text{K}$;
- температурный диапазон — $-40 \dots +125 \text{ }^\circ\text{C}$;
- точность выходного напряжения — $(0,1 \div 0,5) \%$;
- долговременный дрейф — $(5 \div 10) \cdot 10^{-5}$ за 1000 часов;
- размах фликкер шума в полосе $(0,1 \div 10) \text{ Гц}$ — $(5 \div 50) \text{ мкВ}$;
- регулируемое выходное напряжение от 2,5 до 15 В;
- выходное сопротивление — менее 0,2 Ом;
- потребляемый ток в режиме ХХ — не более 0,1 мА;
- ток нагрузки — до $(10 \div 20) \text{ мА}$.

В настоящее время ИОН типа bandgap один из наиболее распространенных типов ИОН для интегральных ЦАП/АЦП.

4.1.3. Источники опорного напряжения на униполярных транзисторах (ИОН типа XFET)

Низковольтный ИОН типа XFET основан на свойствах униполярных транзисторов с управляющим р-п переходом. ИОН-XFET относится к ИОН компенсационного типа и его принцип работы в определенной степени аналогичен принципу работы ИОН типа bandgap. Но если в последних для создания компенсирующего напряжения используются многоэмиттерные транзисторы, то в ИОН типа XFET используется пара интегральных полевых транзисторов (ПТ) с разными напряжениями отсечки. В дальнейшем дифференциальное напряжение между затворами ПТ усиливается для формирования выходного опорного напряжения. Для получения ПТ с разными напряжениями отсечки используется дополнительная ионная имплантация, что дало название данному типу ИОН (XFET — eXtra implantation junction Field Effect Transistor).

Базовая схема ИОН типа XFET приведена на рис. 81. Поскольку потенциалы стоков транзисторов VT1 и VT2 равны между собой, то через них идут одинаковые токи I_0 . Один из транзисторов выполнен с ионной имплантацией, за счет чего напряжение отсечки VT1 и VT2 отличается на 500 мВ.

Преднамеренная асимметрия напряжений отсечки ПТ при одинаковых токах и напряжениях сток — исток приводит к появлению между затворами дифференциального напряжения:

$$\Delta U_{зи} = U_{зи1} - U_{зи2},$$

которое прикладывается к резистору R_1 , включенному в цепь ОС ОУ D1. ОУ D1 играет роль регулирующего элемента, удерживая равными потенциалы стоков ПТ. Выходное напряжение схемы составит

$$U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{зи}}{R_3} (R_1 + R_2 + R_3) + I_k \cdot R_3. \quad (1)$$

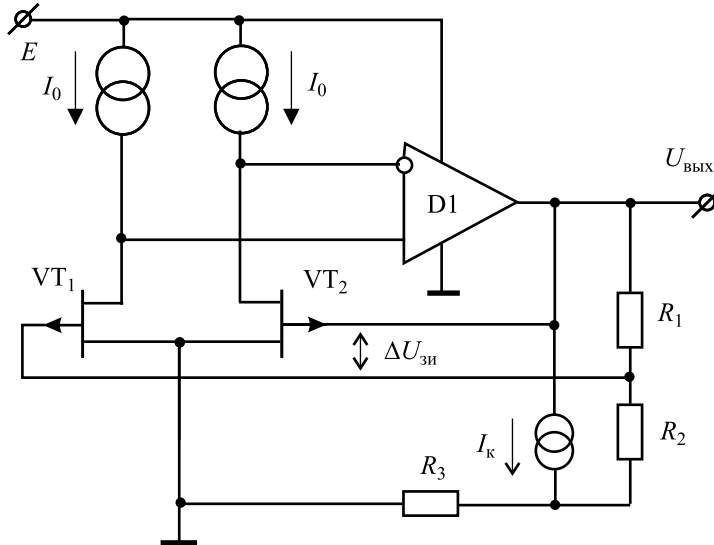


Рис. 81. ИОН типа XFET

Источник компенсационного тока I_k имеет положительный ТКН и подстраивается в процессе производства в целях температурной компенсации $\Delta U_{зи}$. В процессе производства номиналы резисторов $R_1 \div R_3$ также подстраиваются для получения стандартных уровней опорных напряжений для ЦАП-АЦП в 2,048; 2,5; 4,096; 5,0 В.

Архитектура XFET позволяет достичь улучшенных характеристик по сравнению с другими интегральными ИОН. При одинаковых токах ИОН-XFET имеет меньший уровень шума, обладает низким и линейным ТКН, который не превосходит $(3 \div 8) \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, и превосходной долговременной стабильностью.

Типичные параметры ИОН типа XFET:

- диапазон напряжений питания — (3–15) В (запас по питанию <1,0 В);
- потребляемый ток — не более 0,5 мА;
- ТКН — $(3–8) \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$;
- низкочастотный шум в полосе (0,1–10) Гц — (2–6) мкВ от пика до пика;
- широкополосный шум в полосе 1 кГц — $(60–400) \text{ нВ} \cdot \text{Гц}^{-0,5}$;
- долговременный дрейф за 1000 часов — $<5 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$.

Выпускаются и высокотемпературные ИОН XFET на диапазон $-55 \dots +200 \text{ }^\circ\text{C}$ (REF 5025 HT).

Характеристики некоторых интегральных ИОН XFET приведены в табл. 6.

Таблица 6. Характеристики интегральных источников опорного напряжения

Модель	$U_{ст}$ (В)	ТКН ($\times 10$) С	Ток холостого хода [мА]	Ток нагрузки [мА]	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление (Ом)	Долговремен. стабильность (мкВ/1000 час)	Примечание
Стабилитронные ИОН								
LM399 (2C438)	6,95 $\pm$ 0,35	3	17	10	-	0,7	140	
AD688	10 $\pm$ 0,0025	3,6	12	10	5000	0,05	15	Два симметричных выхода
AD586	10 $\pm$ 0,0025	2	5	2	-	0,05	15	Шум 100 нВ·Гц ^{-0,5}
MAX671C	10 $\pm$ 0,001	3	9	10	20000	0,01	500	
ИОН типа bandgap								
TL431 (142EH19)	2,5 $\pm$ 0,05	10	1	100	-	1,2	-	
AD1582	2,5 $\pm$ 0,002	50	0,065	5	40000	0,25	250	
AD395	5,0 $\pm$ 0,006	25	0,125	5	40000	0,1	50	Шум 5 мкВ (p-p) в полосе 0,1—10 Гц
MAX676A	4,096 $\pm$ 0,001	1	10	10	8000	0,04	80	Имеется выход датчика температуры
ИОН типа XFET								
ADR291E	2,5 $\pm$ 0,002	3	0,012	5	1300	0,075	125	Шум 8 мкВ (p-p) в полосе 0,1—10 Гц
ADR431	2,5 $\pm$ 0,002	3	0,5	± 10	-	0,1	125	Шум 2 мкВ (p-p) в полосе 0,1—10 Гц

4.2. Аналоговые устройства выборки и хранения

Устройства выборки и хранения УВХ (SHA — Sample-Hold-Amplifier) находят самое широкое применение для построения ЦАП/АЦП и подразделяются на гибридные и монолитные схемы. ГИС УВХ допускают настройку и позволяют достичь более высоких характеристик (например, быстродействия), но они более дорогие.

Впрочем, почти все АЦП последних разработок выпускаются со встроенными УВХ (так называемые АЦП с дискретизацией), что дает существенный выигрыш в компактности, снижает стоимость и уменьшает трудоемкость при применении и проектировании ССД. Однако для понимания динамических свойств АЦП необходимо знание принципов работы УВХ. Также УВХ используются в пиковых детекторах для подавления выбросов (глитчей) на выходе ЦАП, аналоговых линиях задержки, в системах с синхронной выборкой данных.

В большинстве случаев для УВХ используются различные сочетания накопительного конденсатора, аналоговых ключей и согласующих ОУ. Простейшая

схема УВХ (рис. 82а) содержит ключ SA и накопительный конденсатор C_0 (буферные повторители на D1, D2 используются для исключения влияния цепей источника сигнала и нагрузки).

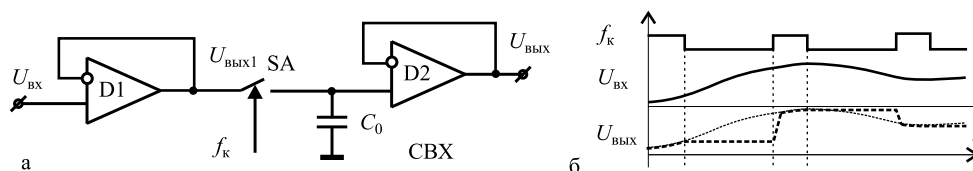


Рис. 82. Устройство выборки и хранения: а — принципиальная схема; б — временные диаграммы

В работе такой схемы есть два основных этапа, отраженные на временной диаграмме (рис. 82б.).

- Выборка (слежение), когда ключ SA замыкается и конденсатор C_0 через входной буферный повторитель D1 заряжается до входного напряжения $U_{ВХ}(t)$. Иными словами, напряжение на C_0 отслеживает $U_{ВХ}(t)$ и передается на выход схемы через выходной буферный повторитель D2. В этом режиме УВХ ведет себя как аналоговый ключ. Повторитель D1 должен обладать способностью отдавать большой ток для быстрой перезарядки C_0 .
- Хранение, когда ключ SA размыкается и на конденсаторе C_0 сохраняется какое-то время напряжение, предшествующее моменту размыкания ключа, которое продолжает транслироваться на выход второго буферного повторителя D2. При этом C_0 сравнительно медленно разряжается за счет паразитных токов утечки. Для минимизации токов утечки необходимо выбирать качественную накопительную емкость, ОУ с минимальным входным током и ключ с высоким сопротивлением в разомкнутом состоянии.

Помимо двух основных режимов, для УВХ можно выделить два переходных: переход от выборки к хранению и переход от хранения к слежению. Каждый из четырех режимов работы характеризуется своей системой статических и динамических параметров. Переходные процессы в УВХ показаны на рис. 83.

Когда УВХ переключается в *режим слежения*, оно должно выполнить захват входного сигнала с заданной точностью (обычно 0,01%). Время захвата при экспоненциальном переходном процессе определяется постоянной заряда накопительного конденсатора $\tau_3 = r_{кл} \cdot C_0$, где $r_{кл}$ — сопротивление замкнутого ключа SA. Если δ_3 — погрешность заряда емкости, то при экспоненциальном заряде C_0 длительность импульса выборки T_B составит

$$ET_B \geq \tau_3 \cdot \ln \frac{1}{\delta_3} = r_{кл} \cdot C_0 \cdot \ln \frac{1}{\delta_3}. \quad (1)$$

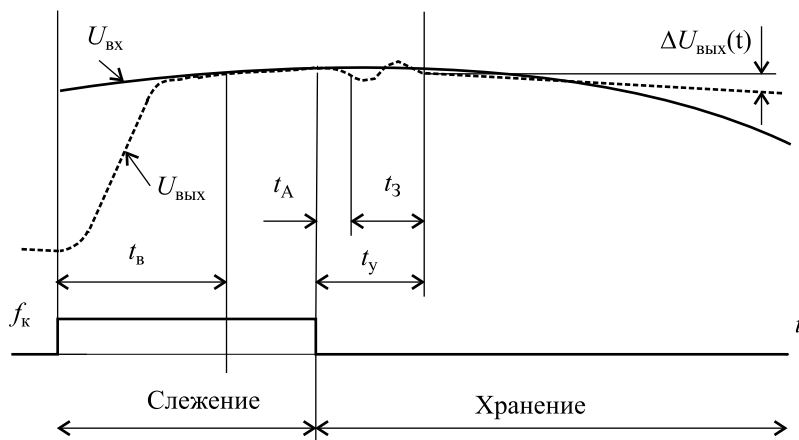


Рис. 83. Переходные процессы в УВХ

Пример: Для $r_{кл} = 20 \text{ Ом}$, $C_0 = 100 \text{ пФ}$, $\delta_3 = 0,01 \%$ получим $T_B \geq 18,4 \text{ нс}$.

В режиме слежения УВХ представляет собой усилитель, который характеризуется как статическими аддитивными и мультипликативными погрешностями (напряжением смещения, коэффициентом усиления, нелинейными искажениями), так и динамическими погрешностями (полосой пропускания, крутизной, временем установления, шумом и т.д.).

Время перехода от выборки к хранению зависит от ошибок коммутации и называется временем установления режима хранения t_y . Оно включает так называемое *апертурное* время t_A , в течение которого из-за динамических свойств ключа сохраняется неопределенность между $U_{\text{ВЫХ}}$ и, следовательно, моментом времени, к которому относится выборка, и временем окончания переходных процессов с заданной погрешностью t_3 . Апертурное время t_A не остается постоянным (дрожание апертуры — Δt_A), что вызывает дополнительные погрешности. Типичная среднеквадратическая величина дрожания апертурного времени составляет от 10 до 50 пс, а погрешность

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} \Delta t_A.$$

Выходной сигнал может измениться также за счет просачивания сигналов амплитудой U_S из цепи управления через паразитные емкости C_{Π} :

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{C_{\Pi}}{C_0} U_S.$$

Окончательное значение напряжения на конденсаторе в первом приближении равно среднему значению $U_{\text{ВХ}}(t)$ на интервале t_A , когда импеданс ключа переключается от низкого к высокому.

Важнейшим параметром *режима хранения* является скорость спада выходного напряжения, когда конденсатор C_0 относительно медленно разряжается за счет паразитных токов. Разряд емкости определяется соотношением

$$\Delta U(t) = \frac{1}{C_0} \int_0^{\Delta t} I_{\Sigma} \cdot dt, \quad (2)$$

где I_{Σ} — все токи, что разряжают конденсатор; Δt — интервал времени разряда. Тогда

$$\Delta U(t) = \frac{I_{\Sigma}}{C_0} \cdot \Delta t.$$

Задаваясь допустимой относительной величиной разряда емкости δ_p ($\Delta U = \delta_p \cdot U_{\text{оп}}$), получим, что время хранения не должно превышать

$$\Delta t_x \leq \frac{C_0 \cdot \delta_p \cdot U_{\text{оп}}}{I_{\Sigma}}. \quad (3)$$

Пример: Для $I_{\Sigma} = 10$ нА, $\delta_p = 0,01\%$, $C_0 = 100$ пФ, $U_{\text{оп}} = 5,0$ В получим $\Delta t_x \leq 5$ мкс.

Чтобы добиться малого разряда емкости, необходимо использовать МОП-технологии (выбирать ОУ с входом на полевом транзисторе, МОП-ключи с высоким сопротивлением в разомкнутом состоянии) и большие номиналы накопительного конденсатора. В то же время из формул (1) и (3) очевидно, что выбор номинала накопительного конденсатора определяется компромиссом между режимами слежения и хранения, поскольку влияние конденсатора в этих режимах противоположно.

При выборе типа накопительного конденсатора в высокоточных УВХ необходимо учитывать паразитные эффекты второго порядка малости, к которым относится явление диэлектрической адсорбции конденсатора (восстановление остаточного напряжения или так называемый «эффект памяти»). В этом плане предпочтительны тефлоновые, полистироловые и пропиленовые конденсаторы, которые при $T_k = 1/f_k = 5$ мкс имеют погрешность от диэлектрической адсорбции на уровне ($10^{-3}\%$).

При практической реализации УВХ для уменьшения аддитивной составляющей погрешности в режиме слежения используется общая ОС (рис. 84), при которой устраняется напряжение смещения D2. Используются две разновидности схем с общей ОС: с повторителем (рис. 84а) и с интегратором (рис. 84б). В УВХ с повторителем дополнительные цепи из R1, VD1, VD2 защищают D1 от перегрузки в режиме хранения, когда ОС размыкается (в режиме хранения диоды закрыты и на работу схемы не влияют). По этой схеме реализовано УВХ LF398 и его отечественный аналог УВХ 1100СК2, которое при $C_0 = 100$ пФ характеризуется временем выборки $t_b \leq 0,4$ мкс (с точностью 0,1%), $t_A < 100$ нс, переносом

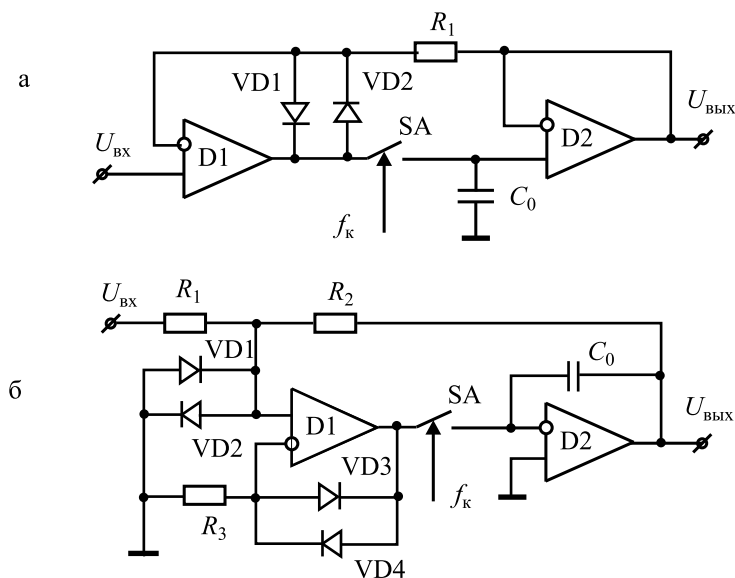


Рис. 84. Замкнутые УВХ: а — с повторителем; б — с интегратором

напряжения (заряда) по цепи управления $\Delta U_{ВЫХ} < 0,5$ мВ, скоростью спада в режиме хранения $dU_{ВЫХ}/dt < 0,2$ мВ/мкс.

В УВХ с интегратором (см. рис. 84б) ключ SA подключается к точке с фиксированным нулевым потенциалом, что упрощает реализацию схемы управления, а выходное напряжение устанавливается на уровне $U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} R_2/R_1$ (диоды VD1 ÷ VD4 по-прежнему используются для защиты от перегрузки D1). Однако введение общей ОС, улучшая характеристики УВХ по постоянному току, ухудшает их быстродействие. По этой причине быстродействующие УВХ предпочитают строить по разомкнутой схеме или вообще без D1.

Разновидностью УВХ являются *пиковые детекторы*, которые позволяют зафиксировать максимальную амплитуду сигнала на некотором интервале времени. Простейший пиковый детектор (рис. 85а) состоит из диодного ключа VD1 и накопительного конденсатора C_0 . Операционные усилители D1 и D2 включены по схеме повторителей. Когда напряжение на входе увеличивается, диод VD1 открыт и напряжение на накопительной емкости следит за входным напряжением. Причем характеристики диода, включенного в цепь ОС D1, совершенно не влияют на процесс заряда. Как только $U_{ВХ}$ начнет уменьшаться, знак дифференциального напряжения на входе D1 меняется, напряжение на аноде диода VD1 уменьшается, диод запирается, а на конденсаторе C_0 сохраняется накопленный заряд и, следовательно, достигнутое к моменту размыкания напряжение. Временная диаграмма пикового детектора приведена на рис. 85б.

Таким образом, в работе пикового детектора, как и в УВХ, различают два основных режима: режим слежения и режим хранения. Перед началом работы

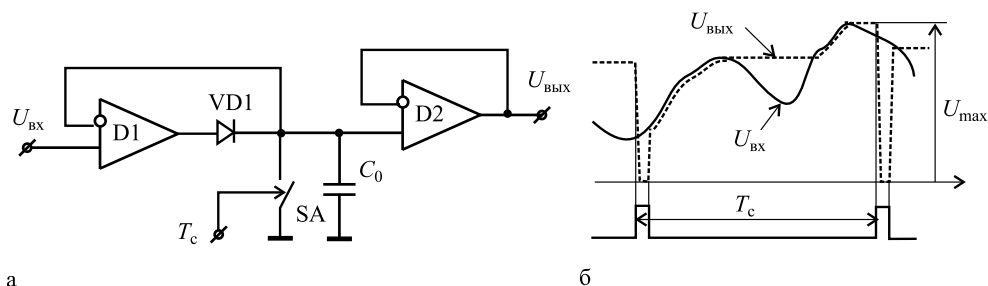


Рис. 85. Пиковый детектор: а — схема функциональная; б — временная диаграмма

конденсатор C_0 должен принудительно обнуляться с помощью ключа SA коротким импульсом T_c . Скорость спада выходного напряжения определяется процессом разряда емкости (то есть токами утечки I_Σ , которые достаточно малы и реально могут быть не более 50—100 пА) и может быть рассчитана по формуле

$$\frac{dU_{\text{ВЫХС}}}{dt} = \frac{I_\Sigma}{C_0}. \quad (4)$$

Скорость нарастания выходного напряжения в режиме слежения определяется как частотными свойствами ОУ, так и нагрузочной способностью D1 по току I_H (типично для ОУ 10—20 мА). Если пренебречь частотными свойствами ОУ, то максимальная скорость нарастания выходного напряжения составит

$$\frac{dU_{\text{ВЫХН}}}{dt} = \frac{I_H}{C_0}. \quad (5)$$

Пример. Определить скорость спада и нарастания $U_{\text{ВЫХ}}$ для $C_0 = 0,01$ мкФ, $I_H = 20$ мА, $I_\Sigma = 100$ пА. Подставляя исходные данные в формулы (4) и (5), получим

$$dU_{\text{ВЫХС}}/dt = 10^2 \times 10^{-12} / (10^{-2} \times 10^{-6}) = 10^{-2} \text{ В/с} = 10^{-2} \text{ мВ/мс},$$

$$dU_{\text{ВЫХН}}/dt = 20 \times 10^{-3} / (10^{-2} \times 10^{-6}) = 2^6 \text{ В/с} = 2 \text{ В/мкс}.$$

Одно из распространенных применений пикового детектора — преобразование переменного напряжения в постоянное с последующей оцифровкой АЦП. По сравнению с традиционным способом, включающим выпрямление и последующее сглаживание в течение нескольких периодов с помощью ФНЧ, применение пикового детектора позволяет получить результат за один период преобразуемого переменного напряжения.

Схема преобразователя приведена на рис. 86а, где простейший пиковый детектор, рассмотренный выше, по аналогии с УВХ для повышения точности охвачен цепью общей ОС и дополнен синхронизатором на компараторе D3 и формирователе F1 для автоматической выработки импульсов сброса T_c , которые формируются раз за период входной частоты. Диод VD2 создает местную ОС и предотвращает насыщение D1 при записи VD1.

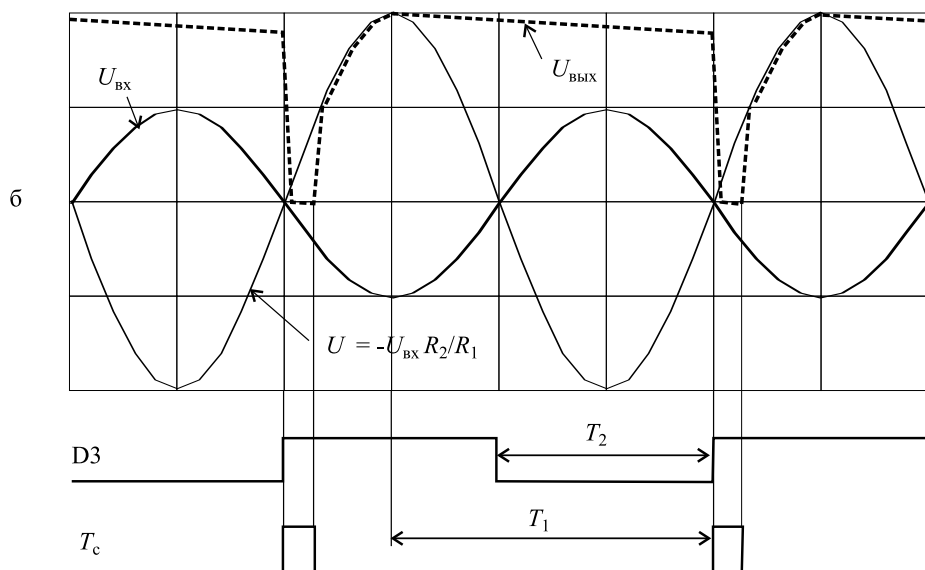
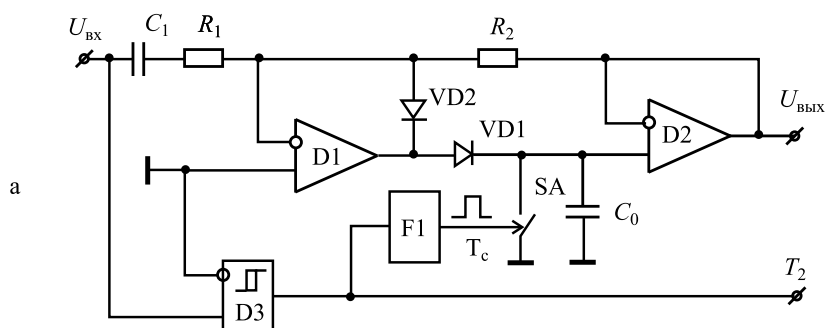


Рис. 86. Преобразование переменного напряжения в постоянное пиковым детектором: а — функциональная схема; б — временная диаграмма

Работа схемы ясна из временной диаграммы рис. 86б. В полосе пропускания детектируемое постоянное напряжение составит

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1}.$$

АЦП может осуществляться в общем случае в интервале T_1 , но наиболее просто синхронизовать АЦП в интервале T_2 . Если проводить измерение на промышленной частоте в 50 Гц и ориентироваться на полученную в примере скорость спада в 10^{-2} мВ/мс, то за 20 мс погрешность выпрямления пиковым детектором не превысит 0,2 мВ.

В Приложении 1.6 приводятся параметры некоторых ИОН.

ЛИТЕРАТУРА К ЧАСТИ I

1. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых устройств. — М.: «Додэка-21», 2005. — 528 с.
2. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. У. Кестера. — М.: Техносфера, 2007. — 1016 с.
3. Применение высокоскоростных схем / Под ред. У. Кестера. — М.: Техносфера, 2009. — 368 с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т.: пер. с нем. — Т. 2. — М.: Додэка-21, 2005. — 942 с.
5. Топильский В.Б. Схемотехника измерительных устройств. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. — 232 с.
6. Топильский В.Б. Микроэлектронные измерительные преобразователи: учебное пособие. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. — 493 с.
7. Болл Стюарт Р. Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. — М.: Додэка-21, 2007. — 360 с.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. — 6-е изд. — М.: Мир, 2001. — 704 с.
9. Микросхемы АЦП и ЦАП. — М.: Додэка-21, 2005. — 432 с.
10. Никамин В.А. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Справочник. — СПб.; М.: КОРОНА принт: Альтекс, 2003. — 224 с.
11. Крекрафт Д., Джерджли С. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигналов. — М.: Техносфера, 2005. — 360 с.
12. Линейные схемы. Руководство по проектированию / Под ред. Х. Цумбалена. — М.: Техносфера, 2011. — 1128 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ К ЧАСТИ I

Приложение 1.1. Однокристальные ССД

Тип	Раз- ряд- ность АЦП	Быстро- действие (CPS)	Напря- жение питания (В)	Чис- ло ка- налов	Интерфейс	Мощ- ность (мВт)	Темпера- турный диапазон, °C	Взаи- мвли- ние между канала- ми (дБ)	RMS шума (нВ)	Усиление	Калиб- ровка	УВХ	ИОН	Примечание (назначение)
ADS 1131	18	(10, 80)		1					40					Для мостовых датчиков
LMP 90100	24			4	Послед.				Мало шума	PGA 1-128	+			Для датчиков температуры
LM 12458	12	0,1 мкс на канал	+5	8	8, 16 Парал.	875	-55...+125	-76	-	-	+	+	+2,5	Встроен. таймер, ОЗУ команд, FIFO (32×16)
LMP 91000			2,7–5,5	-	I ² C	50				PGA	Тести- рован.	-		Специализир. Для химич. датчиков
HI7188	16	(240) на канал	±5	8	SPI совмест. послед.	30	-40...+85	120	-	ПКД-PGA (1-8)	+	-	+	Программно конфигу- рир., Σ – Δ АЦП, ОЗУ
MAX1407	16	(40, 60) на канал	+(2,7–3,6)	4	SPI совмест. послед.	4	0...+70	-	30 мкВ	PGA	+	-	+1,25	Малошум. Режим «sleep» (2,2 мкА), Σ – Δ АЦП + 2 ЦАП (10)
MAX1329	12	-	+(1,8–3,6)	1	SPI	-	-40...+85	-		PGA (1,2,4,8)	-	-	+	Экономичный, «sleep» (0,5 мкА), генератор + 2 ЦАП+Память
1874BE96T	16			8	I ² C + SPI									Микроконвертор, 8 АЦП + 14 раз. ЦАП

RMS — среднеквадратическое значение, CPS — cycle-per-second (циклы в секунду), AD — Analog Devices, HI — Intersil, DAC — Texas Instruments, National Semiconductor, MAX — Maxim Integrated Products, LTC — Linear Technology, LM — National Semiconductor.

Приложение 1.2. Цифровые потенциометры

Тип	Количество потенциометров	Кол-во положений	Полное сопротивление (кОм)	Допустимое напряжение (В)	Интерфейс управления	Мощность (мВт) Ток потреблен. [мкА]	Энергонезависимая память	Функциональная характеристика	Температурный диапазон (°C)	ТКС (%/°C)	Примечание
CAT5112	1	32	10, 100	5	Инкремент/декремент		+	ЛИН.			Встроен. ОУ
CAT525	4	256	28	5	3-провод.		+	ЛИН.			4 встроен. ОУ
CAT5172	1	256			I ² C		-	ЛИН.			
CAT5259	4	256					-	ЛИН.			
AD5282	2	256	20, 50, 200	±5, +15	I ² C	[0,1]	+	ЛИН.	-40...+85	0,0035	
AD5263	4	256	20, 50, 200	±5, +15	I ² C, SPI	[1,0]	+	ЛИН.	-40...+125	0,0030	
AD5173	2	256	2, 5, 10, 50, 100	+5, 5	I ² C	[3,5]	Однокр. програм.	ЛИН.	-40...+125	0,0035	
ADN2850	2	1024	25, 250	±3, +5, 5	SPI	[3,5]	+	ЛИН.	-40...+85	0,0035	
MAX5436	1	128	50, 100	+15	Послед.	-	-	ЛИН.	-40...+85	-	
DS1867	2	256	10, 50, 100	5	Послед.	-	+	ЛИН.	-40...+85	-	
DS1804	1	100	10, 50, 100	5	Инкремент/декремент	-	+	ЛИН.	-40...+85	-	
X9119	1	1024	100	5	I ² C		+	ЛИН.	-		
DS1868	2	256	10, 50, 100	±3, +5	3-провод.		-				

RMS — среднеквадратическое значение, CPS — cycle-per-second (циклы в секунду), ЛИН — линейный; AD — Analog Devices, HI — Intersil, DAC — Texas Instruments, National Semiconductor, MAX — Maxim Integrated Products, LTC — Linear Technology, LM — National Semiconductor, THS, CAT — Catalyst, X — Xicor, DS — Dallas

Приложение 1.3. Интегральные ЦАП

Тип	Разрядность	Время установления (мкс)	Напряжение питания (В)	Число каналов	Интерфейс	Мощность (мВт) Ток потребления [мА]	Выход по току (I), по напряжению (U)	Диф. нелин. ($\pm$ LSB) [$\pm$ % FS]	Инт. нелин. (LSB) [$\pm$ % FS]	ИОН (В)	Примечание
572ПА1, ПА6	10	5	+15	1	Парал.	(30)	I	[$\pm$ 0,1]	[$\pm$ 0,1]	-	Умножающий, КМОП
572ПА2, ПА7	12	15	+5, +15	1	Парал.	(50)	I	[$\pm$ 0,025]		-	Умножающий, КМОП
594ПА1	12	3,5	+5, -15	1	Парал.	(600)	2,2 мА	[$\pm$ 0,024]			Умножающий, КМОП
1108ПА1	12	0,4	+5, -15	1	Парал.	[15, 48]	3-7 мА	[$\pm$ 0,018]	[$\pm$ 0,018]	10,24	
1113ПА2	16	5	+5, $\pm$ 15	1	Парал.	(1000)	6 мА	(2), [$\pm$ 0,003]	(8)	9,85	Функцион. законченный интгр. ЦАП
1118ПА2	10	0,03	$\pm$ 5	1	Парал.	[15, 120]	V	($\pm$ 0,5)	(1)		Быстрод. ЦАП
1273ПА4Т	14	1 нс	+5	1	Парал.	(170)	I (2-20 мА)	($\pm$ 4,5)	($\pm$ 6,5)		Сегментиров. (-60...+85)
1523ПА1	10	0,05	+5	1	Парал.	[40]		(2)	(4)		КМОП – КНС Быстрод. ЦАП
427ПА2	16	2	+5	1	Побайт.	[11]	I ($\pm$ 1 мА)				Умножающий гибрид. ЦАП с вых. по току
427ПА4	16	10	+5, $\pm$ 15	1	Побайт.	[8, 15, 20]	V ($\pm$ 10 В)	[$\pm$ 0,0007]	[$\pm$ 0,0015]	$\pm$ 10,3	Умножающий гибрид. ЦАП с вых. по напряж.
427ПА5	18	40	$\pm$ 15	1	Побайт.	[20, 20]	V ($\pm$ 10 В)	[$\pm$ 0,0002]	[$\pm$ 0,0002]	10	Функцион. законченный гибрид. ЦАП
1273ПА4Т, AD9764R	14		+3, +5	1				$\pm$ 4,5	$\pm$ 6,5	+	КМОП-вход, T
1273ПА5У, AD9772A	14		+3,3	1		300 мВт		$\pm$ 2,0	$\pm$ 3,5	+	Токов. выход
1273ПА6У, AD9755	14		+3,3	2		185 мВт		$\pm$ 1,5	$\pm$ 2,5	+	Токов. выход
1273ПА7Т, AD9744	14		+3,3			160 мВт		$\pm$ 0,5	$\pm$ 0,8	+	Токов. выход

Приложение 1.3 (окончание). Интегральные ЦАП

THS5671A	14	0,03	+ (3,3;-5)	1	Парал.	(175)	I	(±3,5)	(±7)	-	Режим «sleep» (25 мВт)
DAC 7631	14	0,005	+3	1	Парал.	(820)	-	(±2)	(±4)	-	
DAC 7631	16	10	±5	1	Послед.	(2,5)	V	(±2)	(±3)	-	
DAC 7744	16	10	±15	4	Парал.	(185)	V	(±1)	(±2)	-	
DAC 7731	16	5	+5, ±15	1	Послед., SPI	(150)	V	(±1)	(±3)	Внутр. Гарант. монотонность, +10 В -40...+85 °C	
AD5405	12	0,08	+(2,5;-5,5)	2	Парал.	(0,05)	I				
MAX5352	12	14	+5	1	Послед., SPI	[0,28]	V	(±1)	(±0,5)	Внеш. Режим «sleep» (4 мкА), выход. PGA, -40...+85 °C	
AD7390	12	60	+(2,7;-5,5)	1	Послед.	[0,1]	I (1 мА)	(±1)	(±2)	-	Сверхнизкий ток потребления
HI5960	14	0,035	+(2,7;-5,5)	1	Парал.	(200)	I (2-20 мА)	(±3)	(±5)	+	Быстрод. сегментир. ЦАП с частотой выборки 130 МГц
AD9755	14	0,011	(3...3,6)		Парал.	(165)	I				
AD9777	16	0,011	(3,1...3,5)		Парал.	(410)	I				
AD9760	18	6	±15		Побайт.	(725)	V				
AD5421	16	1			HART						
AD5791	20	1	(1,8...5,5, (7,5...33))	1	SPI	[10] мА	I			1,25, 2,5	Ток. петля 4-20 мА, встроен. стабилизат., самодиагностика
MAX 19692	12	-	(1,8&3,3)	1	LVDS	760	I (20 мА))	±0,9	±1,3	-	Малощум., -40...+85 °C, ТК<0,05 ppm/°C
MAX 5894	14	-	(1,8&3,3)	2	LVDS	896	I (20 мА))	±0,5	±1	Внеш.	Широкополосн. высокоскоростной
MAX 5875	16	-	(1,8&3,3)	2	Парал.	260	-	±2	±3	Внеш.	Высокоскоростной
MAX 55732A	16	20	(2,7...5,25)	32	SPI	15 мА		-	±8	Внутр.	Прецизионный

KNC — кремний на сапфире; AD — Analog Devices, HI — Intersil, DAC — Texas Instruments, National Semiconductor, MAX — Maxim Integrated Products, LTC — Linear Technology, LM — National Semiconductor

Приложение 1.4. Интегральные ПНЧ

Модель/ структура	Нелинейность, %/ При $f_{\text{вых}}$ кГц	$U_{\text{см0}}$, мВ/ ТК($U_{\text{см0}}$), мкВЧС-1	δK , % ПШ/ ТК(К), С-1	Полная шкала, МГц	КВИП, %/В	Входной ток, мкА/Входное напряжение, В	Напряжение питания, В/Ток потребления, мА	Опорное напря- жение, В	Режим ПЧН	Динамиче- ский диа- пазон, дБ	Однопо- лярное питание	Примечание
VFC32/ асинхронная	0,025/100	$\pm 4/\pm 3$	$\pm 5\%/ \pm 75 \cdot 10^{-3}$	0,5	0,015	-	$\pm 11 \cdot \pm 20/6$	Встроен- ное	+	100	-	Промышлен- ный стандарт
KP1108 ППП асинхронная	0,0175/10	$\pm 8/\pm 15$	$\pm 5/\pm 50$	-	-	0,15 · 200/ 0 · 10	$\pm 15/7$	Встроен- ное 7,5	+	-	-	Дешевый
VFC110 синхронная	0,005/100	$\pm 3/\pm 35$	$\pm 5/\pm 50$	4	0,01	-/10	$\pm 8 \cdot \pm 18/16$	Встроен- ное 5	+	-	-	Высокая линейность
VFC320 асинхронная	0,03/10; 0,1/1000	$\pm 0,15/\pm 5$	$\pm 5/\pm 20$	-	0,015	0,075 · 750/ 0 · 10	$\pm 13 \cdot \pm 20/7,5$	Встроен- ное -7,5	+	120	+	-
LM331 асинхронная	0,02/10	$\pm 10/-$	$\pm 10/\pm 50$	0,1	0,1	0,08/0 · $U_{\text{пит}}$	5 · 40/6 · 8	Встроен- ное 1,89	+	100	-	Дешевый
AD650 асинхронная	0,005/10; 0,1/1000	$\pm 4/\pm 30$	$\pm 10/\pm 150$	1,0	0,015		$\pm 9 \cdot \pm 18/8$	Встроен- ное 7,5	+	-	+	Высокая линейность
AD652 синхронная	0,005/2 МГц; 0,02/4 МГц	$\pm 2/\pm 25$	$\pm 0,75/\pm 50$	4	0,01	-/1 · ($U_{\text{пит}} - 4$)	$\pm 6 \cdot \pm 18/15$	Встроен- ное 5	-	-	+	Входное сопро- тивление $R_x = 20$ кОм
AD7741 синхронная/ асинхронная	0,012/3 МГц; 0,024/6 МГц	$\pm 40/\pm 30$	1,6/ ± 16	-	-63 дБ	0,05/0 · 2,5	5 $\pm 5\%/8$	Встроен- ное 2,5				Возможен внешний ИОН и генератор
ТС9401 асинхронная	0,01/10 0,08/100	$\pm 50/\pm 30$	$\pm 10/\pm 40$	-	-	10/-	$\pm 4,5 \cdot \pm 7,5/6$	Внешнее -5	+	-	+	-

Приложение 1.5. Интегральные АЦП

Тип	Разряд- ность	Быстро- действие (MSPS)	Напряжение питания (В)	Число каналов	Интерфейс	Мощность (мВт)	Входная частота (МГц)	Диф. нелин. (LSB)	Инт. нелин. (LSB)/ Точность (%)	SNR (дБ)	Примечание
ADS 7852	12	0,5	5	8	Параллельный	12	-	1	-		ИОН
TLC 2554	12	0,4	5	4	SPI	4,5		1	1		ИОН
2807	12	50	5	2	Параллельный	720	270	1	5	68	ИОН
THS 1230	12	30	3,3	1	Параллельный	168	180	1	2,5	68	
THS 1408	14	8	3,3	1	Параллельный	270	140	1	5	72	PGA, CBX
TLC 3544	14	0,2	5	4	Последоват.	20	-	1	1	-	ИОН
TLC 4541	16	0,2	5	1	Послед. 15 МГц	17,5	0,5	2	2,5	84,5	
ADS 7809	16	0,1	5	1	Последоват.	100		1	2	86	ИОН, CBX
ADS 8344	16	0,1	2,7-5	8	Пос.	5		2	6		
AD 7678	18	0,1			Пос., пар.	18			2,5	100	SAR (-40...+85)
ADS 1251	24	0,02	5	1	Последоват.	8		1	256		Σ – Δ АЦП
MSC 1210Y	24	0,001	2,7-5	8	Парал.-послед.	4		1	256		Σ – Δ АЦП, ИОН

RMS — среднеквадратическое значение, CPS — cycle-per-second (циклы в секунду), AD — Analog Devices, HI — Intersil, DAC — Texas Instruments, National Semiconductor, MAX — Maxim Integrated Products, LTC — Linear Technology, LM — National Semiconductor, THS, TSH — STmicroelectronic

Приложение 1.6. Интегральные источники опорного напряжения

Модель	$U_{\text{ст}}$ (В)	ТКН ($\times 10^{-6}$) $^{\circ}\text{C}^{-1}$	Ток холостого хода [мА]	Ток нагрузки [мА]	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление (Ом)	Долговремен. стабильность (мкВ/1000 час)	Примечание
Стабилитронные ИОН								
LM399 (2C438)	6,95 $\pm$ 0,35	3	17	10	-	0,7	140	
AD688	10 $\pm$ 0,0025	3,6	12	10	5000	0,05	15	Два симметричных выхода
AD586	10 $\pm$ 0,0025	2	5	2	-	0,05	15	Шум 100 нВ·Гц ^{-0,5}
MAX671C	10 $\pm$ 0,001	3	9	10	20000	0,01	500	
ИОН типа bandgap								
TL431 (142EH19)	2,5 $\pm$ 0,05	10	1	100	-	1,2	-	
AD1582	2,5 $\pm$ 0,002	50	0,065	5	40000	0,25	250	
AD395	5,0 $\pm$ 0,006	25	0,125	5	40000	0,1	50	Шум 5 мкВ (p-p) в полосе 0,1—10 Гц
MAX676A	4,096 $\pm$ 0,001	1	10	10	8000	0,04	80	Имеется вых. датчика температуры
ИОН типа XFET								
ADR291E	2,5 $\pm$ 0,002	3	0,012	5	1300	0,075	125	Шум 8 мкВ (p-p) в полосе 0,1—10 Гц
ADR431	2,5 $\pm$ 0,002	3	0,5	± 10	-	0,1	125	Шум 2 мкВ (p-p) в полосе 0,1—10 Гц
REF5025-HT	2,5	40						Прециз., высокотемперат. ($-55...210$), малошумящ. с низким дрейфом

ЧАСТЬ 2

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ (АЦПП)

ГЛАВА 5

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О АЦПП

В общем случае любой АЦПП содержит чувствительный механический элемент (индуктивный, фотоэлектрический и т.п. датчик или модулятор), который под воздействием перемещения X вырабатывает систему электрических выходных сигналов U , которые преобразуются в блоке обработки сигналов датчика (БОСД) в код N , функционально связанный с входным перемещением X (рис. 87). В подавляющем числе случаев стремятся реализовать линейную передаточную характеристику АЦПП, хотя иногда передаточные характеристики соответствуют тригонометрическим или логарифмическим функциям.

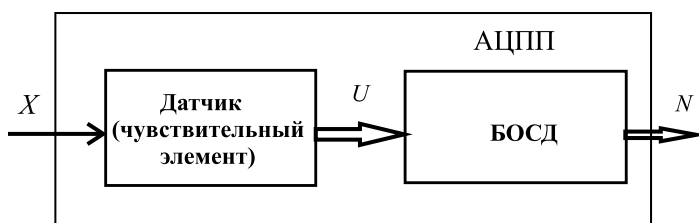


Рис. 87. Обобщенная структура АЦПП

БОСД реализует различные алгоритмы преобразования входных сигналов U с учетом специфики датчика и является неотъемлемой частью АЦПП, зачастую определяющей технические характеристики АЦПП в целом.

Для двоичных АЦПП относительные веса разрядов составляют

$$p_q = \frac{1}{2^q},$$

где $q = 1$ (СЗР), $2, 3, \dots, n$ (МЗР), где n — разрядность АЦПП. Следовательно, соотношения между квантом МЗР (h), числом уровней квантования ($N_{\max}$) и разрядностью (n) определяются соотношениями

$$h = \frac{1}{2^n};$$

$$N_{\max} = 2^n;$$

$$n = \log_2 N_{\max}.$$

В табл. 7 приведены соотношения между q , N , h .

Таблица 7.

q	$N = 2^q$	$h = 360^\circ/2^q$	q	$N = 2^q$	$h = 360^\circ/2^q$
1	2	180°	12	4096	$5' 16,4''$
2	4	90°	13	8192	$2' 38,2''$
3	8	45°	14	16384	$1' 19,1''$
4	16	$22^\circ 30'$	15	32768	$39,55''$
5	32	$11 15'$	16	65536	$19,77''$
6	64	$5^\circ 37' 30''$	17	131072	$9,88''$
7	128	$2^\circ 48' 45''$	18	262144	$4,94''$
8	256	$1^\circ 24' 22,5''$	19	524288	$2,47''$
9	512	$0^\circ 42' 11,25''$	20	1048576	$1,23''$
10	1024	$0^\circ 21' 05,62''$	21	2097152	$0,63''$
11	2048	$10' 32,8''$	22	4194304	$0,31''$

Датчики (модуляторы) АЦПП отличаются большим разнообразием и создаются на разных физических принципах (индуктивном, емкостном, магнитном, фотоэлектрическом и т.д.) и поэтому имеют одноименные названия. На каждом из этих датчиков может быть реализован либо накапливающий, либо позиционный АЦПП.

Накапливающие или *инкрементные* АЦПП не несут информации об абсолютном положении входной величины X и проводят измерения *относительно* какой-то опорной (реперной) точки датчика (измеряют приращения аналоговой величины и обладают большим быстродействием). Однако в накапливающих АЦПП всегда присутствуют *риски сбоя*.

Позиционные АЦПП, напротив, осуществляют *абсолютные* измерения входной величины X . В силу этого они защищены от сбоев, но значительно сложнее, дороже и менее быстродействующие. Различают позиционные АЦПП на основе *непосредственного* пространственного кодирования, которое осуществляется в датчике (*кодовые* АЦПП), на основе *косвенного* кодирования с промежуточным преобразованием в какой-нибудь параметр электрического сигнала U (амплитуду, фазу, частоту и т.д.), которые зачастую работают в циклическом режиме (*циклические* АЦПП), и *комбинированные* позиционные АЦПП.

Одними из наиболее распространенных являются *циклические* АЦПП. Они могут работать в амплитудном и фазовом режиме (режиме фазовращателей). Циклические получили наибольшее распространение, имеют постоянный цикл преобразования, который определяет динамические показатели АЦПП, выполняются с промежуточным преобразованием в фазу (фазовые АЦПП),

амплитуду (амплитудные АЦПП), временной интервал (время-импульсные АЦПП), частоту, длительность импульса и т.д.

Циклические АЦПП часто называют преобразователями «*перемещение — параметр — код*», а к комбинированным относятся широко распространенные так называемые многоотсчетные преобразователи, в которых грубый отсчет (ГО) является кодовым (позиционным), а точный отчет (ТО) — циклическим.

Широко распространены АЦПП на фазовращателях так называемые преобразователях «*перемещение — фаза*» электрического сигнала), так как известные *прямые* методы дальнейшего преобразования «фаза — код» достаточно просты. Отдельную группу позиционных АЦПП составляют *следящие* и *компенсационные* АЦПП. Несмотря на многообразие фазовращателей, метод обработки информации во всех преобразователях примерно одинаков.

Амплитудные методы АППП стали применяться по мере развития микроэлектроники и в связи с появлением дешевых и доступных интегральных ЦАП и АЦП.

Расширенная и далеко не исчерпывающая классификация АЦПП приведена на рис. 88.

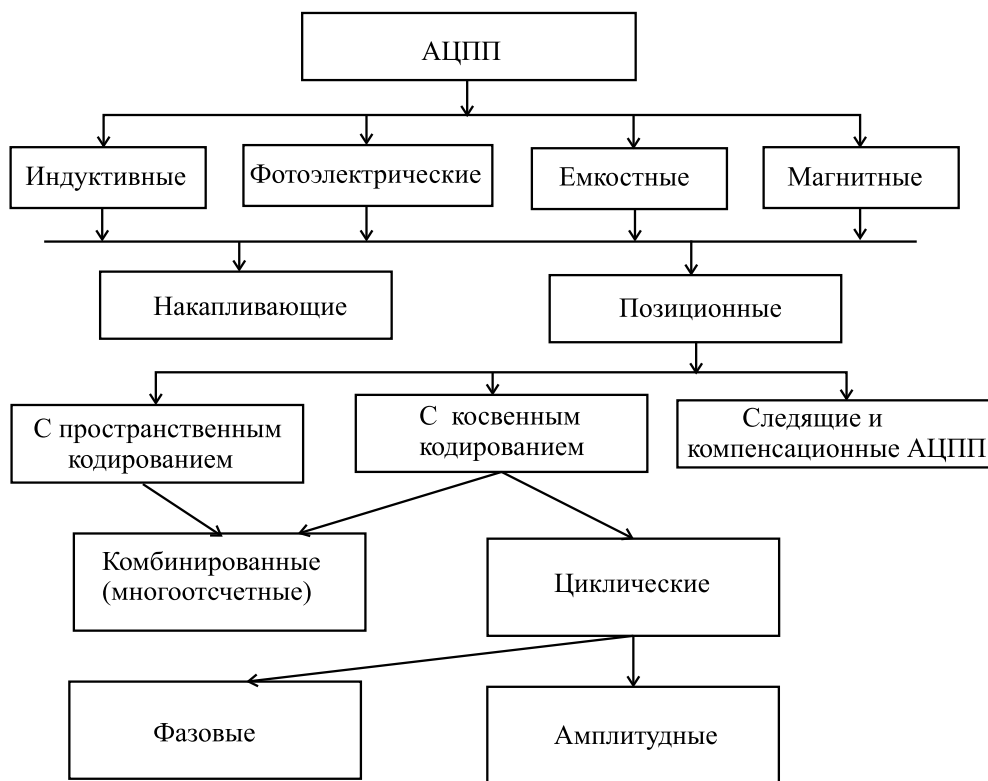


Рис. 88. Расширенная классификация АЦПП

Вторая часть книги «Схемотехника аналого-цифровых преобразователей перемещений (АЦПП)» посвящена изучению инженерных основ современной схемотехники наиболее распространенных АЦП линейных и угловых перемещений (АЦПП). За аналого-цифровыми преобразователями угловых перемещений (АЦПУ) в иностранной технической литературе закрепился термин *энкодер* (от англ. angle coder). Следует отличать АЦПП от датчиков деформаций и смещений (последние также измеряют перемещения, но в ограниченном диапазоне). Эти датчики рассмотрены в книге автора: Микроэлектронные измерительные преобразователи: учебное пособие. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. — 493 с.

ГЛАВА 6

НАКАПЛИВАЮЩИЕ АЦПП (НАКАПЛИВАЮЩИЕ ЭНКОДЕРЫ)

6.1. Накапливающие АЦПП на основе квантованных шкал

В накапливающих, или инкрементных, АЦПП (накапливающих энкодерах) реализуется метод последовательного счета и их основой является *квантованная* шкала, которая наносится на подвижную часть датчика. Например, в фотоэлектрических АЦПП квантованная шкала содержит прозрачные и непрозрачные участки (кванты), соответствующие битам нулей и единиц, нанесенные методами фотолитографии на стеклянной шкале датчика (рис. 89), в магнитных — магнитные метки на магнитном основании и т.п. Перемещение квантованной шкалы относительно квадратурных считывающих элементов **A** и **B** вызывает на выходе датчика поток битов, которые для измерения перемещения должны суммироваться в счетчике алгебраически, т.е. с учетом направления перемещения.

В состав простейшего накапливающего АЦПП должны входить (см. рис. 89):

- квантованная шкала с шагом w ;
- чувствительные (считывающие) элементы **A** и **B**, находящиеся в квадратуре, то есть расположенные в пространстве со сдвигом $w/4$;
- компараторы сигналов $D1$ и $D2$, формирующие поток квадратурных битов **A** и **B**;
- схема, определяющая направление движения (на D -триггере);
- реверсивный счетчик (СТ).

При определении направления перемещения и, следовательно, прямого или реверсивного счета импульсов используются фазовые соотношения между двумя квадратурными сигналами **A** и **B**, которые можно выделить с помощью D -триггера (см. рис. 89). При перемещении в положительном направлении ($+X$) $Z = B$, $Q = +1$ и в счетчике (СТ) суммируются все положительные фронты сигнала **B** (рис. 90а), то есть формируется один импульс на период шкалы. Напротив, при движении в отрицательном направлении ($-X$) $Q = -1$ и содержимое счетчика уменьшается на единицу с каждым импульсом **B**, то есть счетчик будет работать в вычитающем режиме.

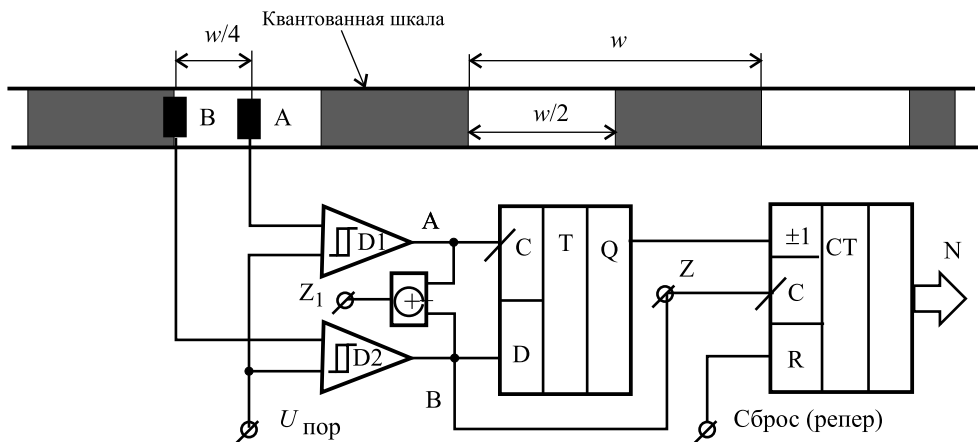
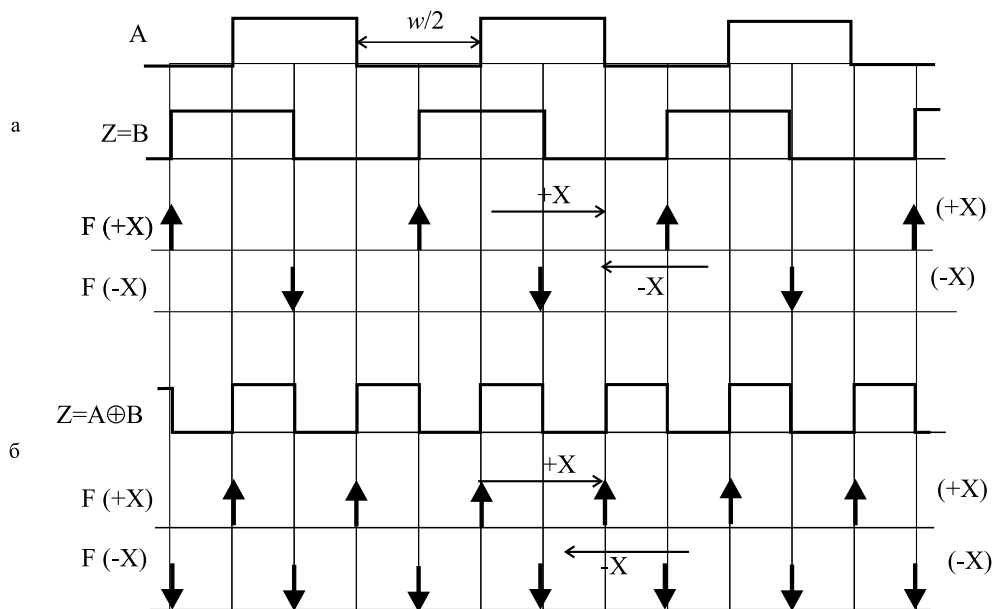


Рис. 89. Схема накопительного АЦПП

Удвоение чувствительности достигается, если регистрируются оба фронта сигнала **В** (и положительный, и отрицательный). Для этого на счетный вход счетчика должен подаваться дополнительно сформированный сигнал $Z_1 = A \oplus B$ (см. рис. 89). Пространственная диаграмма для этого случая приведена на рис. 90б.

Рис. 90. Формирование счетных импульсов: а — при $Z = B$; б — при $Z = A \oplus B$

Очевидно, некоторым усложнением схемы, регистрируя все фронты сигналов **A** и **B**, можно добиться разрешения $w/4$. Например, с оптической линейкой или лимбом при $w = 20$ мкм можно достичь разрешения в 5 мкм. Реализация схем формирования квадратурных сигналов в накапливающих АЦПП зависит от физической реализации датчика. Во многих датчиках сигналы **A** и **B** имеют трапецевидный характер и содержат постоянную составляющую. Ее устранение достигается регулировкой напряжения $U_{\text{пор}}$ (см. рис. 89).

Дифференциальные синусно-косинусные квадратурные сигналы получаются также при вычитании противофазных сигналов. Они не содержат постоянной составляющей, легко оцифровываются и позволяют определить направление перемещения (рис. 91).

Для определенности будем рассматривать фотоэлектрический накапливающий АЦПП с достаточно мелкой шкалой ($w < 10$ мкм), где токовый сигнал квадратурных фотодиодов квазисинусоидальный и описывается в первом приближении выражением

$$I_j = I_0 \cdot \left[1 + m \sin \left(\frac{2\pi}{w} x + \frac{\pi}{2} (j-1) \right) \right],$$

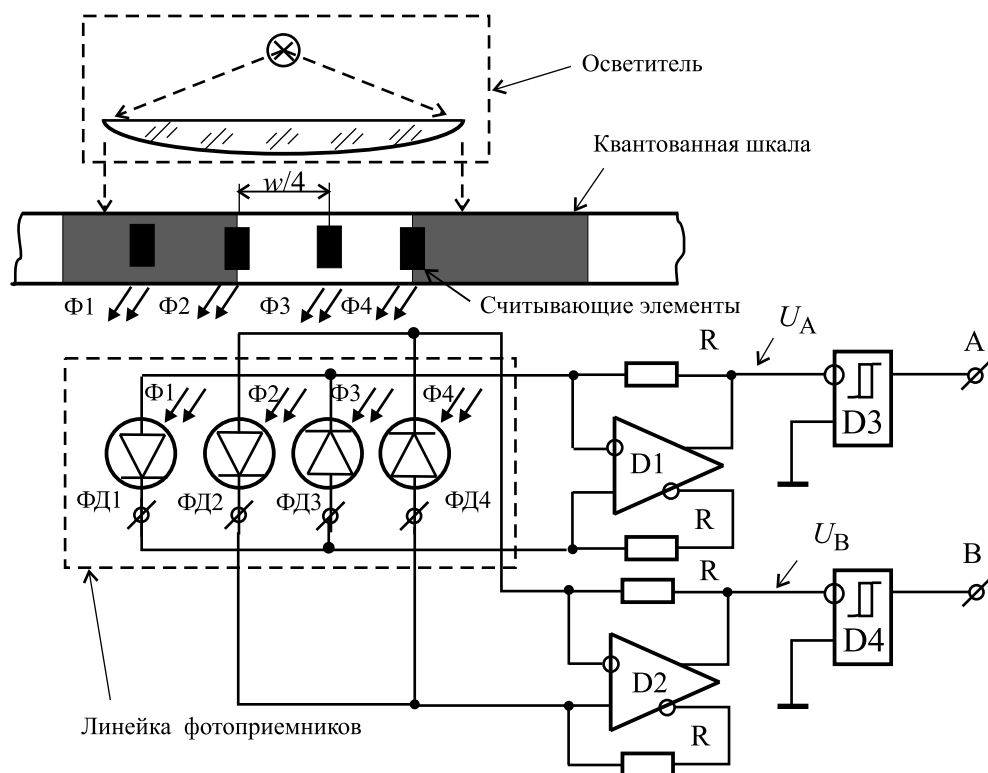


Рис. 91. Схема формирования квадратурных сигналов фотоэлектрического накапливающего АЦПП

где I_0 — постоянная составляющая сигнала; m — глубина модуляции ($m \leq 1$); w — шаг квантованной шкалы; x — перемещение; j — номер фотодиода ($j = 1 - 4$).

Для определения положения используются четыре фотодетектора, которые формируют синусоидальные квадратурные сигналы. В качестве фотодетекторов могут применяться и фоточувствительные приборы с зарядовой связью (ФПЗС).

Для удаления постоянной составляющей сигнала, что способствует стабильности формирования квадратур сигналов **A** и **B**, можно применить дифференциальное включение противофазных фотоприемников ФД1 — ФД3 и ФД2 — ФД4 с использованием полных дифференциальных усилителей D1 и D2 (см. рис. 91). Тогда сигналы на выходе D1 и D2 составят

$$U_A = RI_0 \left[m \sin \left(\frac{2\pi}{w} x \right) \right]; \quad U_B = RI_0 \left[m \sin \left(\frac{2\pi}{w} x + \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

и не будут содержать постоянную составляющую.

Промышленность выпускает полный набор готовых компонентов для выполнения инкрементных измерений: массивы светодиодов, драйверы светодиодов, массивы оптических фотодиодов и т.д. для формирования энкодерного интерфейса.

Разрешение данной системы достигает 0,25 периода на составных шкалах с длиной до 30 м. Увеличение разрешения до 1 мкм достигается методами *интерполяции* U_B . В интерполяторах с помощью методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) вычисляют тангенс и арктангенс пространственного фазового угла, анализируя малые изменения во входных сигналах U_A и U_B :

$$x = \frac{w}{2\pi} \arctg \left(\frac{U_A}{U_B} \right) = \frac{w}{2\pi} \arctg \left(\frac{\sin 2\pi \cdot x/w}{\cos 2\pi \cdot x/w} \right) = \frac{w}{2\pi} \arctg \left(\operatorname{tg} \frac{2\pi}{w} x \right).$$

Коэффициент интерполяции может достигать 8192. Для интерполяции выпускаются микросхемы стоимостью около 1 долл.

Счетчик в схеме может быть обнулен в любом положении шкалы по сигналу «Сброс», что удобно для проведения относительных измерений. А для проведения абсолютных измерений необходимо на отдельной дорожке формировать сигнал «Репер» (на рис. 91 реперный канал не показан), который должен быть жестко привязан к шкале (к пространству). При абсолютных измерениях работу необходимо начинать от точки, где находится «Репер». В этом случае накапливающий преобразователь превращается в псевдоабсолютный.

Отечественная промышленность выпускает линейные накапливающие фотоэлектрические АЦПП (ЛИР-7÷ЛИР10) с квантованными шкалами на диапазон до 3 м с шагом решеток 20 и 40 мкм. Погрешность шкал по наивысшему третьему классу точности не превосходит $(2,0 + 4,5L)$ мкм (L — длина перемещений). БОСД обеспечивает обработку сигналов на скорости 0,5 м/с, ускорении 30 м/с².

Методами интерполяции разрешающая способность может быть доведена до $(0,1-1,0)$ мкм.

Методами голографии синтезируются линейные голографические дифракционные решетки (ЛГДР) большой длины (метровые). Исследования (ЛГДР) с шагом 1 мкм на длине 1200 мм производства ВНИИМ (Санкт-Петербург) дают ошибку

$$\Delta S = \pm(0,02 + 0,4L) \text{ мкм},$$

где L — длина решетки в метрах.

На основе ЛГДР создан ряд промышленных приборов с разрешением 0,01 мкм и уникальный прибор «Нанометр НДГ-70» с разрешением 1 нм на длине 70 мм и скоростью до 500 мм/с. Для повышения разрешающей способности длинномер используется интерполяция. Ближайший зарубежный аналог — голографический длинномер SONY с разрешением 10 нм и скоростью 120 мм/с.

6.2. Псевдоабсолютные АЦПП

Псевдоабсолютные АЦПП отличаются от накапливающих только наличием репера или референтной метки. Штрихи репера располагаются на так называемой реперной дорожке и сигнал репера формируется по различным алгоритмам. В наиболее распространенном случае на обороте формируется один репер, соответствующий одному нулевому положению кода. Наиболее полно преимущества псевдоабсолютных АЦПП проявляются в секторных АЦПУ, работающих в режиме сканирования и непрерывно пересекающих визирную линию прибора, на которой располагается репер.

Введение реперного канала, требующего минимальных аппаратурных затрат, обеспечивает:

- псевдоабсолютную систему отсчета;
- повышение помехозащищенности накопительной части АЦПУ;
- повышение быстродействия;
- контроль стабильности интерполятора;
- возможность контроля функционирования АЦПУ;
- возможность контроля динамики.

Требования к точности формирования реперного сигнала (РЕС) зависят от перечня решаемых задач. В случае если РЕС используются только для обнуления кода, то его угловая стабильность $\Delta\varphi(\text{РЕС})$ должна находиться в пределах шага раstra, то есть $|\Delta\varphi(\text{РЕС})| < w/2$.

В ряде других случаев (контроль динамики, контроль стабильности ФЦПУ) требуется угловая стабильность репера в пределах кванта младшего разряда ТО

интерполятора, то есть $|\Delta\varphi(\text{РЕС})| < w/2^{(n+1)}$, где n — разрядность ТО. Столь высокая стабильность может быть обеспечена либо при высоком соотношении сигнал/шум, либо при высокой крутизне сигнала репера.

Рассмотрим возможность обеспечения высокого соотношения сигнал/шум путем нанесения на реперную дорожку группы штрихов, расположенных на неодинаковых расстояниях. При правильно выбранных параметрах репера можно обеспечить следующее важное свойство: при любом пространственном сдвиге репера произойдет не более, чем одно совпадение штрихов основной и сдвинутой последовательности. Таким образом, необходимо реализовать последовательность с минимальным количеством совпадений штрихов. Допустим, каждый последующий штрих репера сдвигается от предыдущего на величину

$$\varphi_k = w + k \cdot \Delta w = w(1 + k \cdot \delta(w)), \quad (1)$$

где $\delta(w) = \Delta w/w \ll 1$, что соответствует линейно-нарастающей последовательности (рис. 1а). В этом случае автокорреляционная функция РЕС $R(\varphi)$ (рис. 92б) имеет боковые лепестки амплитудой $1/N$, где N — число штрихов репера. При этом длина линейно-нарастающей последовательности из N штрихов составит

$$S = \sum_{k=2}^N w(1 + k \cdot \delta(w)) = w(N-1) \left[1 + \frac{N+2}{2} \delta(w) \right]. \quad (2)$$

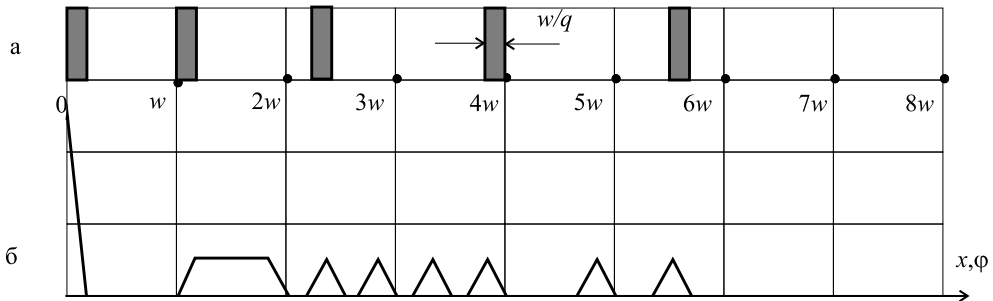


Рис. 92. Репер линейно-нарастающий (а) и его нормированная автокорреляционная функция (б)

Другой частный случай последовательности с минимальным количеством совпадений — коды Шермана. В отличие от предыдущего случая, в кодах Шермана сдвиг штрихов производится на величины, кратные $w/2$, а скважность штрихов достигает 2. Коды Шермана строятся «хаотичным» сдвигом по рекуррентным соотношениям

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= w/2 \\ \varphi_k &\neq \frac{w}{2} \cdot G \left\{ \sum_{j=1}^{k-1} \varphi_j \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где G — частные суммы ряда φ_j .

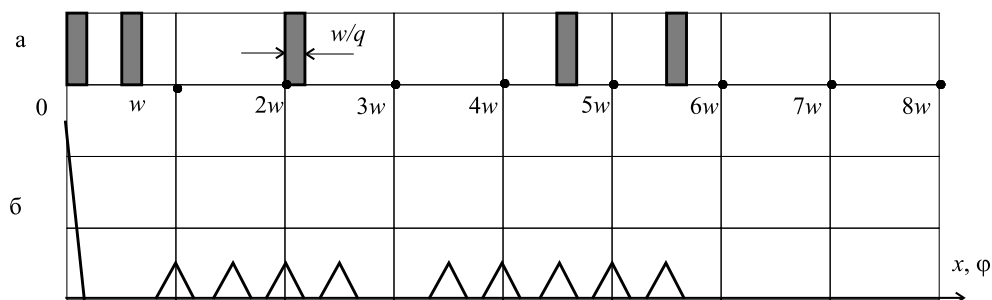


Рис. 93. Репер Шермана (а) и его нормированная автокорреляционная функция (б)

При этом также желательно иметь минимальную длину репера S при сохранении числа N в считывающем окне фотоприемника. Такие «оптимальные» коды Шермана найдены путем перебора лишь для $N = 3 \div 10$. Последовательность Шермана для $N = 5$ и ее автокорреляционная функция приведены на рис. 93.

Наконец, предложено штрихи репера наносить шагами, определяемыми степенными соотношениями

$$\varphi_k = \frac{w}{2} \begin{cases} 2^{(k+1)/2} & \text{при } k = 2\lambda + 1 \\ 3 \cdot 2^{(k-2)/2} & \text{при } k = 2\lambda \end{cases}, \quad (3)$$

где $\lambda = 0, 1, 2, \dots$. Степенная последовательность и ее автокорреляционная функция приводятся на рис. 94.

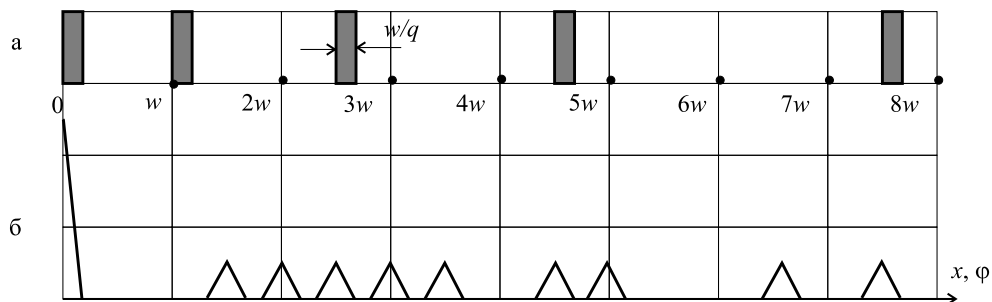


Рис. 94. Репер степенной (а) и его нормированная автокорреляционная функция (б)

Сводные данные рассмотренных реперов для $N \leq 10$ приведены в табл. 2.1 Приложения 2.1, из которой видно, что лидером по компактности является репер с линейно-нарастающей последовательностью штрихов. В то же время с энергетической точки зрения он может проигрывать двум другим реперам. Это объясняется тем, что ширина штрихов и в последовательности Шермана, и в степенной последовательности может быть увеличена. На возможность такого

увеличения указывает отсутствие «площадок» в боковых лепестках автокорреляционных функций.

На рис. 95 и 96 в качестве примера приводятся указанные последовательности с удвоенной шириной штрихов. Появление на боковых лепестках автокорреляционных функций плоских участков указывает, что данная ширина является предельной для соотношения сигнал/шум $= (1/N)^{-1}$.

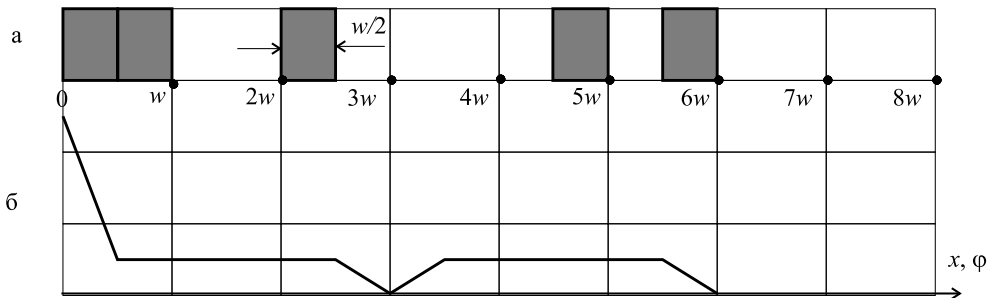


Рис. 95. Репер Шермана (а) и его нормированная автокорреляционная функция (б) при $a = w/2$

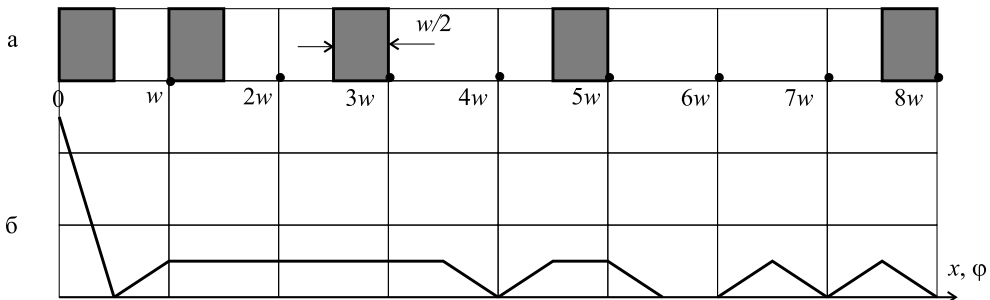


Рис. 96. Репер степенной (а) и его нормированная автокорреляционная функция (б) при $a = w/2$

Важно отметить, что, хотя абсолютная величина сигнала репера при увеличении ширины штрихов возрастает, крутизна автокорреляционного максимума сигнала остается неизменной. А именно крутизна сигнала, как известно, определяет стабильность порога срабатывания компаратора реперного канала.

Общее количество штрихов N , укладываемое в светочувствительную площадку фотоприемника, определяется функционалом

$$N = f(S_{\max}) = H/(2\pi R/p),$$

где H — размер светочувствительной площадки; R — радиус реперной дорожки; p — коэффициент редукции.

Например, для малогабаритных ФЦПУ при $R = 15$ мм, $p = 2^{10}$ и $H = 2$ мм получаем $S_{\max} \approx 22w$ и на светочувствительную площадку фотоприемника в

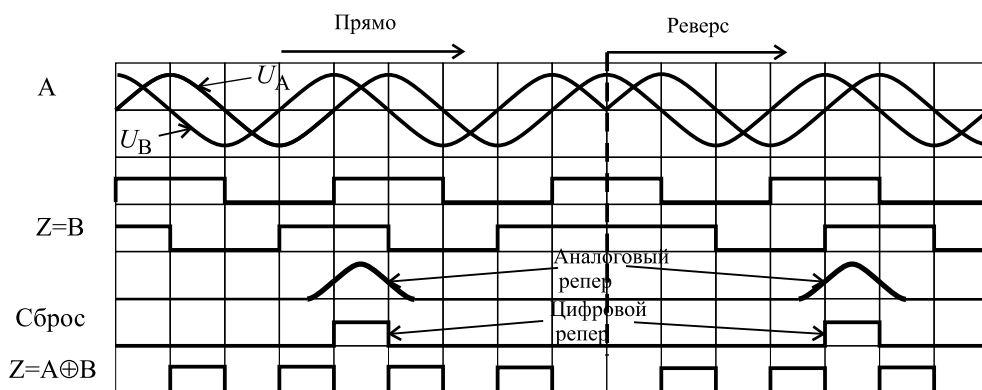


Рис. 97. Временная диаграмма псевдоабсолютного энкодера с репером

зависимости от выбранного способа кодирования репера попадет от 6 до 9 штрихов. На рис. 97 приведена временная диаграмма псевдоабсолютного энкодера.

Характеристики реперных последовательностей приведены в Приложении 2.1.

6.3. Лазерные интерферометры

Квантованная шкала фотоэлектрических АЦПП может создаваться не только искусственным путем методами фотолитографии или голографии. Естественные квантованные шкалы могут быть сформированы с помощью длины волны света, как это делается в лазерных *интерферометрах*. Рассмотрим простейший интерферометр Майкельсона (рис. 98). Он содержит лазер 1, луч которого 2 делится на светоделительной грани кубика 3 в точке М на два луча: опорный 4 и измерительный 5. Отражаясь от неподвижного 6 и подвижного 7 уголкового отражателей, эти лучи интерферируют в точке N и интерференционная картина переносится в плоскость квадратных фотоприемников (фотодиодов) А и В, установленных за диафрагмами 8.

За счет двукратного прохождения измерительным лучом расстояния до подвижного уголкового отражателя период интерференционной картины составит $\lambda/2$, где λ — длина волны лазера. В лазерных интерферометрах наиболее часто используются газовые стабилизированные He-Ne лазеры (относительная стабильность длины волны не менее 10^{-8}) при $\lambda = 0,6328$ мкм, и, следовательно, сравнительно просто можно получить разрешение в $\lambda/4 \div \lambda/8$. При более изощренных методах обработки интерферометрической картины разрешение может быть доведено до уровня нанометров. На основе He-Ne/ I_2 -лазера, стабилизированного по линии насыщенного поглощения в молекулярном иоде, создан (обновлен в 1997 г.) эталон метра с абсолютной погрешностью воспро-

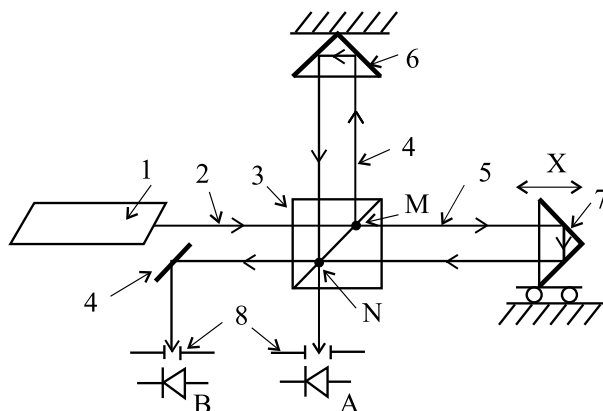


Рис. 98. Схема интерферометра Майкельсона

изведения 0,02 нм. При этом длина волны излучения в вакууме лазера составляет $\lambda = 632,99139822$ нм, а частота $\nu = 473612214705 \cdot 10^3$ Гц.

Диапазон измеряемых перемещений определяется степенью (объемом) когерентности лазера и может в нормальных условиях достигать нескольких метров. Быстродействие (допустимая скорость перемещения) определяется полосой пропускания фотоприемников

$$V_{\max} \leq F_{\max} \cdot h,$$

где $F_{\max}$ — полоса пропускания фотоприемников; h — разрешающая способность интерферометра. Например, если $F_{\max} = 10,0$ МГц, $h = \lambda/4 \approx 0,15$ мкм, то $V_{\max} \leq 1,5$ м/с. Промышленный лазерный интерферометр на стабилизированном лазере ИНТ-30, созданный в Академии наук, работает в диапазоне перемещений 0—24 м с разрешением $h = \lambda/8 \approx 0,08$ мкм, погрешностью в нормальных условиях 0,5 мкм на скорости 0,3 м/с.

К несомненным достоинствам лазерных интерферометров относятся очень высокая чувствительность, высокое быстродействие, хорошая точность. В то же время это, как правило, достаточно сложные и громоздкие устройства (оптика, стабилизированные лазеры, прецизионная механика, виброизоляция), требующие тщательной настройки. Оптический тракт интерферометров должен быть защищен от оптических помех (например, дыма, пыли, перемещающихся предметов и т.д.), что снижает эксплуатационную надежность в производственных условиях.

Характеристики некоторых накапливающих АЦПУ СКБ ИС приведены в табл. 2.3. Приложения 2.3.

ГЛАВА 7

КОДОВЫЕ АЦПП

7.1 Двоичные кодовые шкалы

Кодовыми АЦПП называют позиционные АЦПП на основе непосредственного пространственного кодирования. В отличие от накапливающих АЦПП в них всегда осуществляется абсолютное кодирование перемещения и отсутствуют риски сбоев.

Основным элементом кодовых АЦПП является кодовая шкала (КШ). В микропроцессорных ИУС с кодовыми АЦПП наиболее часто используются линейные двоичные КШ, в которых двоичный код линейно связан с перемещением и обеспечивает удобство обработки кода в микропроцессорах. При синтезе двоичной КШ весь диапазон кодируемых перемещений $0 \div X_{\max}$ разбивается на 2^n квантов, а шкала состоит из n дорожек, соответствующих позиционному коду с весами разрядов $p_j = 2^j$. Тогда код, соответствующий данному положению КШ, относительно линии считывания кода (ЛСК) составит

$$N = \sum_{j=0}^{n-1} a_j \cdot 2^j,$$

где $j = 0$ (МЗР), $1, 2, 3 \dots n-1$ (СЗР) — номер разряда; $a = (0, 1)$ — бит данного разряда. Пример четырехразрядной линейной двоичной КШ приведен на рис. 99. Биту нуля соответствуют темные, а биту единицы — светлые участки шкалы.

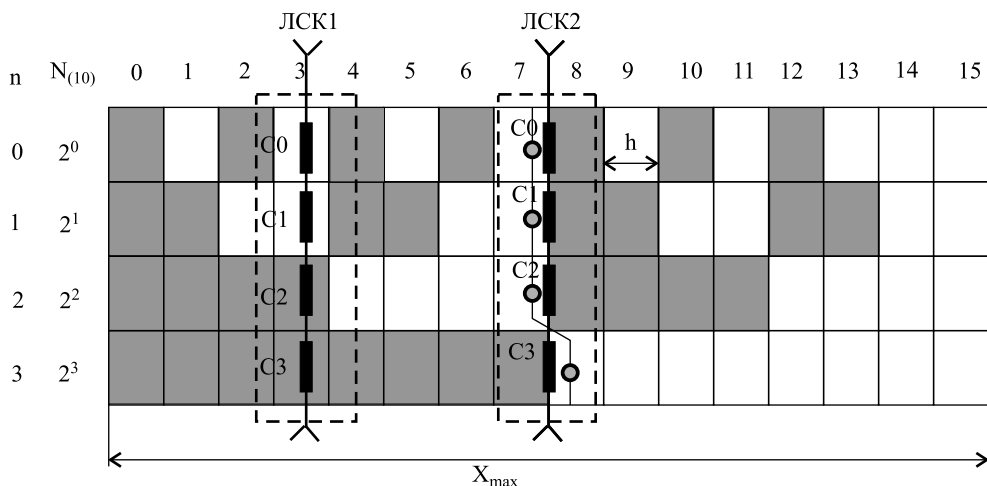


Рис. 99. Линейная четырехразрядная двоичная кодовая шкала и линейное расположение считывающих элементов

Шкалы могут изготавливаться по различным технологиями и содержать:

- прозрачные и непрозрачные участки, изготовленные методами фотолитографии (считывание осуществляется фотоприемниками);
- магниточувствительные участки с магниторезисторами, элементами Холла и т.д.

Считывающие элементы S_0, S_1, S_2, S_3 фиксированы относительно ЛСК и показаны темными прямоугольниками. Сигналы считывания имеют трапецевидную форму, а их амплитуда зависит от энергетики и соотношений между шагом шкалы и шириной считывающего элемента (рис. 100).

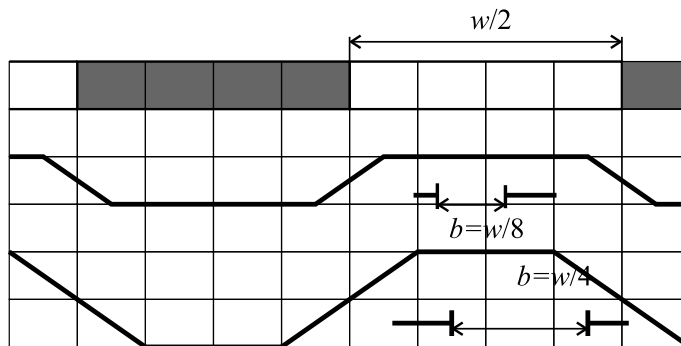


Рис. 100. Форма выходных сигналов в зависимости от ширины считывающей щели

Однако при линейном расположении считывающих элементов (см. рис. 99а) считывание информации может происходить с большими ошибками. Это связано с тем, что вследствие инструментальных погрешностей считывающие элементы не находятся на одной прямой и единица переноса в старший разряд может установиться раньше или позже, чем требуется для двоичного кода.

Например, вблизи расположения ЛСК2 за счет инструментальных погрешностей и эквивалентного «искривления» ЛСК могут «проскочить» любые кодовые комбинации от $N(7) = 0111$ до $N(0) = 0000$. Это специфическое явление получило название *неоднозначность считывания*. Все сказанное справедливо и для круговой двоичной КШ (рис. 101).

Зона неоднозначности определяется величиной инструментальной погрешности, так как при смещении ЛСК вправо или влево от границы кодового участка (за пределы зоны неоднозначности) считывается правильный код, соответственно, $N(3) = 0011$ или $N(4) = 0100$. Заметим, что в более общем плане возникновение неоднозначности считывания связано с тем, что соседние кодовые комбинации позиционного двоичного кода могут отличаться во всех разрядах. Наибольшая погрешность от «неоднозначности считывания» возникает при возникновении единицы переноса (заема) в старшем разряде, когда

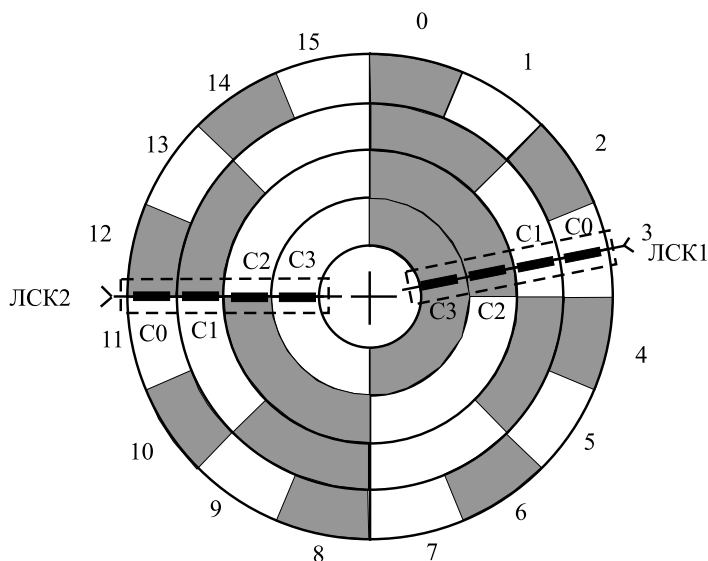


Рис. 101. Круговая четырехразрядная двоичная кодовая шкала и линейное расположение считывающих элементов

погрешность достигает кванта старшего разряда, то есть половины диапазона измерения, и приводит к потере работоспособности ИУС.

Для устранения ошибок от неоднозначности считывания применяются два метода:

- использование избыточности (двоично-сдвинутые коды);
- использование однопереходных кодов.

7.2. АЦПП с двоично-сдвинутыми кодами

В двоично сдвинутых кодах (ДСК) ошибки неоднозначности устраняются за счет получения избыточной информации и на всех разрядных дорожках кроме младшей, устанавливается по два считывающих элемента, один из которых опережает ЛСК, а другой отстает (элементы A_j и B_j соответственно на рис. 102). Различают два типа ДСК:

- V -код, или код Баркера;
- U -код, или «двойную сетку».

В обоих ДСК считывание всегда начинается с МЗР C_0 , и он считается истинным, а логика считывания старших разрядов хотя и различна, но строится таким образом, чтобы считывать информацию с тех элементов, которые не находятся на границах кодовых участков. Тем самым устраняется первопричина возникновения неоднозначности.

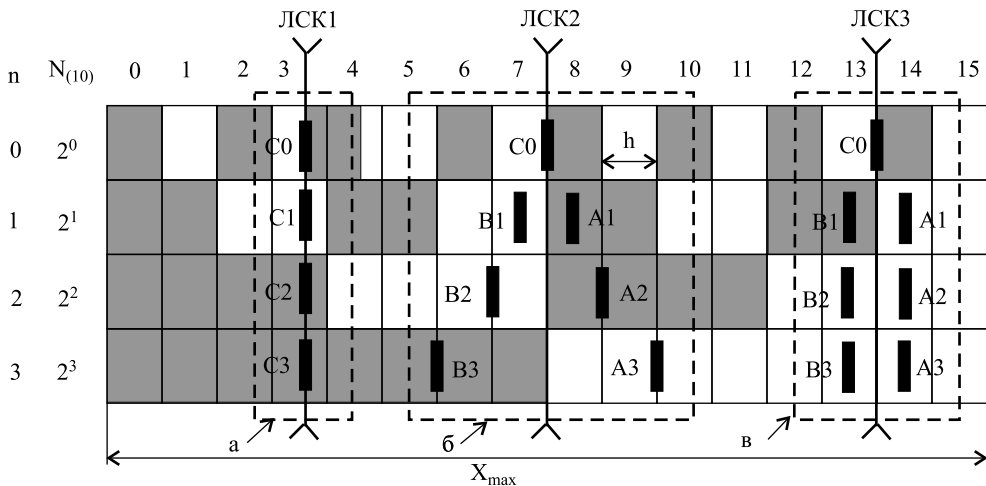


Рис. 102. Линейная четырехразрядная двоичная кодовая шкала и расположение считывающих элементов: а — линейное; б — *V*-код (код Баркера); в — *U*-код («двойная сетка»)

Оптимальная величина сдвига при двух считывающих элементах в разряде составляет $\Delta_j = \pm 0,25h_j$, как это и реализовано в *V*-коде, который исторически был предложен первым. По мере удаления от младшего разряда, расстояние между считывающими элементами в паре возрастает (см. рис. 102б), а расположение чувствительных элементов напоминает очертание перевернутой латинской буквы *V*, что и определило название кода.

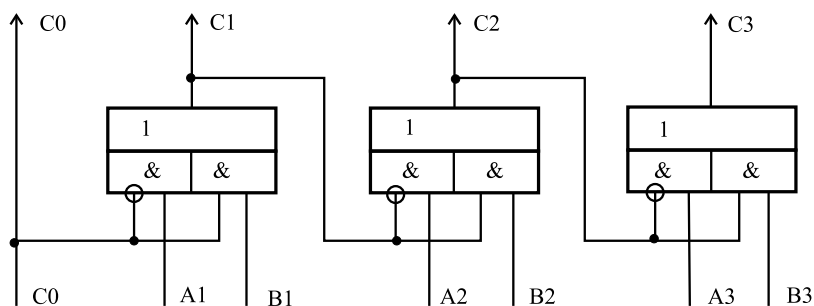
В *V*-коде значение кода данного разряда C_j определяется значением кода C_{j-1} , полученного в предыдущем разряде, в соответствии с выражением

$$C_j = A_j \cdot \overline{C_{j-1}} + B_j \cdot C_{j-1}, \quad (1)$$

то есть выбор последующего элемента зависит от значения предыдущего: если $C_{j-1} = 0$ (в предыдущем разряде был считан «0»), то в данном разряде выбирается A_j (опережающий элемент), а если $C_{j-1} = 1$, то выбирается B_j (отстающий). Логическая схема декодера *V*-кода в соответствии с выражением (1) приведена на рис. 103. Допуск на установку считывающих элементов в *V*-коде зависит от номера разряда и составляет $\Delta_j = \pm 0,25h_j$.

В случае *V*-кода и логического выбора считывающих элементов значение СЗР может быть определено только после того, как определены значения цифр всех предыдущих разрядов. Это увеличивает время преобразования.

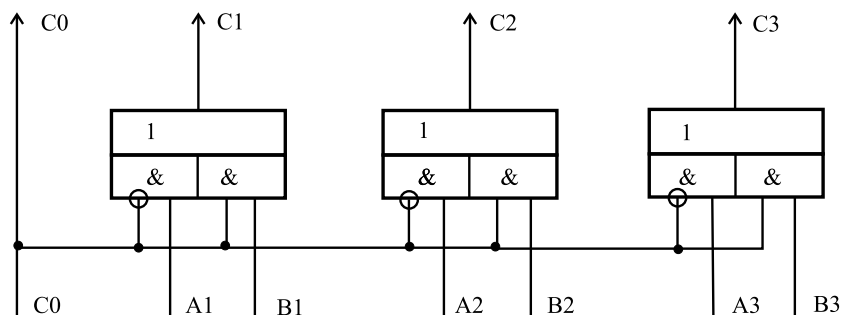
Указанный недостаток устраняется в *U*-коде, который иногда называют «двойной щеткой». В этом методе также применяется по два считывающих элемента на разряд, кроме самого младшего разряда. Но в отличие от *V*-кода считывающие элементы старших разрядов располагаются в два ряда симметрично относительно ЛСК3 на расстоянии, равном половине длины кванта

Рис. 103. Схема дешифрации параллельного V -кода в двоичный код

МЗР, то есть $\Delta_j = \pm 0,5h_0$ (см. рис. 102в). Логика считывания U -кода определяется выражением

$$C_j = A_j \cdot \overline{C_0} + B_j \cdot C_0 \quad (2)$$

Таким образом, если с разрядной дорожки младшего разряда считывается код «0», то сигнал для других разрядов снимается с опережающего ряда считывающих элементов, а если с разрядной дорожки младшего разряда считывается код «1», то сигнал для других разрядов снимается с отстающего ряда считывающих элементов. Очевидно, что опрос старших разрядов производится одновременно для всех разрядов, что значительно сокращает время преобразования. Схема дешифрации U -кода в двоичный код приведена на рис. 104.

Рис. 104. Схема дешифрации параллельного U -кода в двоичный код

Однако при этом методе допуск на установку считывающих элементов всех разрядов одинаков $\Delta_j = \pm 0,5h_0$ и при высокой разрядности кодовой шкалы достаточно узок, что является недостатком метода «двойной щетки».

На практике применяют комбинацию двух рассмотренных методов: в младших разрядах для увеличения допуска применяют V -код, а в старших разрядах для увеличения быстродействия — U -код.

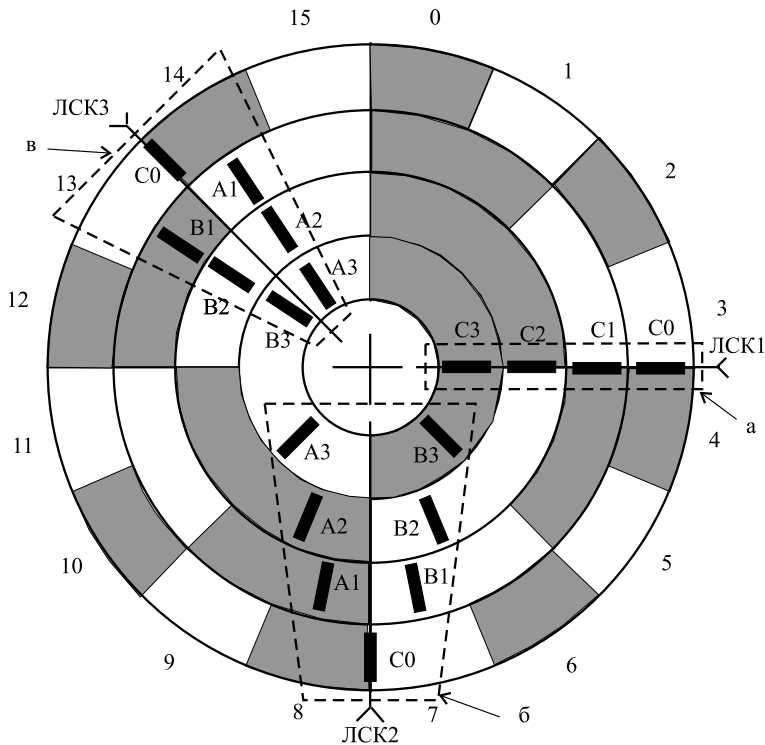


Рис. 105. Круговая четырехразрядная двоичная кодовая шкала и расположение считывающих элементов: а — линейное; б — V-код; в — U-код

Пример круговой шкалы с расположением считывающих элементов в V- и U-кодах приведен на рис. 105.

7.3. АЦПП с однопереходными кодами

Неопределенность считывания из-за изменения кода сразу в нескольких разрядах можно ликвидировать, применив такой код, при котором переход от одного числа к соседнему числу сопровождался бы переменной цифры только в одном разряде.

Такие *однопереходные* двоичные коды можно получить, если каждому положению шкалы формально приписывать комбинацию нулей и единиц таким образом, чтобы кодовые комбинации для смежных чисел отличались только в одном разряде. К числу однопереходных кодов относится циклический двоичный код Грея, получивший наибольшее распространение.

Для получения однопереходного кода можно пользоваться диаграммой Карнауга — Вейча, представленной на рис. 106 для четырехразрядного кода.

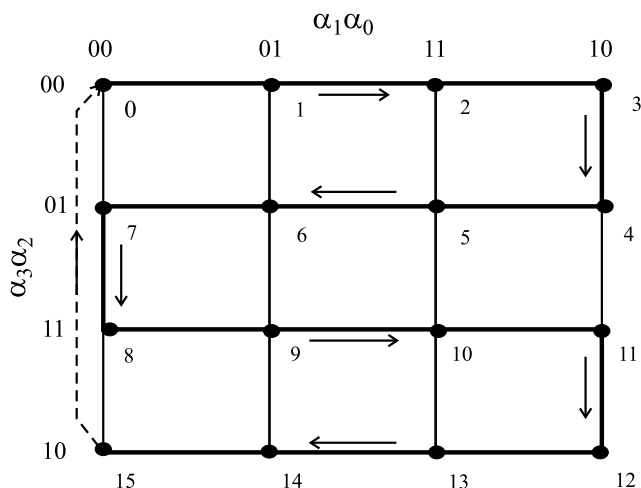


Рис. 106. Диаграмма Карнауга — Вейча для четырехразрядного кода Грея

Каждому узлу диаграммы соответствует десятичное число. Строки и столбцы диаграммы маркируются двухразрядным однопеременным кодом, который нетрудно составить: 00 — 01 — 11 — 10. Столбцы кодируются двумя младшими разрядами однопереходного кода (α_1, α_0), а строки — двумя старшими разрядами однопереходного кода (α_3, α_2). Для получения четырехразрядного кода необходимо последовательно обойти все 16 точек пересечения горизонталей и вертикалей, перемещаясь только по горизонталям и вертикалям. Дважды через точку проходить нельзя, также нельзя переходить от точки к точке по диагонали. В циклическом коде, кроме того, необходима однопереходная стыковка начала шкалы с ее концом.

При реализации указанного алгоритма можно получить множество однопереходных кодов. Один из обходов, выделенный в диаграмме Карнауга — Вейча жирной линией, дает однопеременный Грея.

Например, узлу «7» будет соответствовать код Грея $N_{\Gamma} = \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 \alpha_0 = 0100$, а соседнему десятичному коду «8» будет соответствовать двоичный код Грея 1100, отличающийся только в одном разряде.

На рис. 107 показана линейная шкала с кодом Грея и линейным расположением считывающих элементов.

Справа от линейной кодовой шкалы приведена в виде столбцов кодов последовательность изображений десятичных чисел в коде Грея. Нетрудно заметить, что эта последовательность кодов образуется по разрядным циклам, причем значения цифр в любом цикле являются зеркальным отображением цифр соседнего цикла данного разряда. В младшем разряде можно отметить циклы по две цифры, в следующем разряде по четыре и т.д. В столбце чисел в коде Грея (см. рис. 107) короткими горизонтальными черточками условно показано

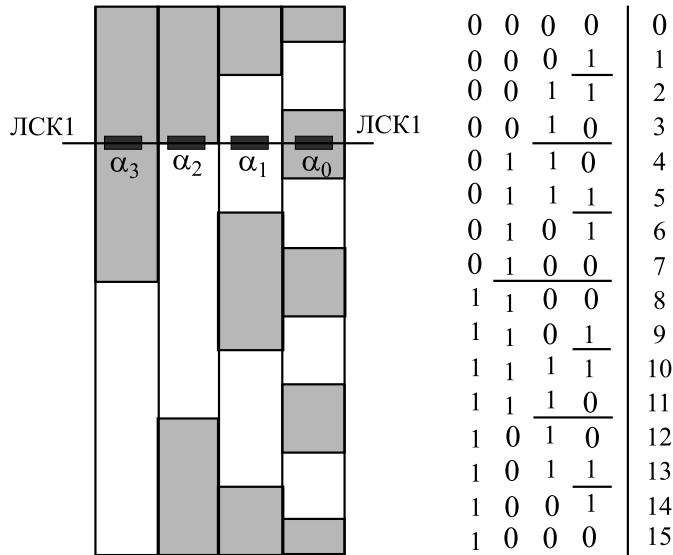


Рис. 107. Четырехразрядная линейная шкала в коде Грея

расположение «зеркал». Эта особенность кода Грея и определила его как циклический или рефлексный (отраженный). Кроме того, протяженность квантов (кроме СЗР) удвоилась. Еще одна особенность кода Грея состоит в том, что он *не является позиционным*, то есть биты не имеют фиксированного позиционного веса.

Диаграмма Карнауга — Вейча является очень наглядной, но неудобна для синтеза многоразрядных кодов. В общем случае синтез кода Грея проводится с помощью простейшей операции суммирования по модулю два ($\text{mod}2$). Двоичное число $A_{n-1}A_{n-2} \dots A_1A_0$ приводится к циклическому коду Грея $\alpha_{n-1}\alpha_{n-2} \dots \alpha_1\alpha_0$ по формуле

$$\alpha_j = a_j \oplus a_{j-1}, \quad (1)$$

где α_j — значение бита разряда кода Грея; a_j — значение бита двоичного кода; $\oplus$ — знак сложения по модулю 2 ($\text{mod}2$), то есть без учета переноса.

Иными словами, для перевода двоичного числа $a_{n-1}a_{n-2} \dots a_1a_0$ в циклический код необходимо сдвинуть это двоичное число на один разряд вправо (при этом младший разряд теряется) и произвести поразрядное сложение по $\text{mod}2$ сдвинутого $N_{2 \rightarrow}$ и не сдвинутого N_2 двоичного числа. В результате будет получено число в циклическом двоичном коде Грея.

Пример. Допустим, имеем двоичное семи разрядное число $N_2 = 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0$ ($N_{10} = 78$). Переведем его в код Грея:

$$\begin{array}{r} N_2 = 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ N_{2 \rightarrow} = 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ (0) \oplus \\ \hline N_\Gamma = 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1 \end{array}$$

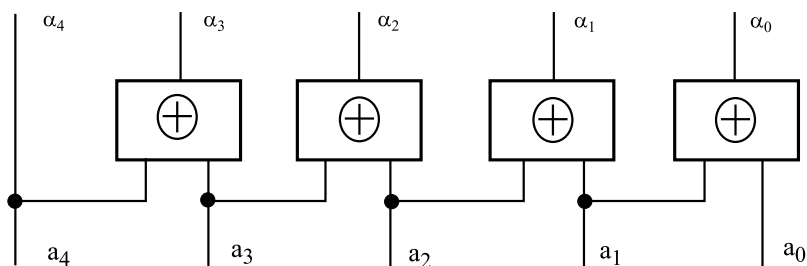


Рис. 108. Дешифратор пятиразрядного параллельного двоичного кода в параллельный код Грея

Вариант схемной реализации уравнения (1) представлен на рис. 108.

Поскольку операция суммирования по mod2 является линейной, то обратный переход от представления числа в циклическом коде Грея к изображению в двоичном коде на основании выражения (1) осуществляется по следующему правилу:

$$a_j = \alpha_j \oplus a_{j-1}. \quad (2)$$

Вариант схемной реализации уравнения (2) представлен на рис. 109.

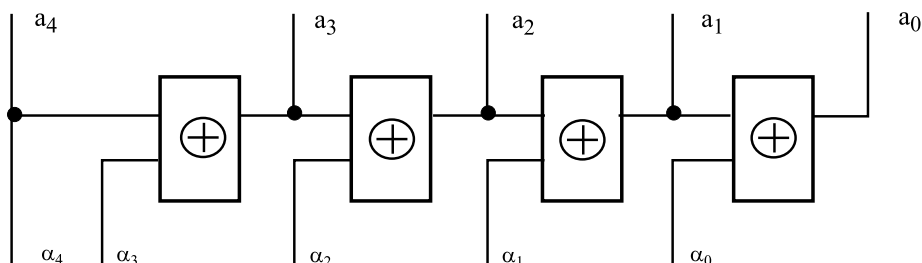


Рис. 109. Дешифратор пятиразрядного параллельного кода Грея в параллельный двоичный код

Одним из достоинств кода Грея является возможность считывания кода с обычной двоичной кодовой шкалы (рис. 110). Для этого достаточно провести необходимый сдвиг считывающих элементов α_j .

В ряде случаев требуется переводить последовательный код Грея в последовательный двоичный код. Это удобно сделать на основе рекуррентных соотношений. Для СЗР (если $j = n - 1$), $a_{n-1} \equiv \alpha_{n-1}$. Далее из выражения (2) имеем:

$$\begin{aligned} a_{n-2} &= \alpha_{n-2} \oplus a_{n-1} \oplus \alpha_{n-2} \oplus \alpha_{n-1} \\ a_{n-3} &= \alpha_{n-3} \oplus a_{n-2} = \alpha_{n-3} \oplus \alpha_{n-2} \oplus \alpha_{n-1} \\ &\dots \\ a_j &= \alpha_j \oplus a_{j-1} = \alpha_j \oplus \alpha_{j+1} \oplus \alpha_{j+2} \oplus \alpha_{n-1} \end{aligned}$$

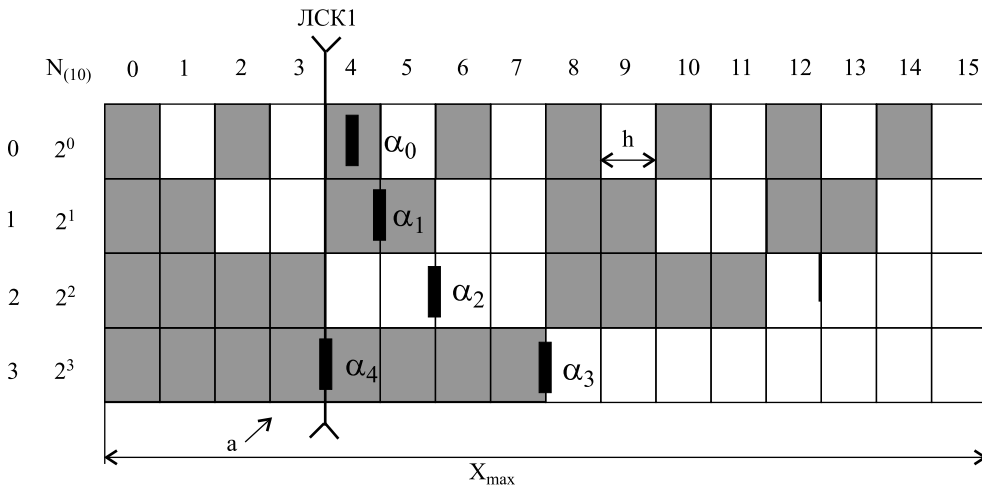


Рис. 110. Считывание пятиразрядного кода Грея с линейной четырехразрядной двоичной кодовой шкалы

В общем виде можем записать:

$$a_j = \sum_{k=n-1}^{k=j} \alpha_k \pmod{2}. \quad (3)$$

Таким образом, значения разрядов двоичного числа получаются из его циклического кода Грея последовательным сложением по mod2 начиная со старшего разряда. Фактически это означает, что для определения значения бита в данном разряде используется правило «чет-нечет», то есть подсчет количества единиц слева от данного бита. Нечетному количеству единиц будет соответствовать бит «1», а четному — бит «0».

Пример. Переведем число $N_{\Gamma} = 1101001$ в двоичное число. Используя правило «чет-нечет», получим $N_2 = 1_n 0_{\text{ч}} 0_{\text{ч}} 1_n 1_n 1_n 0_{\text{ч}} = N_{10} = 78$, что соответствует предыдущему примеру.

Вариант схемной реализации устройства, преобразующего последовательный циклический код Грея $N_{\Gamma} = 11011$ в натуральный двоичный код $N_2 = 10010$, приведен на рис. 111 (код Грея поступает старшими разрядами вперед).

Отечественная промышленность выпускает фотоэлектрические датчики в кодах Грея на 8—12 двоичных разрядов (см. Приложение 2.3). Дальнейшее повышение разрешающей способности вплоть до 20—21 двоичного разряда осуществляется в двухотсчетных фотоэлектрических АЦПП (см. раздел 14).

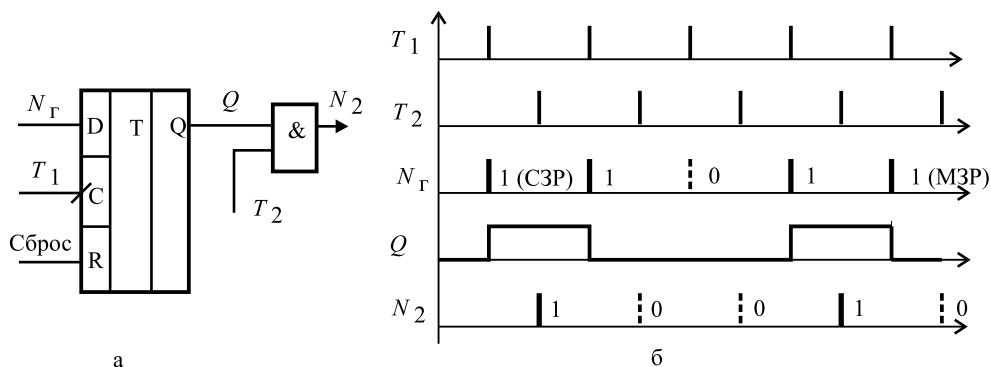


Рис. 111. Дешифрация последовательного кода Грея N_r в последовательный двоичный код N_2 ; а — схема функциональная; б — временная диаграмма

7.4. Рекурсивные кодовые шкалы АЦПУ

В ряде случаев, например в малогабаритных АЦПУ, количество кодовых дорожек необходимо уменьшить. В этом случае можно применить рекурсивные кодовые шкалы (РКШ). При построении РКШ используются псевдослучайные кодовые последовательности, которые генерируются сдвиговыми регистрами на D-триггерах, охваченных линейной по отношению к операции суммирования по модулю 2 ($\Sigma \text{ (bmod2)}$) ОС.

Структура сдвигающего регистра с линейной ОС показана на рис. 112. Выходная последовательность, снимаемая с триггера D_1 , повторяется со сдвигами во всех точках тракта, образованного D-триггерами.

Структуре схемы ставится в соответствие полином

$$F(x) = 1 + \alpha_1 x^1 + \alpha_2 x^2 + \alpha_3 x^3 + \dots + x^n, \quad (1)$$

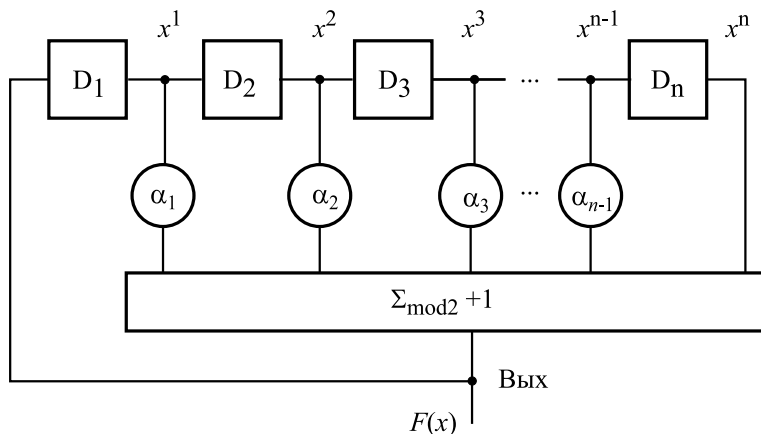


Рис. 112. Структура сдвигающего регистра с линейной ОС

в котором $\alpha_j = 0, 1$, а показатели степени при аргументе x характеризуют количество тактов сдвига. Период последовательности зависит от коэффициентов α_j . Обычно желателен максимальный период. Схема с n -триггерами может иметь 2^n состояний, но в данной схеме состояние всех нулей должно быть исключено, так как схема из него никогда не сможет выйти. Поэтому для данной схемы максимальный период составит $M = 2^n - 1$, а соответствующая ему последовательность называется последовательностью максимальной длины, или M -последовательностью.

К M -последовательности приводят многие варианты схемы. Чтобы генерировалась M -последовательность, полином должен быть неприводимым и *примитивным*. Таких полиномов множество и среди них целесообразно отыскивать наиболее компактные, которые упрощают построение схем. В табл. 8 для $n = 1 \div 10$ приведены примитивные компактные полиномы $F(x)$, которые могут быть применены для генерации M -последовательностей и создания РКШ.

Таблица 8.

n	$F(x)$	$M = 2^n - 1$	n	$F(x)$	$M = 2^n - 1$
1	$x = 1$	1	6	$x^6 + x + 1$	63
2	$x^2 + x + 1$	3	7	$x^7 + x + 1$	127
3	$x^3 + x + 1$	7	8	$x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$	255
4	$x^4 + x + 1$	15	9	$x^9 + x^4 + 1$	511
5	$x^5 + x^2 + 1$	31	10	$x^{10} + x^3 + 1$	1023

На рис. 113а приведена схема генератора трехразрядной M -последовательности, которая кодирует семь кодовых состояний и в которой использован примитивный полином $F(x) = x^3 + x + 1$ из табл. 8. Первоначально в регистр была записана

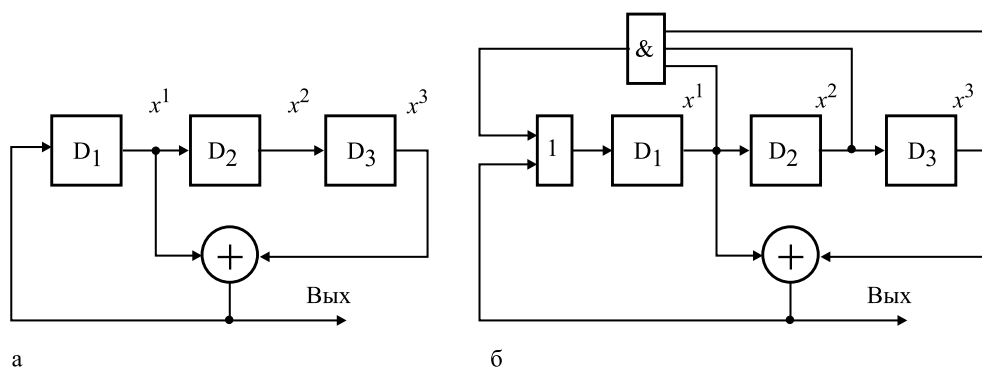


Рис. 113. Схема трехразрядного генератора: а — M -последовательности; б — рекурсивной последовательности

комбинация 100, состояния разрядов по тактам приводятся в табл. 9, а кодовая шкала со считывающими элементами C1, C2, C3 представлена на рис. 114.

Таблица 9.

k	1	2	3	4	5	6	7	8
$D_1D_2D_3$	100	110	111	011	101	010	001	100
$F(x)$	1	1	0	1	0	0	1	1

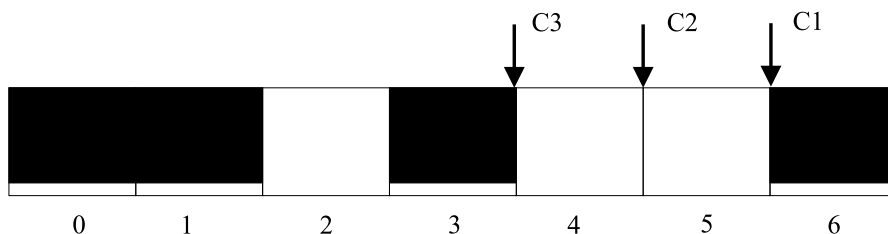


Рис. 114. Линейная развертка трехразрядной M -последовательности

Псевдослучайные последовательности с нулевой комбинацией (2) или РКШ получаются с помощью регистра сдвига с нелинейной функцией ОС, которая отличается от выражения (1) только последним членом:

$$F(x) = 1 + \alpha_1 x^1 + \alpha_2 x^2 + \alpha_3 x^3 + \dots + x^n + \overline{x^1} \cdot \overline{x^2} \cdot \overline{x^3} \dots \overline{x^n}. \quad (2)$$

Соответствующая схема генерации РКШ приведена на рис. 113б.

РКШ при $n = 3$, длиной $M = 2^3 = 8$, примитивном полиноме $F(x) = x^3 + x + 1$, начальных значениях $D1 = D2 = D3 = 0$ состоит из кодовых участков $\{a_j\} = a_0, a_1, \dots, a_7 = 00010111$ и приведена на рис. 115. Единственность размещения считывающих элементов со сдвигом в квант отражает существенный недостаток РКШ.

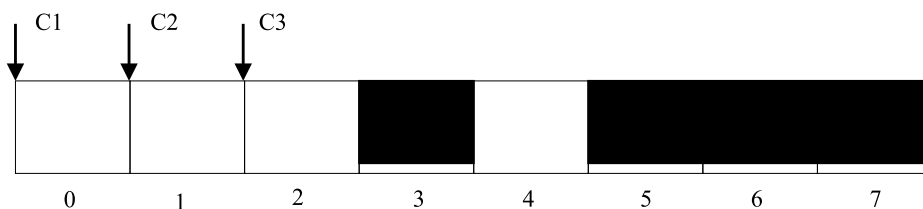


Рис. 115. Линейная развертка рекурсивной трехразрядной одноканальной кодовой шкалы

Методика синтеза РКШ заключается в следующем.

1. В зависимости от требуемой разрядности n шкалы из табл. 10 выбирается полином $F(x)$ степени n . Начальные значения символов РКШ $D1, D2, D3, \dots, Dn$ выбираются произвольно.

Таблица 10.

k	1	2	3	4	5	6	7	8
$D_1D_2D_3$	000	100	110	111	011	101	010	001
$F(x)$	1	1	1	0	1	0	0	1

- Используя рекурсивное соотношение (2), генерируется последовательность $\{a_j\}$ и строится шкала с элементарными участками (квантами) $h = 2\pi/2^n$ (или для линейной шкалы $h = L/2^n$).
- На шкале размещаются считывающие элементы ($C_1, C_2, \dots, C_n$) с пространственным сдвигом в квант h .

По такому принципу теоретически может быть построена однородная РКШ любой разрядности. Например, при использовании примитивного полинома $F(x) = x^{20} + x^3 + 1$ может быть построена РКШ с $2^{20} = 1048576$ квантами. Однако такой подход к построению однородных РКШ однозначно предполагает расположение считывающих элементов вдоль информационной дорожки шкалы с шагом в один квант, что является определенным технологическим недостатком.

В целях повышения технологичности РКШ ее предполагается снабдить второй РКШ₂, построенной на тех же самых принципах, что и первая (см. рис. 116).

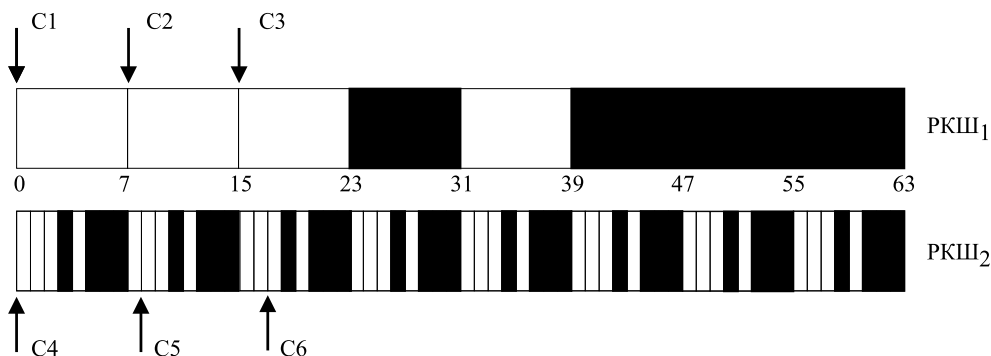


Рис. 116. Линейная развертка композитной рекурсивной двухдорожечной шестизрядной кодовой шкалы

В построенной композитной РКШ в одном кванте РКШ₁ укладывается восемь квантов РКШ₂ и кодируется $2^{3+3} = 2^6 = 64$ состояния при шести считывающих элементах.

ГЛАВА 8

АЦП ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

АЦП линейных перемещений (АЦПП) делятся на две большие группы — с первичным датчиком линейных перемещений и радарные датчики.

8.1. АЦП с датчиками линейных перемещений

8.1.1. Потенциометрические АЦПП

В амплитудных потенциометрических АЦПП потенциометр (первичный датчик) преобразует перемещение в амплитуду электрического сигнала, которая затем преобразуется в код микроэлектронным АЦП. В качестве датчиков могут применяться линейные и круговые потенциометры, включенные в простейшие схемы делителей напряжения (рис. 117а) и мостовые (рис. 117б) измерительные схемы.

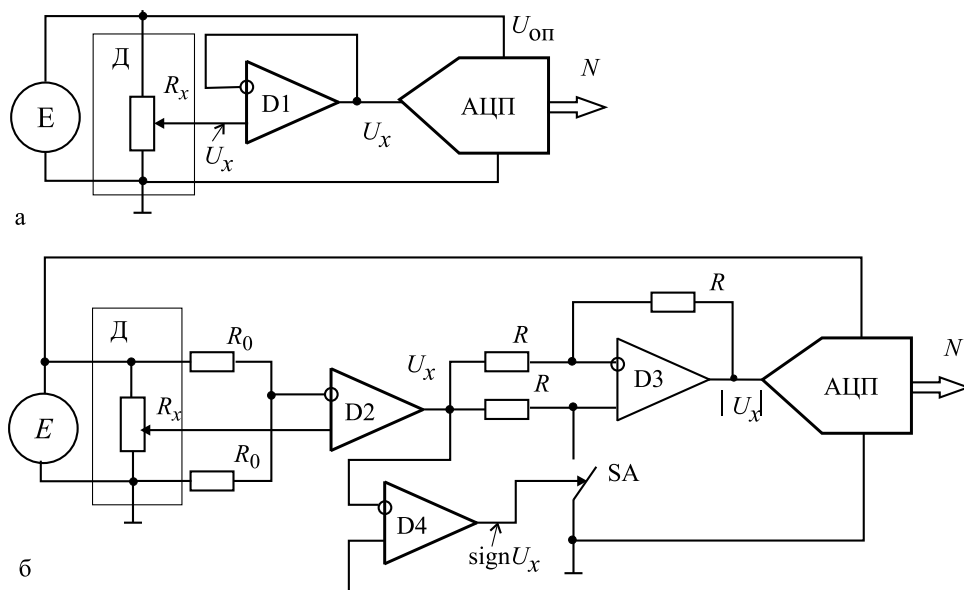


Рис. 117. Включение потенциометрического датчика (Д) в схему делителя напряжения (а) и в мостовую измерительную схему (б)

В первом случае сигнал U_x снимается с потенциометра с помощью повторителя на D1 и подается на АЦП, а во втором случае сигнал U_x является разнополярным и может нуждаться в выпрямлении. Это осуществляется с помощью дифференциального усилителя D2 и знакоинвертора на усилителе D3, компараторе D4 и ключе SA. Точность потенциометрических датчиков достигает 0,05%.

Достоинства потенциометрических схем — отработанная технология производства потенциометров, дешевизна, работа как на постоянном, так и на переменном токе. Ресурс современных потенциометров с резистивной пленкой достигает 25 млн полных циклов, рабочий температурный диапазон $-40...+175\text{ }^{\circ}\text{C}$, рабочие напряжения до 60 В. Основной недостаток — относительно низкая эксплуатационная надежность за счет контактного съема информации. Устранение указанного недостатка происходит в бесконтактных датчиках, к которым относятся широко распространенные индуктивные, фотоэлектрические датчики, а также магнитные и другие типы датчиков.

8.1.2. АЦПП на дифференциальных трансформаторах (LVDT)

Наибольшее распространение для точных измерения линейных и угловых перемещений в тяжелых эксплуатационных условиях получили работающие на переменном токе *линейные дифференциальные трансформаторы* с переменным коэффициентом передачи, получившим повсеместное обозначение, LVDT. LVDT (Linear Variable Differential Transformers) представляет бесконтактный электромеханический преобразователь, в котором амплитуда выходного сигнала переменного тока пропорциональна перемещению ферромагнитного сердечника.

Простейший LVDT содержит одну первичную и две вторичные обмотки, намотанные на каркас (рис. 118а). Линейное перемещение ферромагнитного сердечника внутри обмоток трансформатора создает электромагнитный дисбаланс, вызывающий изменение индуктивности обмоток и, следовательно, изменение сигнала в выходных обмотках трансформатора (рис. 118б).

$$\begin{aligned}U_{\text{вых1}} &= kE(1 \pm \delta(x)); \\U_{\text{вых2}} &= kE(1 \pm \delta(x)); \\U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}} &= 2kE = \text{const},\end{aligned}$$

где k — коэффициент пропорциональности; E — напряжение питания; $\delta(x) = x/x_{\text{max}}$ — относительная величина перемещения; x — абсолютное перемещение; x_{max} — диапазон измерений.

При дифференциальном включении вторичных обмоток выходной сигнал составит

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = 2kE \cdot \delta(x).$$

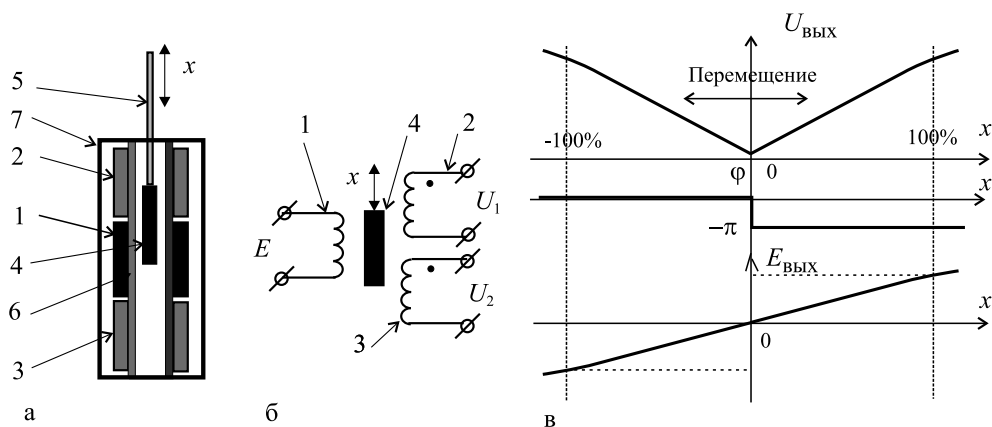


Рис. 118. LVDT: а — конструкция; б — схема электрическая; в — выходные сигналы (1, 2, 3 — обмотки; 4 — ферромагнитный сердечник; 5 — шток; 6 — каркас; 7 — экран)

Во внешней схеме БОСД переменное напряжение обычно выпрямляется или демодулируется для образования аналогового выходного сигнала постоянного тока $E_{\text{вых}}$ (рис. 118в).

Если вместо дифференциального соединения вторичных обмоток в БОСД анализируется соотношение между выходными сигналами обмоток:

$$m = \frac{U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}}},$$

то требования к стабильности напряжения питания снижаются и может быть получена более высокая точность. Для защиты LVDT от электромагнитных полей используется экран (рис. 118а). Поворотные дифференциальные трансформаторы с переменным коэффициентом передачи (RVDT — Rotary Variable Differential Transformers) в силу конструктивных особенностей имеют ограниченный угол измерения и ограниченное применение. Перечислим достоинства и недостатки LVDT.

Достоинства LVDT:

- абсолютные измерения;
- высокая точность, линейность (не ниже 0,1—0,05% диапазона);
- очень высокое разрешение (теоретически неограниченное, а практически ограниченное шумами усилительных и преобразующих схем на уровне не ниже 0,01% диапазона);
- высокая надежность в жестких условиях эксплуатации (удары, вибрации, влажность, соляной туман, радиация);
- широкий температурный диапазон датчика (от криогенных температур до 500 °С);
- большой диапазон измерений (до 500—1000 мм);
- отсутствие трения;
- малый выходной импеданс.

Недостатки LVDT:

- сравнительно высокая материалоемкость, невысокая технологичность и относительно более высокая цена;
- наличие гистерезиса (не более 0,1—0,05% диапазона);
- значительная избыточная длина, так как для измерений используется только 1/2 или 2/3 общей длины LVDT;
- запитка переменным током от 2 до 20 кГц.

Некоторые из этих недостатков уменьшаются по мере совершенствования технологий. Промышленные преобразователи на LVDT дополнительно оснащаются *интегрированной* электроникой, позволяющей осуществлять работу на постоянном токе (в LVDT встраиваются схемы запитки и обработки сигнала), упрощать применение и поддерживать протоколы CANbus или SPIbus.

Особенно широко LVDT/RVDT применяются в автомобильной электронике. Например, дешевый датчик R60D (для автоэлектроники) при напряжении питания ± 15 В имеет угловой диапазон измерений ± 60 угл. град., линейность $\pm 0,5\%$, чувствительность 0,125 В /угл. град., гистерезис $< 0,1\%$, полосу пропускания 200 Гц, нечувствителен к влажности и обладает автомобильной электромагнитной совместимостью.

Промышленные LVDT (см. Приложение 2.2) выпускаются для диапазона измерений $\pm (12,5...470)$ мм, нелинейностью $\pm (0,5...0,1) \%$ полной шкалы (ПШ), с температурным диапазоном $-50...+125$ °С. Для экстремальных условий выпускаются LVDT радиационно стойкие, водозащищенные, для температурного диапазона $-220...+600$ °С. Фирма Analog Devices выпускает специализированные микросхемы AD598 и AD698 для совместной работы с различными типами LVDT. Они обеспечивают как возбуждение LVDT, так и преобразование выходного сигнала в сигнал постоянного тока. В целом LVDT одни из самых надежных высокоточных АЦПП.

8.1.3. Емкостные щупы

Емкостные датчики являются одними из самых распространенных в силу своей технологичности и высокой чувствительности. Чувствительным элементом емкостных датчиков являются конденсаторы. Для плоских конденсаторов (рис. 119а,б) емкость

$$C = \varepsilon \cdot S / d,$$

где ε — диэлектрическая проницаемость среды (табл. 12); S и d — площадь перекрытия пластин и расстояние между пластинами. Если какой-либо параметр конденсатора (например, площадь перекрытия пластин) зависит от внешнего воздействия, то на основе конденсатора можно построить емкостной сенсор.

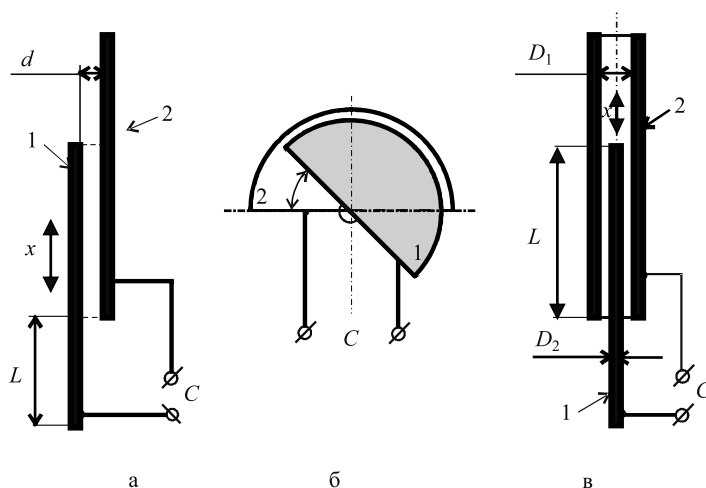


Рис. 119. Емкостные датчики с изменяемой площадью: а — плоский линейный; б — вращающийся; в — цилиндрический

Относительное изменение емкости плоского конденсатора определяется выражением

$$\gamma_C = \gamma_\epsilon + \gamma_S - \gamma_d,$$

где γ_ϵ , γ_S , γ_d — относительные изменения соответственно диэлектрической проницаемости, площади (используется для измерения относительно больших перемещений), зазора (используется для измерения микроперемещений). Необходимо учитывать, что величина диэлектрической проницаемости материала в значительной степени зависит от температуры и влажности. Наиболее стабильными диэлектриками являются воздух ($\gamma_\epsilon(T) = 10^{-6} \text{ K}^{-1}$), кварц ($\gamma_\epsilon(T) = 5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$), стекло. Напротив, диэлектрическая проницаемость других материалов, в том числе и керамических, сильно зависит от температуры, гидростатического давления и напряженности электрического поля. Диэлектрические свойства некоторых материалов приводятся в табл. 11.

Таблица 11. Относительная диэлектрическая проницаемость некоторых материалов при 25 °С

Материал	$\epsilon \times 8,85419 \times 10^{-12}$ [Ф/м]	Частота [Гц]	Материал	$\epsilon \times 8,85419 \times 10^{-12}$ [Ф/м]	Частота [Гц]
Воздух	1,00054	—	Бумага	3,5	—
Тефлон	2,04	10^4 — 10^8	Алюмокерамика	8—10	10^4
Вода деионизированная	78,5	—	Компаунд для конденсаторов	300—5000	$(1-5) \cdot 10^3$
Керамика (TiO ₂)	86—170	10^6	Стекло (пирекс)	4,0	10^6
Алмаз	5,5	10^8	Полиэтилен	2,26	10^4
Спирт этиловый	26,8	—	Масло трансформаторное	2,24	—

Емкостные сенсоры могут быть однополярными (с одним конденсатором), дифференциальными и мостовыми. Однополярные емкостные сенсоры проще, но два последних типа сенсоров позволяют получить более высокие технические характеристики.

Для измерения линейных перемещений широко используются цилиндрические конденсаторы (рис. 119в), которые состоят из двух коаксиальных цилиндров диаметрами D_1 , D_2 . Емкость такого конденсатора зависит от взаимного расположения внешнего и внутреннего цилиндра (штока):

$$C = \frac{2\pi \times \varepsilon \cdot L}{\ln(D_1/D_2)}, \quad (2)$$

где L — зона перекрытия цилиндров. Если внутренний цилиндр может вдвигаться и выдвигаться относительно внешнего, то на основе такой конструкции можно построить датчик линейных перемещений (*емкостной щуп*) с линейной передаточной характеристикой. Достоинством цилиндрического датчика является технологичность, высокие жесткость, чувствительность и независимость емкости от поперечного смещения цилиндров.

Пример. Для цилиндрического датчика с воздушным зазором и диаметрами $D_1 = 10$ мм, $D_2 = 9,6$ мм чувствительность ($\Delta C/\Delta L$) с учетом выражения (2) составит около 0,22 пФ/мм.

Более высокими характеристиками обладают дифференциальные емкостные датчики с переменной площадью перекрытия (рис. 120). На основе цилиндрических емкостных датчиков строятся промышленные емкостные щупы.

При включении дифференциальных датчиков в измерительную цепь (рис. 120г)

$$U_{\text{вых}} = 2E \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = 2E \frac{\Delta C}{C_1 + C_2}$$

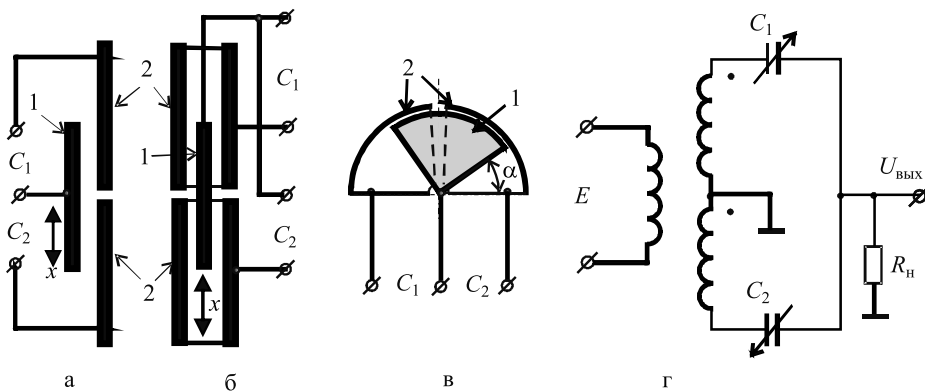


Рис. 120. Дифференциальные емкостные датчики: а — плоский; б — цилиндрический; в — поворотный; г — схема подключения

и выходной сигнал не зависит от диэлектрической проницаемости среды (предполагается режим ХХ). В нулевом положении фаза выходного сигнала меняется на 180° , что может быть зафиксировано фазовым детектором.

Так как изменение емкости преобразуется в сигнал переменного тока, измерение больших емкостей со средней точностью не представляет особых трудностей. Если же емкости сенсоров сравнительно невелики ($10\text{--}100\text{ пФ}$), то их выходной импеданс даже при высокочастотной запитке ($10^6\text{--}10^7\text{ Гц}$) достаточно высок ($10^5\text{--}10^7\text{ Ом}$). Основная трудность построения измерительных цепей емкостных сенсоров при указанных условиях заключается в их защите от наводок и помех с помощью экранов. Однако экранирующие провода имеют погонную емкость порядка 50 пФ/м , которая при неудачном заземлении может оказаться включенной параллельно емкости сенсора C_0 и вследствие своей нестабильности исказить результат измерения на относительную величину

$$\delta = \frac{\Delta C}{C_0} - \frac{\Delta C}{C_0 + C_3}.$$

На рис. 121а приведена экранированная схема однополярного датчика (емкостного делителя) на ОУ с передаточной функцией

$$W = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{pR_2C_1}{1 + pR_2C_2}.$$

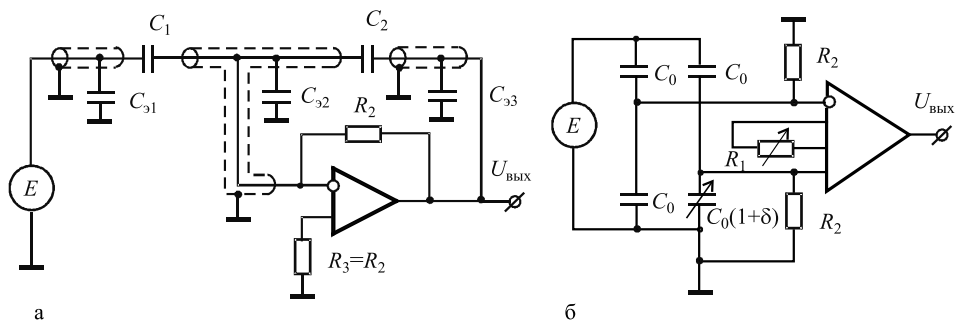


Рис. 121. Схема подключения однополярного емкостного датчика: а — незаземленного; б — заземленного

В схеме R_2 организует ОС по постоянному току для ОУ, а емкости экранированных проводов практически не оказывают влияния на передаточную характеристику (C_{31} , C_{33} включены параллельно низкоимпедансным источникам, а на C_{32} напряжение близко к нулю). В рабочей полосе частот $\omega \gg 1/R_2C_2$ имеем

$$U_{\text{вых}} = -E \frac{C_1}{C_2}.$$

Передаточная функция линейна к перемещению, если

- C_1 — конденсатор с изменяемой площадью, а $C_2 = \text{const}$;
- $C_1 = \text{const}$, а C_2 — конденсатор с переменным зазором.

Недостатком схемы на рис. 121а является невозможность заземления емкостного сенсора, что часто требуется на практике. Этот недостаток можно устранить при включении сенсора в плечо мостовой схемы с использованием инструментального усилителя с большим входным сопротивлением (рис. 121б). Здесь высокоомные резисторы R_2 формируют цепи смещения усилителя и нагрузку моста, а R_1 регулирует коэффициент передачи схемы G . Очевидно, что для простого моста

$$U_{\text{вых}} = 0,25E \frac{\delta}{1 + 0,5\delta} G.$$

Дифференциальные сенсоры включаются преимущественно в мостовые и потенциометрические измерительные схемы. Для потенциометрической схемы на рис. 122 емкости экранов не оказывают существенного влияния, так как $C_{\text{э}3}$ имеет потенциал виртуального нуля, а $C_{\text{э}1}$ и $C_{\text{э}2}$ включены параллельно обмоткам трансформатора с низким выходным импедансом. В рабочей полосе частот

$$U_{\text{вых}} = E \frac{C_1 - C_2}{C_3} = 2E \frac{\delta C_0}{C_3}. \quad (4)$$

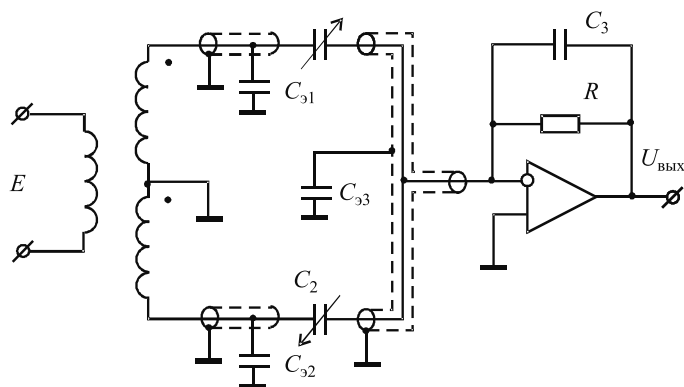


Рис. 122. Схема подключения дифференциального емкостного датчика

Мостовые измерительные схемы достаточно просты и обеспечивают относительную чувствительность на уровне 10^{-3} — 10^{-4} . Для более чувствительных измерений (до 10^{-6}) используются резонансные методы.

В последнее время стали широко применяться *мостовые емкостные датчики* для регистрации линейных перемещений (так называемые цифровые штангенциркули). На рис. 123 показан датчик для регистрации линейных перемещений

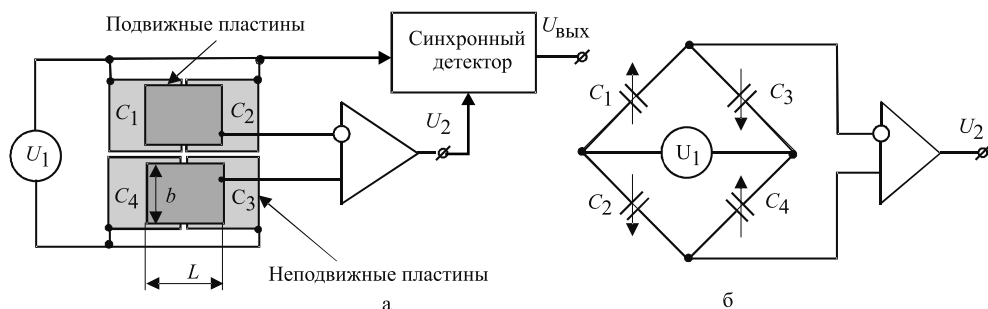


Рис. 123. Мостовой емкостной датчик линейных перемещений: а — структурная схема; б — эквивалентная схема сенсора

вдоль оси x , состоящий из расположенных друг над другом четырех неподвижных и двух подвижных пластин. Для увеличения чувствительности зазор между пластинами выбирается минимально возможным, а для увеличения диапазона измеряемых перемещений размер L — максимально возможным (ограничивается обычно условиями механической прочности).

Электроды датчика формируют полный емкостной мост, на который подается синусоидальное напряжение питания $U_1 = U_0 \cdot \sin \omega t$. Выходное напряжение сенсора снимается с другой диагонали моста с помощью инструментального дифференциального ОУ. Емкость плеча в симметричной мостовой схеме определяется выражением

$$C = \frac{\varepsilon \cdot b}{d} \left(\frac{L}{2} \pm x \right),$$

где b , L — геометрические размеры пластин; x — величина перемещения. Емкостная мостовая схема обладает всеми достоинствами, присущими любой мостовой схеме, — линейностью и высокой помехозащищенностью. Очевидно, что подобные датчики могут быть реализованы и для регистрации угловых перемещений.

Емкостные сенсоры обладают рядом достоинств:

- технологичностью (совместимы с КМОП-технологией), функциональной законченностью (система на кристалле), малыми габаритами и весом;
- возможностью реализации функциональных зависимостей;
- малой инерционностью;
- широким температурным диапазоном ($-40 \dots +120$ °С);
- высокой чувствительностью, связанной с принципиальным отсутствием тепловых шумов. Отсутствие тепловых шумов и саморазогрева позволяет довести порог чувствительности емкостных сенсоров к измерению малых перемещений до величин порядка 10^{-6} — 10^{-8} мкм, что делает их наиболее чувствительными датчиками для научных исследований.

Наряду с этим емкостные датчики обладают и определенными недостатками:

- большими внутренними сопротивлениями;
- чувствительностью к высокочастотным наводкам;
- потенциальной чувствительностью к температуре и влажности;
- влиянием неучтенных паразитных емкостей и наводок (точная работа требует различения емкостей на уровне фемтофард);
- более сложными измерительными схемами.

Некоторые из указанных недостатков удается компенсировать установкой предусилителей непосредственно в датчике и применением дифференциальных емкостных датчиков.

Промышленные емкостные измерительные щупы (см. Приложение 2.4) выпускаются для диапазонов 2,5—50 мм с погрешностью $\pm 0,5\%$. При этом разрешение достигает 0,1 мкм при влажности до 85—95% (без конденсации влаги), температурном диапазоне $-25...+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, частоте запитки до 5 кГц, полосе пропускания до 100 Гц.

8.2. Радарные датчики

8.2.1. Лазерные дальномеры

При лазерной дальнометрии используется соотношение между скоростью распространения излучения c и временем распространения импульса излучения t до объекта (мишени, цели) и обратно:

$$L = ct/2.$$

Потенциальная точность измерения расстояния определяется точностью определения времени прохождения импульса энергии до объекта и обратно. Различают три метода лазерного измерения дальности: импульсный, фазовый и фазо-импульсный.

Сущность импульсного метода состоит в измерении задержки между зондирующим и отраженным импульсами (фронтами или энергетическими максимумами излучения). Разрешение определится, как

$$\Delta L = \frac{\partial L}{\partial t} \Delta t = \frac{c}{2} \Delta t,$$

и при $\Delta t = 1\text{ нс}$ составит около 0,15 м. Ясно, что чем короче импульс, тем лучше.

При фазовой дальнометрии лазерное излучение модулируется по гармоническому закону с помощью модулятора (электрооптического кристалла). Обычно используют синусоидальный сигнал с частотой 10—150 МГц.

Отраженное излучение регистрируется фотоприемником, где выделяется фаза отраженного сигнала $\Delta\varphi$. Тогда

$$L = \frac{c}{4\pi \cdot f} \Delta\varphi.$$

Если $\Delta\varphi = 0,01 \cdot 2\pi$ (процент от периода), то на частоте $f = 100$ МГц $\Delta L = 0,75$ см. При этом однозначный результат получается лишь при $\Delta\varphi < 2\pi$. Именно фазовые дальномеры (рис. 124) в виде так называемых *лазерных рулеток* получили наибольшее распространение в промышленности и быту.

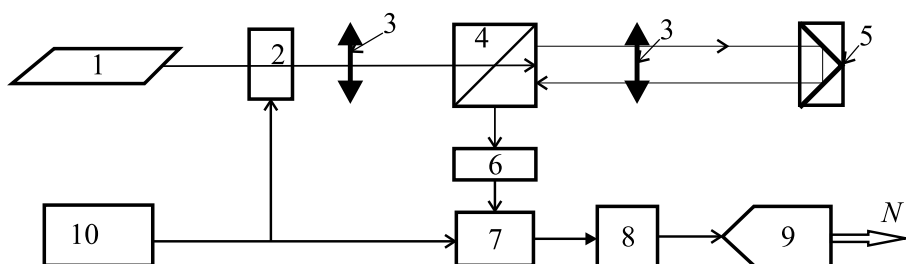


Рис. 124. Фазо-импульсный лазерный дальномер: 1 — лазер, 2 — модулятор, 3 — оптическая система, 4 — светоделитель, 5 — отражатель, 6 — фотоусилитель, 7 — смеситель, 8 — фазовый детектор, 9 — АЦП, 10 — гетеродин

Существенным для лазерной дальнометрии является расходимость лазерного пучка, степень его когерентности и скорость распространения излучения, определяемая показателем преломления. Последний изменяется с температурой (около 10^{-6} 1/К), давлением и влажностью. Дальность действия определяется расходимостью лазерного пучка, степенью его когерентности и энергетическими соотношениями в измерительном канале. Для увеличения дальности (улучшения энергетики) применяются уголкового отражатели, с помощью которых, в частности, было уточнено расстояние до Луны и флуктуации ее орбиты (уголковые отражатели впервые были установлены на советских луноходах).

Лазерные дальномеры используются в геодезических, топографо-геодезических целях и повсеместно в военных целях. Для этого они оснащаются многими измерительными функциями (например, измерение углов наклона, площадей, объемов и т.д.).

Различают лазерную дальнометрию на твердотельных и газовых лазерах и лазерную дальнометрию на полупроводниковых лазерах (ППЛ).

В военных дальномерах в основном используются твердотельные кристаллы алюминивно-иттриевого граната ($\lambda = 1,06$ мкм — окно прозрачности атмосферы) с модулятором добротности на ниобате лития. В приемной части используется сдвоенный лавинный фотодиод с широкополосным малошумящим

логарифмическим усилителем, позволяющим детектировать короткие импульсы. Пиковая мощность излучения достигает 1,5 МВт, что позволяет определять расстояния до 10—15 км. Ложные сигналы, отраженные от близлежащих предметов, отсекаются с помощью схем стробирования по дальности.

В последнее время стали применяться газовые лазерные дальномеры на CO_2 ($\lambda = 10,6$ мкм). Преимущество этого лазера состоит в том, что его излучение относительно безопасно для зрения, обеспечивает лучшее проникновение сквозь дым и туман и может использоваться для подсветки цели при работе с тепловизионным прицелом.

Лазерные дальномеры с ППЛ

Широкое распространение в измерительной технике нашли и компактные ППЛ, которые в большинстве случаев также работают в ИК области. ППЛ формирует когерентное излучение, обладающее свойствами сравнительно острой направленности и высокой плотности энергии в пучке. Наибольшее применение в настоящее время получили инжекционные ППЛ, в которых накачка (подвод энергии в активную излучающую зону полупроводника) осуществляется током через р-п-переход. ППЛ обладают великолепными массогабаритными характеристиками

Помимо непрерывного режима, возможен и импульсный режим работы, когда в течение импульса наносекундного диапазона излучается большая мощность (десятки ватт). При этом КПД в импульсном режиме достигает 50%. Этот режим используется, в частности, в импульсных дальномерах (оптических радарх), работающих в окнах прозрачности атмосферы (например, на длинах волн 0,88; 1,06; 1,3; 1,5 мкм) при измерении расстояний до километра. Принцип их работы основывается на измерении временного интервала между коротким мощным зондирующим импульсом и отраженным от объекта сигналом. Быстродействие современной элементной базы позволило довести разрешение промышленных оптических радаров до единиц миллиметров на длине в 1 км.

ППЛ обладают рядом особенностей, которые необходимо учитывать при их применении.

1. Малые размеры (длина резонатора $l_p \approx 0,1$ мм) и, следовательно, сравнительно широкая диаграмма направленности излучения и малая когерентность. Так, угловая расходимость $\theta_p = \sqrt{\lambda/l_p}$ у промышленных ППЛ составляет 5—30 угл. град., а степень когерентности на 3—4 порядка меньше, чем у газовых и твердотельных лазеров.

2. Мощность излучения при неизменном токе накачки также зависит от температуры. Температурный коэффициент мощности излучения значителен (около $-0,8\% \text{ K}^{-1}$), что предопределяет использование в современных ППЛ встроенных систем термостабилизации.

3. Нарботка на отказ не превышает 10^4 часов и падает с увеличением температуры. Поэтому при использовании ППЛ необходимо обеспечить хороший теплоотвод от кристалла.

4. Ширина спектральной линии излучения у ППЛ составляет единицы нанометров, что требует тщательного согласования спектральных характеристик излучателя и приемника. Температурная нестабильность центральной волны излучения около 0,1 нм/К.

5. Инерционность ППЛ составляет 10^{-9} с.

6. Серийные непрерывные ППЛ на GaAs при комнатной температуре имеют мощности в десятки милливатт и КПД около 1%. При этом в охлаждаемых до криогенных температур (77 °К) ППЛ в импульсном режиме мощность достигает десятков ватт при КПД около 50%.

Портативными лазерными дальномерами на западе оснащаются даже пехотинцы. Модуль дальномера, например, используется для программирования дистанционных взрывателей 20-мм ручных гранатометов. Перед выстрелом по данным с лазерного дальномера взрыватель гранаты программируется на подрыв в воздухе на заданной дальности, чем обеспечивается поражение укрытых целей осколками сверху и сбоку. Определение дальности для дистанционного подрыва осуществляется путем подсчета оборотов, совершенных гранатой в полете.

В заключение отметим, что ППЛ видимого диапазона (на $\lambda = 650$ нм), помимо лазерных рулеток, широко применяются также в лазерных принтерах, проигрывателях, лазерных указках и лазерных мышах для компьютеров.

Характеристики некоторых отечественных ППЛ приведены в Приложении 2.6. Другой способ измерения расстояний реализуется в так называемых *триангуляционных* лазерных датчиках расстояний (см. раздел 9.1).

8.2.2. Ультразвуковые дальномеры

Ультразвуковые (акустические) датчики (УЗД) широко используются для измерения расстояний в непрозрачных средах — в гидроакустике (ультразвуковые сонары), электроакустике, системах неразрушающего контроля, эхолотах (сонарах), уровнемерах, ультразвуковых расходомерах, ультразвуковых медицинских приборах, датчиках приближения (например, датчиках парковки автомобилей) и т.п. Ультразвуковыми обычно называются колебания с частотами в диапазоне от 20 кГц до единиц гигагерц. В УЗД используют распространения упругих ультразвуковых колебаний в различных средах — газах, жидкостях и твердых телах. Скорость распространения ультразвука в этих средах примерно на пять порядков меньше скорости электромагнитных волн, что увеличивает время прохождения волн между двумя точками и значительно упрощает измерения.

Принцип работы ультразвукового лоатора (сонара), например, состоит в генерировании в направлении объекта пачки ультразвуковых импульсов и формировании импульса в момент прихода отраженного от объекта сигнала (эхо-сигнала). Расстояние до объекта L определяется по времени распространения эхо-сигнала T_3 и скорости звука V в среде распространения (рис. 125):

$$L = 0,5 (V \times T_3).$$

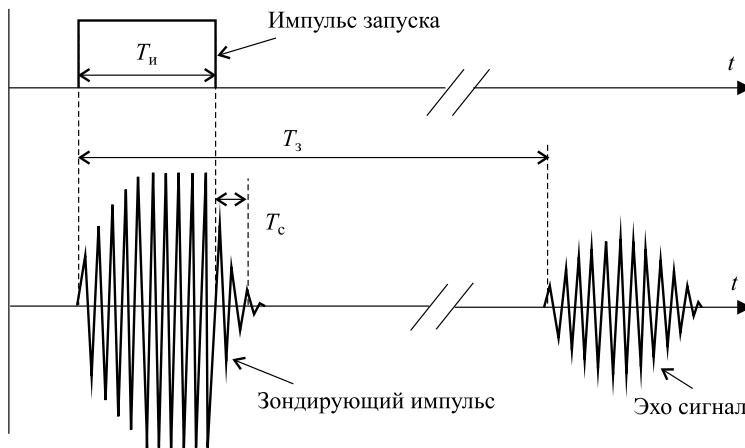


Рис. 125. Временная диаграмма ультразвукового сонара

Дальность обнаружения зависит как от характеристик излучателя (мощности излучения, диаграммы направленности, частоты излучения), так и от среды распространения ультразвукового сигнала и от ее состояния (помех и ложных отражений, отражающей способности объектов). Скорость распространения ультразвука в некоторых средах приведена в табл. 12.

Таблица 12. Скорость распространения ультразвука в некоторых средах

Материал	Сухой воздух	Водород	Вода пресная	Вода морская	Сталь	Алюминий	Свинец	Бериллий	Медь	Стекло (пирекс)
Скорость ультразвука (м/с)	344	1330	1486	1519	5200	6320	1190	12900	3819	5170

Длительность излучаемого импульса и время затухания колебаний ультразвукового преобразователя определяют размер «слепой» зоны, в которой ультразвуковые датчики не могут обнаруживать объекты. Физически слепая зона определяется временем затухания колебаний T_3 электро-механической системы

излучателя 1—5 мс и составляет 0,2—0,8 м (см. рис. 125). Разрешающая способность определяется длиной ультразвуковой волны в соответствии с выражениями

$$L = \frac{T_3 \cdot V}{2}; \quad \Delta L = \frac{V}{2} \Delta T_3 + \frac{T_3}{2} \Delta V,$$

где $V = \lambda \cdot f$ — скорость распространения ультразвука в среде.

Рассмотрим особенности УЗД для измерений в воздушной среде. Частота ультразвуковых колебаний находится в диапазоне 65—400 кГц, длина волны излучения составляет единицы миллиметра, частота повторения пачек импульсов — 1—150 Гц. Основными компонентами электронной части ультразвуковых датчиков являются ультразвуковой пьезокерамический излучатель, блоки излучателя и приемного усилителя и блок обработки и управления (рис. 126).

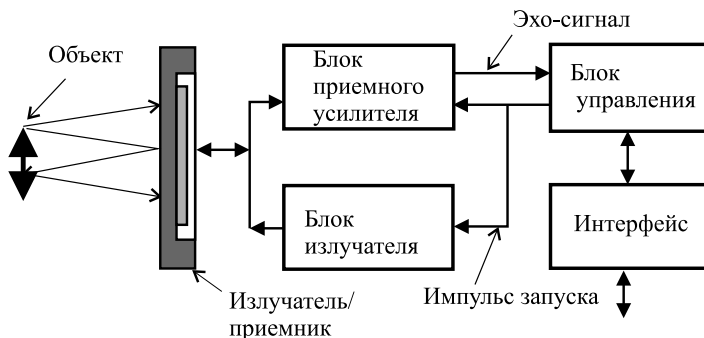


Рис. 126. Структурная схема ультразвукового сонара с совмещенным излучателем/приемником

Важнейшим элементом датчика является излучатель, или электроакустический преобразователь (ЭАП). В настоящее время наиболее перспективен пьезокерамический излучатель, хотя применяются и другие типы, например электростатический.

На пути от пьезокерамического элемента (ПКЭ) до среды распространения ультразвуковые волны проходят через материалы с различными акустическими импедансами. Коэффициент передачи между пьезокерамикой и воздухом очень мал и составляет $(10^{-5}—10^{-4})$. Коэффициент передачи значительно увеличивается посредством применения разделительного (согласующего) слоя между пьезокерамикой и воздухом (рис. 127).

Материалом, использование которого в качестве разделительного слоя обеспечивает наибольший эффект передачи, обычно являются пластмассы, а фирма Pepperl+Fuchs, например, применяет композицию пустотелых стеклянных шариков и эпоксидной смолы. Эти материалы получили широкое распространение не только благодаря возможности создания на их основе согласую-

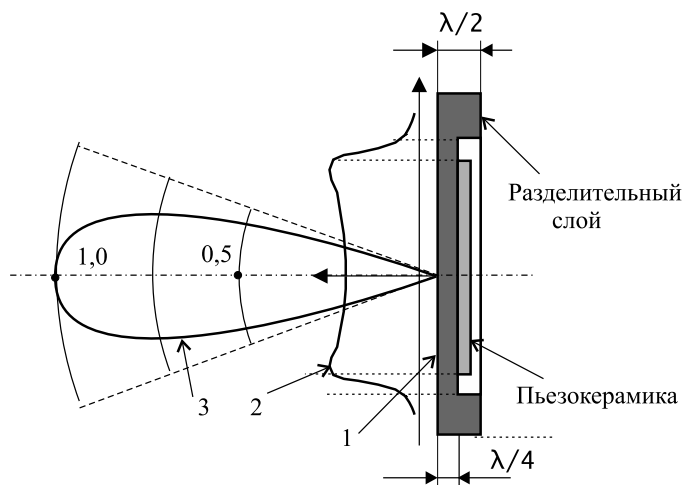


Рис. 127. Пьезокираммический излучатель (1), распределение давления в ближней (2) и дальней (3) зоне

щего импеданса, но и из-за стойкости к воздействию факторов окружающей среды, небольшого внутреннего затухания и хороших механических свойств. Толщина разделительного слоя рассчитывается таким образом, чтобы она составила четверть длины излучаемой волны ($\lambda/4$). В силу резонансных явлений при такой толщине слоя образуется стоячая волна и достигается наибольшая амплитуда колебания на поверхности излучателя.

Основные характеристики такого ПКЭ:

- высокое акустическое давление;
- узкая диаграмма направленности излучения;
- среднее время затухания;
- небольшой диапазон излучаемых длин волн;
- возможность работы с высокими частотами;
- отсутствие электропроводящих деталей на поверхности.

Форма диаграммы направленности зависит от размеров поверхности излучения, частоты излучаемых колебаний и фазового соотношения сигналов от разных участков поверхности излучателя. Если необходимо получить узконаправленный луч ультразвуковых колебаний, диаметр излучающей поверхности должен быть выбран соизмеримым с длиной волны генерируемых колебаний. Вместе с тем увеличение собственной частоты излучателя тоже связано с уменьшением его диаметра. Компромисс между стремлениями уменьшить размеры излучателя и сохранить энергетические свойства преобразователя достигается за счет покрытия пьезокираммического элемента с небольшим диаметром большим по объему разделительным слоем (см. рис. 127). Ширина диаграммы направленности излучения типичного ультразвукового четвертьволнового

вибратора (диаметр излучателя 50 мм, частота излучателя 100 кГц) составляет (по уровню 0,5) от 10 до 20 угл. град.

Для того чтобы ультразвуковой преобразователь был способен воспринимать входные воздействия и представлять их в виде, приемлемом для дальнейшей обработки, ему необходимо добавить блок приемного усилителя и блок управления (см. рис. 126).

Блок излучателя включает в себя генератор колебаний и усилительный выходной каскад, с выхода которого выдается напряжение 250—400 В, требуемое для возбуждения ПКЭ. Генератор предварительно настраивается на резонансную частоту ПКЭ.

Блок приемника имеет достаточно сложную структуру (рис. 128), так как отраженный сигнал, генерируемый ПКЭ, может иметь амплитуду в диапазоне от нескольких микровольт до нескольких вольт (зависит от расстояния и отражающей способности объекта) и может быть искажен помехами и ложными отражениями. Кроме того, усилитель должен быть защищен от перегрузок во входных цепях.

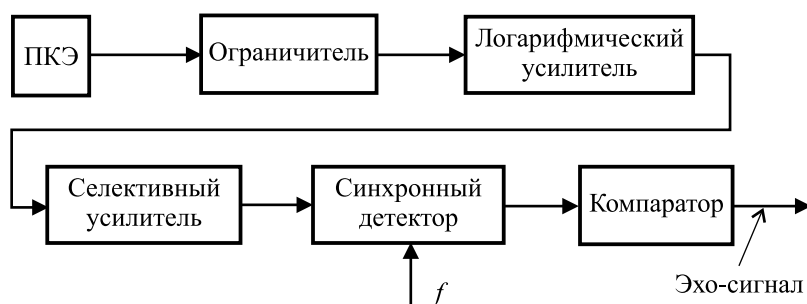


Рис. 128. Структура блока приемника ультразвукового сонара

Для этого на входе блока приемника (см. рис. 128) ставится ограничитель амплитуды сигнала, а усилитель выполняется с регулируемым (обычно по логарифмическому закону) коэффициентом усиления. Назначение селективного усилителя заключается в том, чтобы отфильтровывать случайные (паразитные, побочные) ультразвуковые сигналы и пропускать к дальнейшей обработке только полезный сигнал. Этот сигнал демодулируется, детектируется и только затем полученная огибающая усиливается. Амплитуда огибающей сравнивается с предварительно установленным порогом на компараторе. В случае, когда пороговое напряжение превышено, на выходе возникает импульс, который передается для обработки в электронную схему. Это позволяет снизить слепую зону в 2—2,5 раза. Для повышения помехозащищенности и точности могут использоваться не только амплитудные методы регистрации эхо-сигнала, но и фазовые методы.

Кроме излучателя и приемника, современный УЗД должен иметь в своем составе электронный блок обработки принимаемого эхо-сигнала и блок управления распределением временных интервалов и функционированием выходного каскада датчика (см. рис. 126). Так как электронная часть датчика должна решать сложные задачи обработки, предпочтительнее применять микропроцессорную схему управления. Дополнительным преимуществом в данном случае является то, что алгоритм обработки может быть гибким.

Точность определения расстояния с помощью ультразвукового сонара определяется особенностями распространения акустических волн в упругой среде. Скорость ультразвука в газовой среде

$$V = (\kappa \times P / \rho)^{1/2} = \lambda \cdot f,$$

где P — давление газовой среды; ρ — плотность среды; λ и f — длина волны и частота ультразвуковых колебаний; κ — адиабатический коэффициент расширения для газов. Для воздуха при нулевой температуре и нормальном давлении $P = 0,1013$ МПа, $\kappa = 1,4$, $\rho = 1,29$ кг/м³ и скорость составит около 332 м/с.

Плотность воздуха зависит от температуры T и в расчетах скорость распространения акустических волн хорошо аппроксимируется выражением

$$V = V_0 \times (1 + T/273)^{1/2},$$

где $V_0 = 331,6$ м/с — скорость распространения звука при 0 °С, T берется в градусах Цельсия. Как следует из приведенных формул, погрешность во всем диапазоне изменения давления на уровне моря (0,098—0,108 МПа) составляет примерно 5%, а температурная чувствительность — приблизительно 0,17%/°С (рис. 129).

Кроме того, скорость звука зависит от состава воздуха, например от процентного содержания CO₂ в воздухе, и относительной влажности (погрешность не превосходит 2% во всем диапазоне изменения влажности). Как показывает

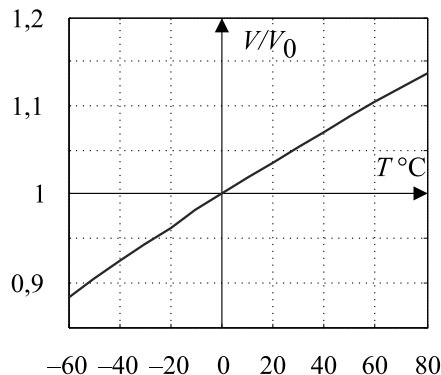


Рис. 129. Нормированная зависимость скорости ультразвука в воздухе от температуры

анализ, в большинстве случаев в показания датчика достаточно вводить только температурные поправки.

Дальность обнаружения объекта зависит от затухания ультразвука (рис. 130) или коэффициента поглощения ультразвука α (характеризует расстояние, на котором интенсивность уменьшается в 2,7 раза). Низкочастотный преобразователь (40 кГц) имеет преимущество по дальности обнаружения в связи с тем, что затухание звука с частотой 40 кГц в воздухе меньше, чем для частоты 250 кГц. Однако более высокочастотные преобразователи имеют преимущество по разрешению. Поскольку α пропорционально f^2 , то отношение $\gamma = \alpha/f^2$ является поглощающей характеристикой среды. Как правило, для металлов (γ_1), жидкостей (γ_2) и газов (γ_3) выдерживается соотношение $\gamma_1 < \gamma_2 < \gamma_3$.

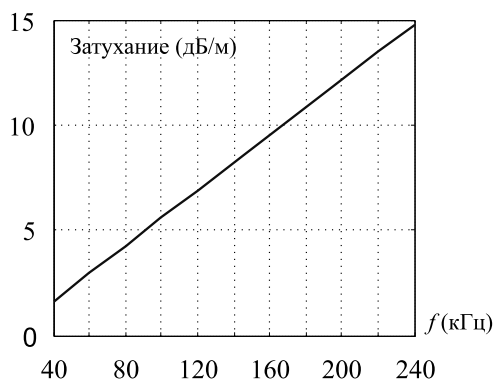


Рис. 130. Затухание ультразвука в воздухе при 20 °С и влажности 35% в диапазоне 40—240 кГц

Например, для воздуха в диапазоне 100—400 кГц $\gamma_3 \approx 3 \cdot 10^{-11} \text{ м}^{-1}\text{с}^2$, а для воды в диапазоне 0,1—1 МГц $\gamma_2 \approx 3,5 \cdot 10^{-14} \text{ м}^{-1}\text{с}^2$, то есть поглощение на три порядка меньше. Поэтому ультразвуковые колебания средних (до 10^7 Гц) и высоких (до 10^9 Гц) частот используются в жидкостях и твердых телах. Ультразвуковые колебания являются единственным видом колебаний, хорошо распространяющимся в водной среде, что обусловило их широкое распространение в гидролокации. Так как тело человека на 90% состоит из воды, то ультразвук используется в медицине для исследования внутренних органов и тканей.

Для обеспечения нормальной работы необходимо, чтобы мощность принимаемого сигнала P_r была достаточно высокой. Выполнение этого условия зависит от множества факторов — от апертуры антенны A , апертуры объекта a , расстояния до объекта r , мощности исходного излучения P_0 и отражающей способности объекта g :

$$P_r = g \frac{P_0 A^2 a^2}{4\pi\lambda^2 r^4}.$$

Для эффективной работы площадь поперечного сечения объекта должна быть достаточно большой, поскольку при $\lambda^2 \geq a^2$ амплитуда принимаемого сигнала резко снижается.

Отражающая способность зависит от множества факторов — вида материала, углов падения излучения и шероховатости. Хорошей отражающей способностью обладают электропроводящие материалы, плохой — диэлектрики и пористые материалы. Промышленные датчики обычно тестируются на металлических пластинах размером 100×100 мм при ортогональном падении излучения.

В отличие от фотоэлектрических и лазерных датчиков ультразвуковые детекторы не подвержены воздействию пыли, света и цвета и более экономичны по сравнению с лазерными технологиями измерений расстояний. Некоторый недостаток ультразвуковых датчиков первых поколений — сложность установки и настройки. Но теперь посредством установки режима «обучение» (teach-in) пользователь может установить требуемый уровень сигнала срабатывания в конкретных условиях эксплуатации и отстроиться от помех. Некоторые характеристики УЗД для измерения перемещений приведены в Приложении 2.7.

ГЛАВА 9

АЦПП НА КООРДИНАТНО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ФОТОПРИЕМНИКАХ (КЧФП)

9.1. АЦПП на аналоговом КЧФП

Координатно-чувствительные фотоприемники (КЧФП) в различных формах существуют достаточно давно. За рубежом часто используется термин «позиционно-чувствительные датчики» (с аббревиатурой PSD — Position Sensitive Detector). КЧФП работают в системах фокусировки и позиционирования CD/DVD дисков, копировальной и печатной техники, различных пеленгаторах (в том числе в головках самонаведения ракет), системах измерений расстояний и углов и способны выдавать информацию о координатах светового пятна, проектируемого на его поверхность. На их основе разработано много систем оптических измерений с использованием лазеров, сложной оптики, контроллеров и схем управления движением. С применением КЧФП можно измерить расстояние до объекта бесконтактным способом с разрешением в единицы нанометров, используя простые схемы обработки первичной информации. КЧФП являются важнейшей частью этих сложных систем и представляют кремниевые или германиевые фотодиоды, регистрирующие не только координаты светового пятна, но и интенсивность светового потока.

Принцип определения энергетического центра светового пятна используется, например, в устройстве автофокусировки фото- и видеокамер и дальномеров для определения расстояния до предмета *триангуляционным* методом. Устройство (рис. 131) содержит инфракрасный СИД или полупроводниковый лазер, работающий в импульсном режиме, оптические системы (объективы) и КЧФП, регистрирующий отраженный от предмета луч.

Решая тригонометрическую задачу с двумя подобными треугольниками, получим выражение для определения расстояния до объекта:

$$L_0 = \frac{B \cdot f}{x} = \frac{B \cdot f}{L} (m + 1),$$

где f — фокусное расстояние принимающего объектива; B — база дальномера.

Аналоговые КЧФП

Существуют как одномерные (линейные), так и двумерные аналоговые КЧФП. Рассмотрим принцип работы линейного КЧФП, который изготавливается

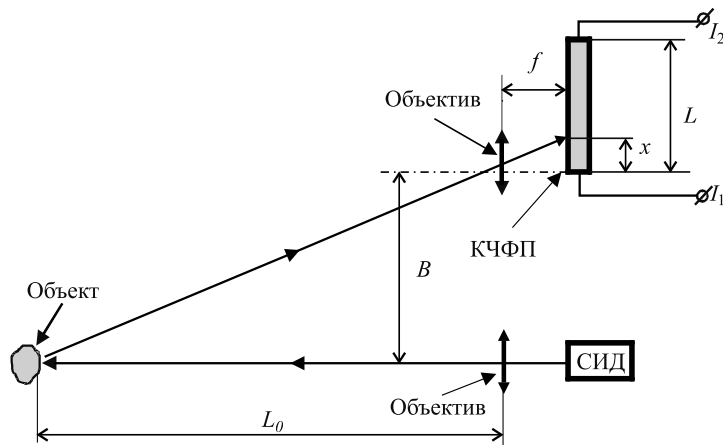


Рис. 131. Принцип работы дальномера на линейном КЧФП

на подложке из высокоомного кремния, с двух сторон которой формируются слои р- и n+-типа (рис. 132а). Одномерные КЧФП имеют два электрода, сформированные в верхнем активном р-слое, и один общий электрод смещения в нижнем слое n+-типа. Фототок I_0 , генерируемый р-п переходом в месте падения светового луча Φ , разделяется на две токовые компоненты I_1 и I_2 , пропорциональные фототоку I_0 и расстоянию x . Поскольку зависимость сопротивления р-слоя от расстояния x является практически линейной, то

$$I_1 = I_0 \frac{R_p - R_x}{R_p}, \quad I_2 = I_0 \frac{R_x}{R_p}.$$

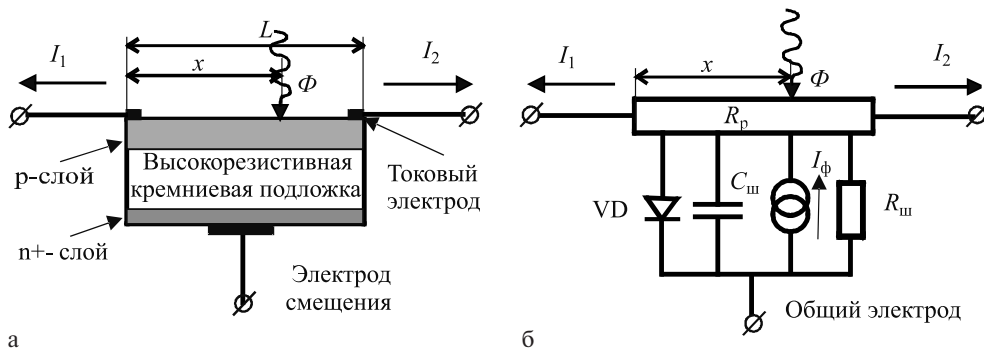


Рис. 132. Линейный аналоговый КЧФП: а — продольное сечение; б — эквивалентная схема

Эти выражения можно записать в виде

$$I_1 = I_0 \frac{L - x}{L}, \quad I_2 = I_0 \frac{x}{L}.$$

Если найти отношение токов ($m = I_1/I_2$) и решить его относительно x , то можно определить расположение энергетического центра светового пятна по формуле

$$x = \frac{L}{m+1}.$$

Таким образом, точность измерения координаты практически не зависит от интенсивности излучения. На рис. 132б приводится эквивалентная электрическая схема КЧФП, в которую входят диод смещения VD, генератор фототока I_ϕ и рас-

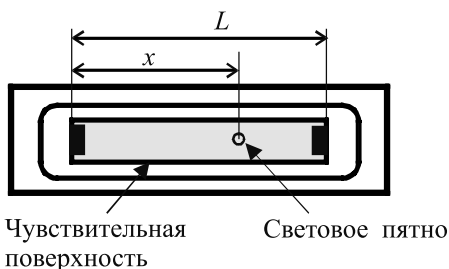


Рис. 133. Топология линейного аналогового КЧФП

пределенные шунтирующие сопротивление $R_{ш}$ и емкость $C_{ш}$, зависящие от положения светового пятна на поверхности КЧФП. Рисунок 133 иллюстрирует конструктивное исполнение линейного КЧФП в виде ИМС с протяженной чувствительной поверхностью и типичными размерами $1 \times 2—1 \times 12$ мм.

Динамический диапазон аналоговых КЧФП составляет

20—40 дБ. При больших интенсивностях может произойти насыщение и потеря чувствительности и даже разрушение активного резистивного слоя. Для расширения динамического диапазона необходимо увеличивать напряжение смещения, но при этом резко возрастает темновой ток. Максимальное напряжение смещения находится в диапазоне 35—110 В. Спектральная чувствительность КЧФП зависит от материала подложки и перекрывает ближний УФ, видимый, ближний ИК диапазоны спектра (0,32—1,1 мкм).

В реальных условиях токи, протекающие в структуре КЧФП, очень малы. Поэтому непосредственно рядом с КЧФП должны устанавливаться прецизионные предусилители, работающие в режиме преобразователей «ток — напряжение». Далее может использоваться как аналоговый, так и (при наличии АЦП) цифровой выходной сигнал.

Триангуляционные датчики на аналоговых КЧФП фирмы SICK FG (Германия) имеют разрешение до 1—5 мкм, точность до 2—10 мкм при измерениях расстояний до 350 мм.

9.2. АЦПП на цифровых КЧФП

К цифровым КЧФП относятся фоточувствительные приборы с зарядовой связью (ФПЗС), то есть твердотельные *дискретные* датчики изображения, которые широко используются в промышленных датчиках перемещений, а также

телевизионных камерах, сканерах, системах технического зрения, компьютерной томографии и флюорографии. ФПЗС является разновидностью приборов с зарядовой связью (ПЗС).

Рассмотрим принцип работы ПЗС. В основе работы лежат два процесса:

- 1) накопление заряда;
- 2) передача заряда.

Накопление заряда происходит на МОП-емкости. Она содержит подложку из полупроводникового материала, допустим р-типа, изолятор (SiO_2), напыленный электрод (рис. 134).

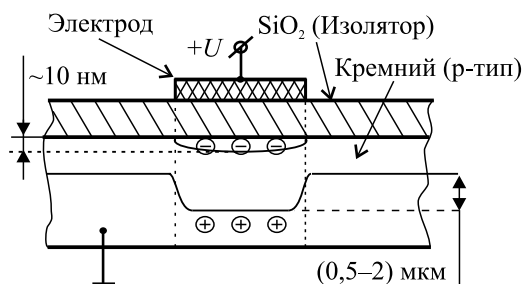


Рис. 134. Структура МОП-емкости с поверхностным каналом

Если к электроду приложить напряжение положительной полярности, то основные носители (дырки) уйдут вглубь под электрод. Образуется потенциальная яма глубиной 0,5—2 мкм, которая заполняется неосновными носителями за счет, например, процесса *фотогенерации* в полупроводнике под действием падающего излучения. Таким образом, под электродом создаются области пространственного заряда.

Если взять пару таких МОП-емкостей и расположить их достаточно близко друг к другу, то, манипулируя потенциалами электродов, можно осуществить перенос или переливание (гидродинамическая аналогия) заряда из одной МОП-области в другую.

Сдвиг заряда сопровождается потерями за счет диффузии носителей в соседние области полупроводника. Поэтому процесс переноса должен осуществляться достаточно быстро (ПЗС не работоспособны в статике и являются *динамическими* приборами) и МОП-емкости должны находиться близко друг к другу.

Структуры серийных линейных ФПЗС представлена на рис. 135.

- В реальных ФПЗС процесс накопления заряда и функции транспортировки разделены, что позволяет увеличить быстродействие за счет совмещения этих процессов во времени.

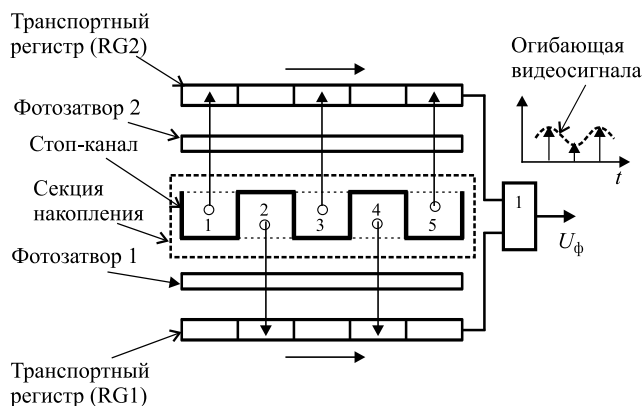


Рис. 135. Структура серийных линейных ФПЗС

- Для уменьшения растекания заряда все ячейки накопительной секции делятся на четные и нечетные, которые отделяются друг от друга так называемыми «стоп-каналами» (р-п переходами), и таким образом потери по растеканию уменьшаются.

Накопленные заряды из четных и нечетных ячеек переносятся в транспортные регистры RG1 и RG2 с помощью фотозатворов 1 и 2, в качестве которых используются р-п переходы. При такой организации количество передач уменьшается вдвое, что особенно важно при числе фотоячеек $n > 1000$.

Типичные конструктивные и электрические параметры: размер электродов 15—30 мкм, расстояние между ними 2—5 мкм, тактовая частота, под которой осуществляется управление, $f_{\text{такт}} \approx 1 - 10$ МГц, потери $\varepsilon \approx 10^{-4} - 10^{-5} (< 0,01\%)$ на единичный акт переноса заряда. Например, при $n = 1000$ (количество ячеек), $k = 3$ (трехфазная система управления) эффективность переноса составит $M = 1 - k \cdot n \cdot \varepsilon \approx 0,7$. На эффективность переноса заряда влияет также и форма управляющих напряжений в фазах.

Неэффективность переноса приводит к размытию видеоизображения, так как за счет процесса растекания заряда в соседние ячейки он будет передаваться на выход в других тактах. В пределе видеоимпульс, например, становится гауссовским. Неэффективность переноса зависит от температуры, дефектов кристаллической решетки и оптимизируется подбором формы управляющих импульсов и различными технологическими ухищрениями.

Потенциальный рельеф с накопленным зарядом в потенциальных ямах может выталкиваться через устройство вывода, и на выходе получается видеосигнал с огибающей, соответствующий изображению (рис. 136). Таким образом, пространственное распределение освещенности на поверхности ПЗС будет преобразовано во временной видеосигнал. Это и есть ФПЗС.

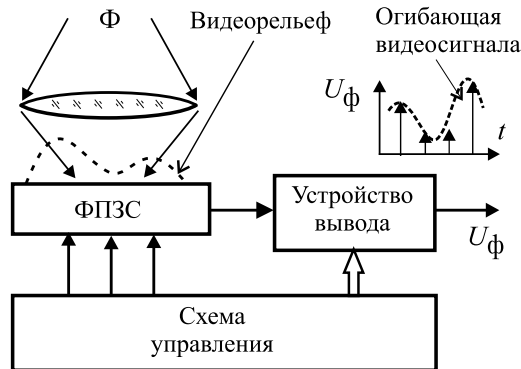


Рис. 136. Световая инъекция в ПЗС (ФПЗС)

Линейные ФПЗС представлены отечественными микросхемами серий 1200ЦЛ, А1200 и др., содержащими несколько тысяч фотоячеек с минимальными размерами $\approx 15 \times 30$ мкм.

Помимо линейных ФПЗС (где фоточувствительные ячейки располагаются в линию), существуют и матричные ФПЗС, где фоточувствительные ячейки располагаются в форме матрицы (рис. 137) — микросхемы серий 1200ЦМ, А1100 и др. Организация считывания в матричных ФПЗС координатная. На рис. 137 приведена структура матричного ФПЗС со строчно-кадровой организацией считывания, когда в каждую строку наряду с фоточувствительными ячейками вводятся транспортные регистры — строки, закрытые непрозрачными экранами.

ПЗС относятся к приборам, особо чувствительным к температуре. Это связано с тем, что информационные токи и заряды очень малы, а паразитные температурные токи удваиваются на каждые 10°C . Поэтому верхний рабочий температурный диапазон не превышает $T_{\max} = +(40 - 55)^\circ\text{C}$ и при эксплуатации

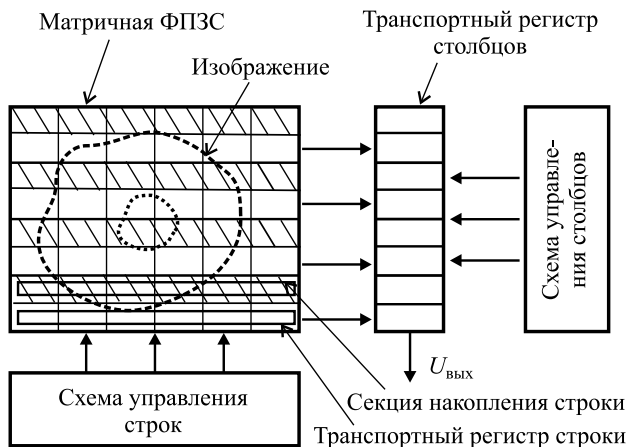


Рис. 137. Структура матричного ФПЗС со строчно-кадровой разверткой

ФПЗС при больших температурах приходится проводить охлаждение ФПЗС, например, с помощью микрохолодильников на эффекте Пельтье. В то же время при низких (криогенных) температурах чувствительность ФПЗС возрастает настолько, что видеоизображение регистрируется даже при звездном свете. Динамический диапазон ФПЗС достигает 70 дБ.

В простейшем случае для регистрации зарядов, поступающих на выход, может быть применен преобразователь «ток-напряжение» на интеграторе тока. Перед поступлением заряда интегратор должен быть обнулен. Однако работа ФПЗС сопровождается большим уровнем помех, которые вызываются как тактовым шумом ключей управления, так и шумовой составляющей в виде синфазного сигнала пропорционального $kT/C^{1/2}$ и создающего так называемый плавающий (зависящий от температуры) потенциал (k — постоянная Больцмана). Чтобы подавить этот так называемый «геометрический шум», применяется схема двойной корреляционной выборки (ДКВ), аналоговый вариант которой приведен на рис. 138.

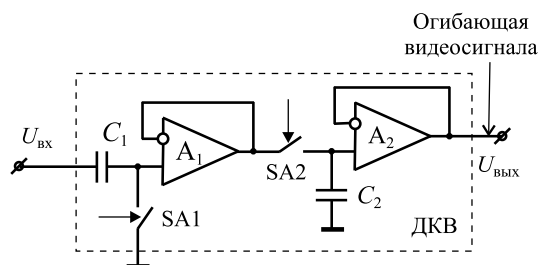


Рис. 138. Схема двойной корреляционной выборки

В схеме ДКВ перед поступлением информационного заряда ключ SA1 замыкается и на C_1 выделяется шумовая составляющая сигнала. На элементах $A_2, C_2, SA2$ реализуется схема выборки и хранения (СВХ). При поступлении заряда Q_j ключ SA1 размыкается, SA2 замыкается и напряжение $U_j \approx Q_j$ оказывается включенным встречно с плавающим потенциалом. Соответственно, плавающий потенциал и шум вычитаются из смеси полезного сигнала с шумом и полезная составляющая в сигнале U_j запоминается на C_2 . Таким образом, с помощью ДКВ осуществляется синхронная фильтрация помех. Непременное требование к ДКВ: интервал между запоминанием плавающего потенциала и поступлением Q_j не должен превышать интервал корреляции шума.

На рис. 139 приведена структурная схема управления линейным ФПЗС. Для увеличения эффективности переноса временные диаграммы и уровни управляющих сигналов должны быть оптимизированы. Для этого разработаны специальные микросхемы (отечественные серии 1119, 1124, 1138 и т.п.), а обработка сигналов с ФПЗС осуществляется видеосигнальными процессорами

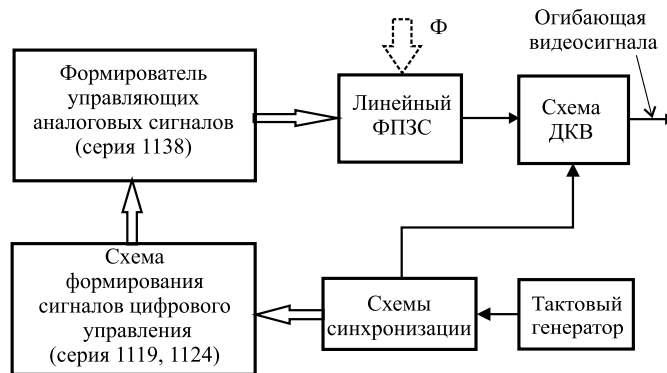


Рис. 139. Блок-схема управления линейным ФПЗС

(микросхема AD9843A, например, содержит ДКВ, выходной усилитель, 10-разрядный АЦП и последовательный интерфейс).

Анализируя теневую картину изображения, можно проводить бесконтактные измерения размеров объектов. Эта идея реализуется, например, в оптических микрометрах. Линейные ФПЗС могут использоваться в качестве датчиков перемещения с ограниченной разрешающей способностью, которая определяется размерами пикселей МОП-области (10—40 мкм). При специальной обработке видеосигнала (нахождение центра тяжести видеоизображения) разрешающая способность может составлять единицы микрон.

Альтернативой матричных ФПЗС в последние годы становятся КМОП *фотодиодные матрицы* (КМОП-ФД) с активными пикселями, содержащими также схемы управления, аналоговые усилители, схемы ДКВ, АЦП на выходе каждого столбца и цифровые блоки (рис. 140), которые позволяют повысить быстродействие. КМОП-ФД выпускаются по стандартным технологиям и себестоимость их невысока. В КМОП-ФД схемы управления могут реализовать произвольную координатную выборку, что значительно расширяет возможность пространственной фильтрации и обработки изображения. Вывод так называемого «окна интереса», которое, как правило, занимает только часть кадра, может многократно увеличить быстродействие.

Различие в качестве изображений между ФПЗС и КМОП-ФД постепенно стираются (в настоящее время уже выпускаются 10-мегапиксельные КМОП-камеры, не уступающие дорогим камерам с ФПЗС).

Возможность повышения быстродействия до 200—300 кадров в секунду в КМОП-ФД с функциями обработки информации на одном кристалле требует технологии с проектными нормами не более 0,3—0,5 мкм. Общее число транзисторов СБИС КМОП-ФД фирмы Kodak размером 800×600 пикселей составляет $2,2 \cdot 10^6$. Схема размещается на кристалле $7,6 \times 8,6$ мм и содержит 800 пар восьмиразрядных параллельных пиксел-АЦП с активными элементами 8×8 мкм.

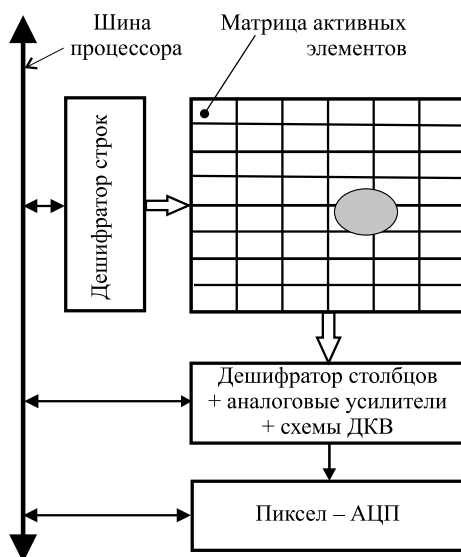


Рис. 140. Структура матричного КМОП-ФД

Очевидно, что применение цифровых ФПЗС вместо аналоговых КЧФП позволяет также, как это было продемонстрировано выше, реализовывать триангуляционные схемы измерения перемещений.

Параметры отечественных ФПЗС приведены в Приложении 2.8.

Оптоэлектронный АЦПУ на ФПЗС

Современная элементная база оптодатчиков значительно расширяет возможности построения схем АЦПУ путем реализации сложных алгоритмов обработки первичной информации на микропроцессорах.

Примером может служить фотоэлектрический датчик, в котором контрольный элемент в виде оптической светящейся щели, связанной с измеряемым объектом, проектируется на двумерную ФПЗС (рис. 141).

В простейшем случае щель является светящейся линией и проектируется на ФПЗС (рис. 142а). С помощью специальных алгоритмов в процессоре проводится необходимая обработка изображения щели и вычисление углов поворота щели φ относительно системы координат приемной матрицы ФПЗС (рис. 142б). Система координат XY задается геометрией приемной матрицы, установленной на корпусе прибора, а освещенность пикселей матрицы в произвольном сечении представлена на рис. 142б.

Алгоритм вычисления измеряемого угла выражается формулой

$$\varphi = \arctg \frac{\int_{-X_0}^{X_0} y(x) dx}{X_0^2},$$

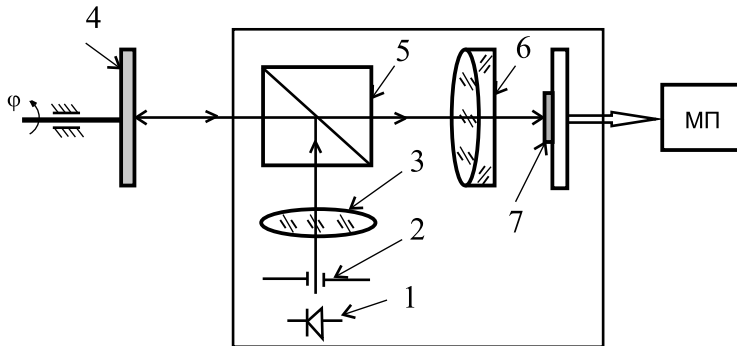


Рис. 141. Структурная схема АЦПУ на ФПЗС: 1 — светодиод; 2 — точечная диафрагма; 3 — конденсор; 4 — контрольный элемент; 5 — светоделительный кубик; 6 — приемный объектив; 7 — ФПЗС

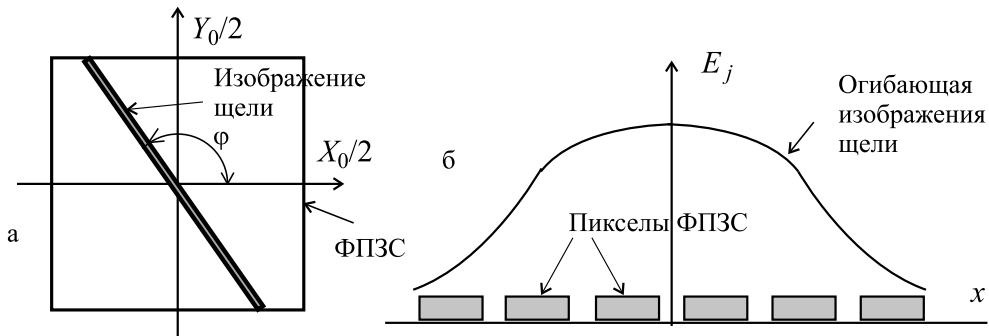


Рис. 142. Проектирование щели на ФПЗС (а) и детектирование изображения (б)

где $y(x)$ — функция изображения щели; X_0 — пространственные размеры матрицы. Этот алгоритм может быть реализован на микропроцессоре. Поскольку функция арктангенса является многозначной при φ , кратной 45° , необходимо проводить замену переменных x и y .

Оптическая схема является автоколлимационной и обладает следующими преимуществами:

- оптическая связь между щелью и фотоприемником делает ненужным применение соединительных муфт, приводящих к усложнению прибора, увеличивающих габариты и снижающих точность;
- расстояние между блоками может варьироваться в достаточно больших пределах, что удобно для различных приложений;
- оптическая схема нечувствительна к поступательным перемещениям блоков относительно друг друга.

Абсолютная погрешность датчика определяется неравномерностью освещения штриха, неортогональностью матрицы, разной чувствительностью

пикселей ФПЗС, систематическими aberrациями объектива. Благоприятным обстоятельством является осесимметричность оптической схемы, которая сглаживает геометрические (сферические) aberrации оптической схемы.

Случайная погрешность результатов измерения таким датчиком усредняется по длине штриха и элементам приемной матрицы приблизительно в $\sqrt{N}$ раз, где N — размерность матрицы. Опытные образцы датчика на серийных ФПЗС матрицах размером 1000×1000 элементов демонстрируют высокое разрешение и высокую стабильность (повторяемость на уровне долей угловой секунды) в нормальных условиях.

ГЛАВА 10

МАГНИТНЫЕ АЦПП

10.1. АЦПП на датчиках Холла

Работа многих современных АЦПП основана на взаимодействии с магнитными полями различной интенсивности. Для регистрации магнитных полей применяют различные типы магнитных датчиков: гальвано-магнитные датчики, магнито-диоды, магнито-транзисторы, магнито-оптические датчики, датчики Виганда и т.д. В основе работы наиболее отработанных и изученных *гальвано-магнитных* датчиков лежат эффекты, возникающие в твердых телах, помещенных в магнитное поле. Наиболее часто используются открытые в 1879 г. *эффект Холла* и *магнито-резистивный эффект* (эффект Гаусса). Эти эффекты взаимодополняющие. Усиление одного эффекта приводит к уменьшению другого (превалирование того или иного эффекта достигается конструктивными мерами).

Датчики Холла — это четырехполюсники из тонкого полупроводникового материала толщиной d , которые имеют пару так называемых *токовых электродов* и пару так называемых *холловских электродов* (рис. 143).

Если через токовые электроды пропускать ток I и поместить холловский элемент (ХЭ) в магнитное поле с индукцией B , то на электрические заряды в полупроводнике будет действовать сила Лоренца. Траектория зарядов

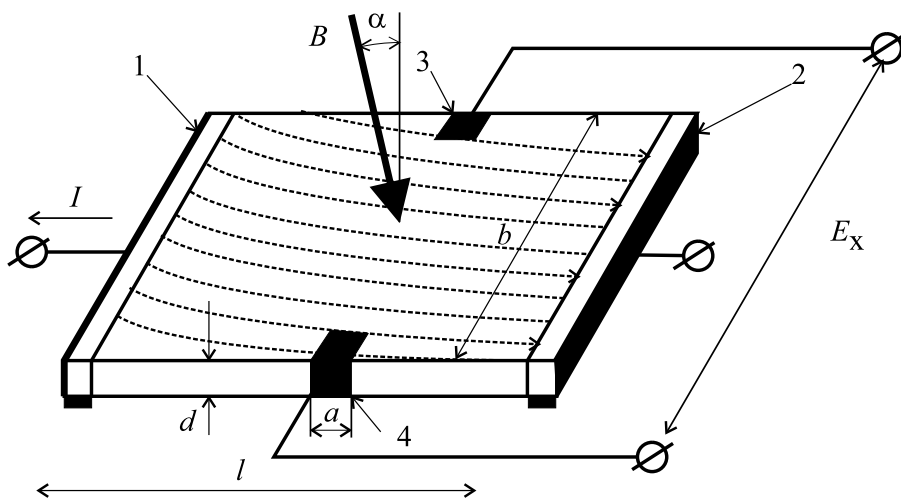


Рис. 143. Принцип работы датчика Холла

искривится и на одном ХЭ возникнет избыток зарядов одного знака, а на другом — противоположного знака. Таким образом, между ХЭ возникнет так называемое холловское напряжение E_X , пропорциональное (в определенном диапазоне изменения магнитного поля) индукции поля B . Холловское напряжение создает поперечное электрическое поле, уравнивающее силу Лоренца. В линейной зоне передаточной характеристики ХЭ (рис. 144) холловское напряжение определяется выражением

$$E_X = C_X \cdot \frac{B \cdot I}{d} \cos \alpha, \quad (1)$$

где C_X — холловская постоянная; I — ток; α — отклонение поля от ортогонального направления к поверхности полупроводника; l, d, b, a — геометрические параметры ХЭ. Таким образом, ХЭ является множительным и знакочувствительным элементом. Эта формула справедлива в том случае, если ХЭ являются «точечными» ($a/l \ll 1$). Реально передаточная характеристика имеет нелинейный характер. В слабых полях ($|B| \leq 0,1$ Тл) погрешность достигает 0,1–1%, а в сильных полях ($0,1 \leq |B| \leq 10$ Тл) — 1–10%.

Эффект Холла характеризуется холловской постоянной C_X и присущ всем твердым телам. Например, полупроводники (Si, Ge, InSb, GaAs, InAs) имеют холловскую постоянную $C_X = (10^{-3} - 10^{-5} \text{ м}^3/\text{А} \cdot \text{с})$. Из формулы (1) следует, что в ХЭ из InAs ($C_X \approx 10^{-3} \text{ м}^3/\text{А} \cdot \text{с}$) толщиной в 100 мкм, помещенном в поле $B = 1$ Тл, при токе 1 мА возникает $E_X = 10$ мВ. Толщина твердотельных ХЭ колеблется в районе 10–200 мкм, а напыленных и эпитаксиальных ХЭ — в районе 5–10 мкм. Технология «кремний на изоляторе» обеспечивает толщину ХЭ в 0,2–0,3 мкм и, соответственно, более высокую чувствительность. Типичные размеры ХЭ — $0,1 \times 1,0$ мм.

Выходной сигнал ХЭ является гармонической функцией угла поворота α , и ориентационная характеристика (диаграмма направленности) в полярных координатах имеет симметричный вид (рис. 145).

Холловская постоянная C_X в сильной степени зависит от температуры и имеет нелинейный характер. Для различных полупроводников и режимов

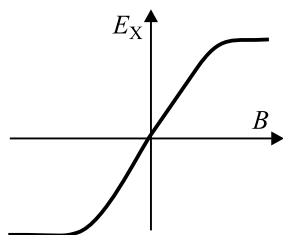


Рис. 144. Чувствительность ХЭ по магнитному потоку

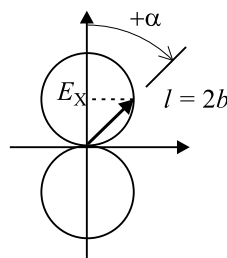


Рис. 145. Чувствительность ХЭ по углу

работы температурный коэффициент $TK(C_X) \approx \pm(0,1 - 1) \% ^\circ C^{-1}$. Таким образом, ХЭ — это процентный датчик.

Типичная схема подключения ХЭ, выполненного в крестообразной форме для измерения углов поворота магнита NS, приведена на рис. 146а, где ХЭ включен в ОС усилителя D1 для создания стабильного тока через токовые электроды, а выходной сигнал ХЭ снимается с помощью измерительного усилителя D2. Потенциал $U_{оп}$ позволяет устанавливать ток $I_{ос}$, а резистор R_2 — компенсировать остаточное напряжение на ХЭ. В этой схеме ХЭ сканирует магнитное поле, параллельное поверхности.

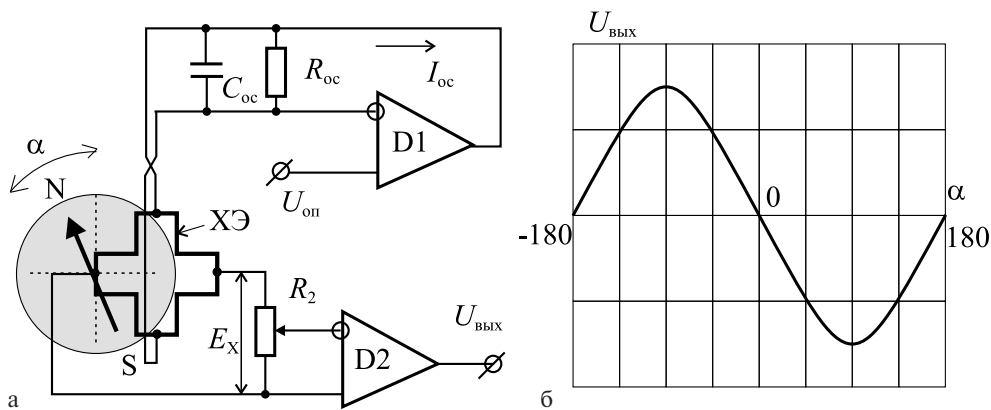


Рис. 146. Включение крестообразного ХЭ (а); выходной сигнал (б)

Над ХЭ (см. рис. 146а) устанавливается диаметрально поляризованный магнит (NS), при вращении которого меняется индукция над ХЭ. По величине квазигармонического выходного сигнала можно судить об угле поворота магнита (рис. 146б).

Такой способ определения угла прост в реализации, но имеет ряд недостатков: $U_{вых}$ зависит от температуры и взаимных смещений магнитных осей ХЭ и магнита (смещение может составлять до 10% от внешнего поля 10—40 мВ), нелинейности магнитного поля. Для устранения этих недостатков используются четыре ХЭ, расположенные симметрично относительно оси вращения магнита (рис. 147)

Электрические сигналы от ХЭ, пропорциональные магнитному потоку, поступают на дифференциальные усилители квадратурных каналов A_s , A_c и оцифровываются с помощью АЦП. Сигнал с одной пары ХЭ определяет вектор синуса (sin), другой — вектор косинуса (cos), по которым определяются код угла поворота N_α и величина магнитного поля (B) по формулам:

$$\alpha = \arctg \frac{U_1}{U_2}; \quad B = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}.$$

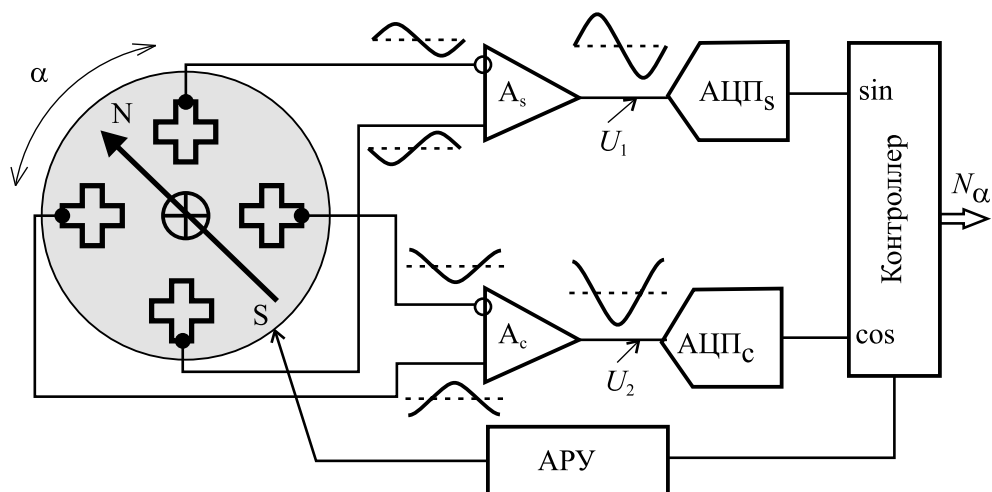


Рис. 147. Структурная схема датчика угла поворота на ХЭ с компенсацией эксцентриситета магнита

Модуль автоматической регулировки усиления (АРУ) позволяет компенсировать изменение величины сигнала с ХЭ при изменении магнитной индукции B вследствие изменения температуры или зазора.

Однако даже такие ухищрения не в состоянии полностью устранить смещение сенсорной области датчика относительно оси вращения. Поэтому используется метод с переменной траекторией тока в ХЭ (рис. 148), когда меняются местами токовые и холловские электроды, — метод «spinning current» (SCHP). В этом случае остаточное смещение может составить несколько мкТл.

В ряде случаев оценка точности центрирования проводится электронным способом на одном обороте вала. В другой интерпретации датчик Холла сканирует магнитное поле, параллельное поверхности, обеспечивает получение квадратурных синусно-косинусных сигналов и, следовательно, допускает абсолютное измерение углов в диапазоне 360° (обычные планарные датчики Холла

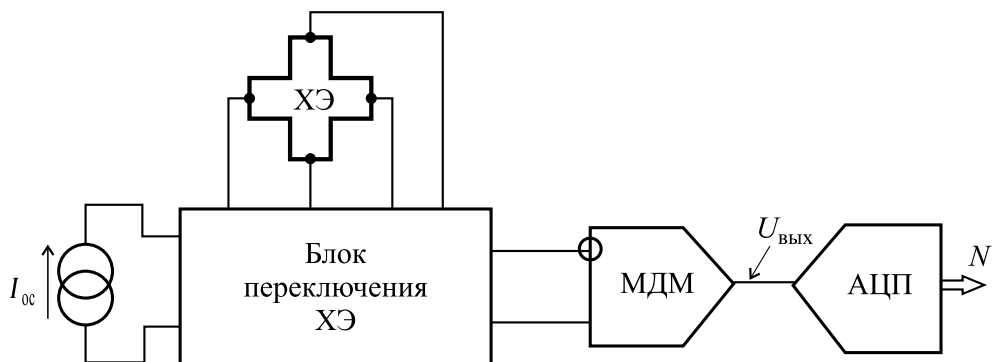


Рис. 148. Компенсация смещения ХЭ переключением электродов

измеряют поле, перпендикулярное поверхности). Магнит монтируется на торце вала. Погрешность менее $\pm 0,5^\circ$.

Рассмотрим особенности применения датчиков, основанных на эффекте Холла.

1. В местах контактов токовых электродов из-за эффекта Пелтье возникает нагрев и, следовательно, возникает градиент температур ΔT , что приводит к возникновению термо-ЭДС на ХЭ. К примеру, если $\Delta T = 0,1^\circ\text{C}$, то $\Delta E = (10-100)$ мкВ. По этой причине ХЭ устанавливают на массивное теплопроводящее (медное, бериллиевое или алюминиевое) основание. Однако даже в этом случае остаточная термо-ЭДС составляет $\Delta E = (1-5)$ мкВ.

2. Погрешности из-за собственного поля ХЭ, которое создается токовыми электродами. Величина собственного поля составляет $B = (0,1-1)$ мТл (при токах менее 100 мА). Если при запитке ХЭ применить бифилярное расположение электродов (см. рис. 146), то возникает компенсация поля, уменьшающая погрешность на один-два порядка.

3. Необходимость учета остаточного напряжения $U_{\text{ост}}$ на ХЭ. Оно измеряется при нулевом поле и номинальном токе ($B = 0$; $I = I_{\text{ном}}$). Остаточное напряжение определяет разрешающую способность ХЭ, так как является аддитивной погрешностью. Она зависит от температуры и доходит до $\pm(1-10)$ мВ. В паспортных данных часто приводится не величина $U_{\text{ост}}$, а величина остаточного сопротивления ХЭ — $R_{\text{ост}}$, позволяющая оценить $U_{\text{ост}}$:

$$R_{\text{ост}} = \frac{U_{\text{ост}}}{I_{\text{ном}}} \approx (10^{-1} - 10^{-2}) [\text{Ом}].$$

Например, при $I_{\text{ном}} = 10$ мА, $R_{\text{ост}} = 10^{-2}$ Ом имеем $U_{\text{ост}} = R_{\text{ост}} \cdot I_{\text{ном}} = 0,1$ [мВ]. Предложено много схем компенсации погрешности $U_{\text{ост}}$. Одна из простейших схем компенсации $U_{\text{ост}}$ с включением потенциометра R_2 , эффективная для сравнительно узкого температурного диапазона, приведена на рис. 146.

Таким образом, для применения ХЭ в датчиках угла проводится (необходима) компенсация всех дестабилизирующих факторов. В этом плане магнитные датчики содержат блок цифровой обработки сигналов (ЦОС), память калибровки (коррекции) и являются примером интеллектуальных датчиков. В настоящее время выпускаются 8—12-разрядные инкрементальные угловые датчики Холла для автомобильных и других применений. Параметры датчиков Холла приводятся в Приложении 2.9.

Применение датчика Холла в виде чипа позволяет использовать его в неблагоприятных условиях среды, для бесконтактных измерений углов поворота на уровне долей процента. Нарботка на отказ составляет более 10^7 циклов, температурный диапазон $-40...+85^\circ\text{C}$. КМОП-датчики Холла допускают интеграцию на одном кристалле с датчиком всех аналоговых, аналого-цифровых и чисто

цифровых схем и поэтому имеют огромное преимущество по сравнению с другими типами магнитных датчиков.

Магниты

В настоящее время основными материалами для изготовления магнитов являются сплавы AlNiCo, SmCo, NdFeB. Магниты на основе самарий-кобальт (SmCo) работают до 350 °С, имеют малый температурный коэффициент, коррозионно стойки, однако дороги. Магниты Алнико на основе AlNiCo работают до 600 °С, имеют относительно малый температурный коэффициент, коррозионно стойки, однако легко размагничиваются. В большинстве случаев достаточно использовать дешевые ферритовые магниты на основе ниодим-железо-бор (NdFeB) с защитой от коррозии никелем или цинком (работают до 80—200 °С). Характеристики магнитов приведены в табл. 13.

Таблица 13. Характеристики магнитов

	SmCo	NdFeB
Химический состав	Co = 58—67% Sm = 33—42%	—
Остаточная индукция B_r , Тл, не менее	0,82—1,05	1130—1480
Коэрцитивная сила, кА/м, не менее по индукции, jH_c по намагниченности, BH_c	560—750 1100	830—920 870—950
Наибольшее произведение $(B \cdot H)_{\max}$, кДж/м ³ , не менее	130—200	250—400
Рабочая температура (°С)	250	60—80

Промышленные магниты для автомобильной промышленности, где в основном и используются датчики Холла, имеют $B = 1000—1200$ мТл, что позволяет использовать зазоры в магнитной цепи до 6—8 мм. Для увеличения разрешающей способности АЦПУ выпускаются кольцевые магниты с 2—30 и более парами полюсов.

10.2. Магниторезистивные АЦПУ

Другой разновидностью магнитных датчиков для измерения углов является *магниторезистор* (МР). МР — это двухполюсник из ферромагнитного или полупроводникового материала, сопротивление которого зависит от индукции магнитного поля.

Передаточная характеристика четная (рис. 149) и аппроксимируется выражением

$$R_m = R_{m0}(1 + A \cdot |\mu \cdot B|^m),$$

где R_m — сопротивление МР; B — индукция поля; R_{m0} — сопротивление МР при $B = 0$; A — магниторезистивный коэффициент (положителен для монолитных и

отрицателен для пленочных МР); μ — подвижность носителей; m — показатель степени. В относительно слабых магнитных полях ($B \leq 1$ Тл) $m \approx 2$, а при $B \geq 1$ Тл $m \approx 1$. Ориентационная характеристика МР подобна характеристике ХЭ, хотя и не описывается чисто гармонической функцией.

Пленочные МР (рис. 150) выполняются из ферромагнитных пленок (пермаллой) толщиной менее 1 мкм и шириной 10–20 мкм, напыляемых на подложки из стекла, ситалла, керамики, слюды, кремния. В процессе изготовления пленки намагничиваются (кратковременно помещаются в сильное магнитное поле). Сопротивление такой пленки R_M (рис. 151) зависит от величины и направления внешнего магнитного поля (так называемый анизотропный магниторезистивный эффект):

$$R_M = R_0 + \Delta R \cdot \cos^2 \theta,$$

где R_0 — сопротивление МР в отсутствие поля; θ — угол между вектором остаточной намагниченности M в МР и вектором магнитного поля B . ΔR зависит от величины поля (зависимость носит нелинейный характер).

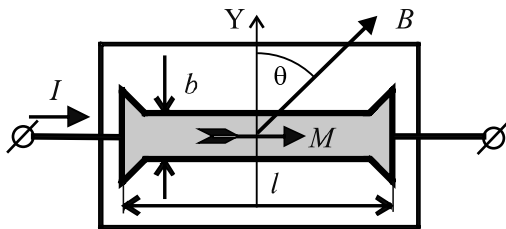


Рис. 150. Тонкопленочный МР (M — остаточная намагниченность МР)

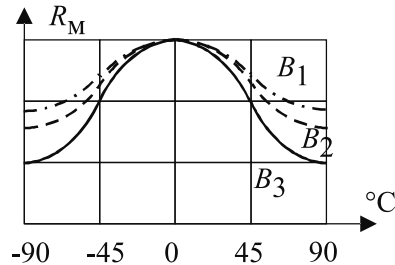


Рис. 151. Характеристики пленочного МР

Температурная стабильность пленочных МР (ТКС около $0,3\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$) примерно вдвое лучше, чем у монокристаллических МР, но шумы выше за счет поверхностных дефектов. Полоса пропускания МР простирается до 10^5 Гц.

Сопротивление пленочного МР, в отличие от монокристаллического МР, максимально в отсутствие поля. В полях с индукцией более 20–40 мТл происходит насыщение пленочного МР. Таким образом, пленочные МР наиболее подходят для измерения слабых магнитных полей.

Так как топология МР может быть произвольной формы, то могут быть реализованы различные пространственные передаточные характеристики.

На рис. 152 приводится структура полного МР-моста. Сопротивление каждого резистора, входящего в мост, пропорционально $\cos^2 \theta$, где θ — угол между вектором поля и линией тока в МР. На рис. 153 приводится конструктивная схема бесконтактного датчика угла на основе МР-моста, помещенного между двумя полюсами магнита.

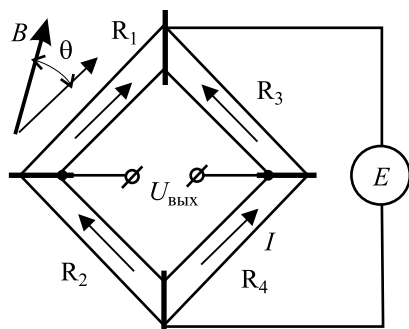


Рис. 152. Структура МР моста

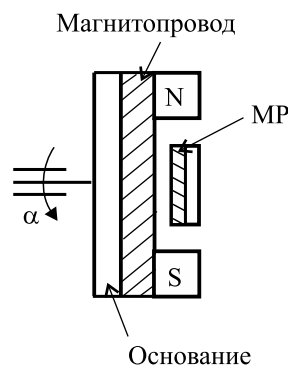


Рис. 153. МР датчик угла поворота

Реальные МР выполняются в виде меандров из полупроводникового материала, сплавов СКИН, пермалоя с $R_{M0} \approx 10^2 \div 10^3$ [Ом]. Во многих случаях они выполняются со средним отводом (рис. 154а), что позволяет использовать МР в качестве дифференциального датчика перемещения магнитного пятна и в мостовых схемах. На рис. 154б приводится характер изменения сопротивлений плеч дифференциального линейного МР.

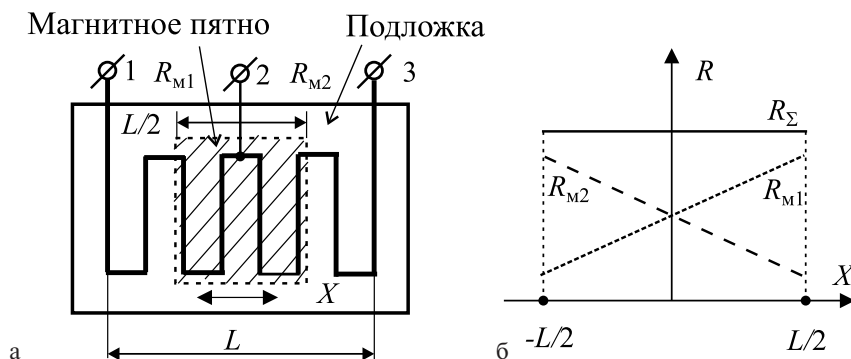


Рис. 154. Дифференциальные МР: а — структура МР; б — изменение сопротивления плеч

На основе МР выпускаются магниточувствительные микросхемы, которые, помимо МР, могут дополнительно содержать аналоговые усилители сигналов, компараторы, схемы стабилизации и термокомпенсации, выходные согласую-

щие каскады, АЦП и микроконтроллеры с интерфейсом. Примером таких схем являются отечественные магнитоуправляемые микросхемы серии 1116, которые широко применяются в бесконтактной клавиатуре, в качестве датчиков углового положения и приближения, в автомобилестроении, в бесконтактных электродвигателях и т.д. Характеристики магниторезистивных датчиков приведены в Приложении 2.10.

Датчики на основе гигантского магниторезистивного (ГМР) эффекта

Гигантский магниторезистивный эффект (GMR — Giant Magneto Resistive) открыт в 1988 г. ГМР устраняют слабое место обычных МР и датчиков Холла, связанное с их высокой чувствительностью к флуктуациям воздушного зазора, так как они реагируют на силу магнитного поля. В отличие от них ГМР-датчики реагируют только на направление магнитного поля независимо от его интенсивности, благодаря чему допускаются достаточно большие зазоры и установочные допуски.

ГМР-датчик (рис. 155) — это многослойная структура (толщина слоев около нанометра), в которой чередуются магнито-мягкое железо, немагнитная медь (толщина несколько атомных слоев, один слой — 3 Å), магнито-жесткий ферромагнитный кобальт, образующие искусственную антиферромагнитную среду.

В процессе изготовления (напыления) сильное внешнее поле ориентирует искусственный антиферромагнетик и устанавливает жесткую намагниченность индивидуальных токовых дорожек. ГМР-эффект зависит только от угла между

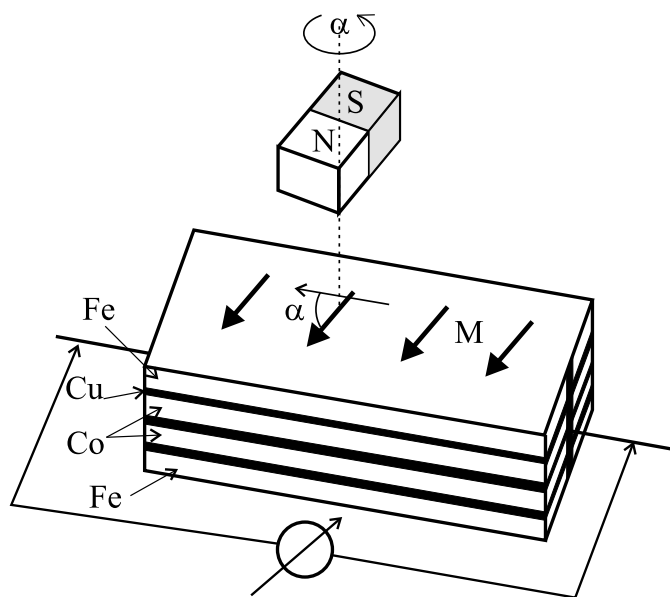


Рис. 155. Проявление ГМР-эффекта в многослойной структуре

направлениями намагниченности в магнито-мягком железе (оно при работе ориентируется по внешнему полю) и магнито-жестком кобальте (оно сохраняет первоначальную ориентацию в достаточно большом диапазоне индукции) при экстраординарных воздушных зазорах. Относительное изменение сопротивлений GMR-датчиков достигает 10—20% в мультислойных материалах и не зависит от напряженности поля в диапазоне 5—15 кА/м (рис. 156). ГМР-датчики значительно превосходят по чувствительности классические датчики Холла и МР и успешно конкурируют с новыми технологиями датчиков Холла.

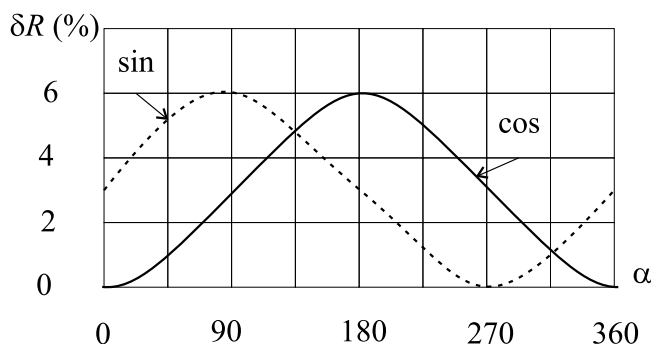


Рис. 156. Относительное изменение сопротивления квадратурных ГМР-резисторов от угла поворота

ГМР-резисторы могут использоваться как самостоятельно, так и чаще в составе мостов, где устраняется постоянный сдвиг.

Типичные материалы фирмы NVE (США) обеспечивают ГМР-эффект в 13—16%, стабильный температурный коэффициент 0,15%/°С, температурный диапазон $-40...+150-225$ °С, в магнитном диапазоне $\pm 0-30$ мТл. Рабочая частота >1 МГц. Точность угловых датчиков 1—2°. ГМР-резисторы имеют достаточно большое сопротивление ($>1,5$ кОм), что обеспечивает работу от батарей.

Шумовые характеристики ГМР-датчиков в области низких частот (1/f) примерно на порядок выше, чем у тонкопленочных МР. Для измерения слабых полей используются МДМ-усилители.

МР регистрирует только ту компоненту поля, которая вращается в плоскости чипа, поэтому форма сигнала может варьироваться от синусоидальной к треугольной (и даже прямоугольной). Величина δR у ГМР достигает 10—20% (у обычных МР с АМР-эффектом не превышает 3—4%).

Квадратурные сигналы двух мостов однозначно детектируют вращение стержневого магнита в пределах 360°. Линейная интерполяция в пределах квадранта позволяет повысить разрешающую способность. Выходной сигнал в полном ГМР-мосте при $\delta R = 4\%$ и напряжении питания $E = 5$ В составит $\Delta U = E \cdot \delta R = 5 \cdot 0,04 = 0,2$ В.

10.3. Магнитострикционные АЦПП

Во всем мире два десятилетия с успехом применяются датчики линейных перемещений (или, как их еще называют, датчики линейного положения, датчики и измерители пути), основанные на *эффекте магнитострикции* (открыт Джоулем в 1842 г.). Основой магнитострикции являются магнитомеханические свойства ферромагнитных материалов (таких как железо, никель, кобальт) и сплавов этих материалов: если ферромагнетик находится в области магнитного поля, то поле вызывает микроскопическую деформацию его молекулярной структуры (доменов). Это приводит к изменению физических размеров ферромагнетика (рис. 157).

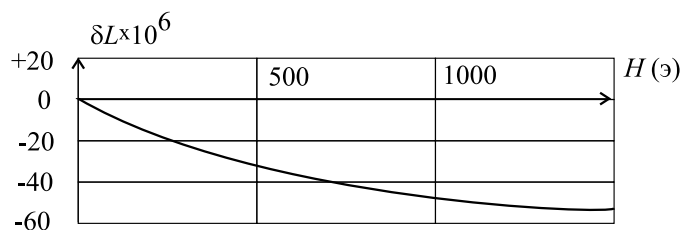


Рис. 157. Зависимость относительного удлинения сплава NiOF_2O_3 от напряженности поля

Магнитострикция была обнаружена только в ферромагнитных материалах, таких как железо, никель, кобальт, и в их сплавах, где она достигает значительных величин (относительное удлинение $\delta L = 10^{-5} \div 10^{-2}$). Обратное по отношению к магнитострикции явление (изменение намагниченности под действием деформации) называется *магнитоупругим эффектом* или *эффектом Виллари* (1865 г.). Явление магнитострикции достаточно давно используется в гидроакустики и акустоэлектронике.

В промышленных измерительных системах используется магнитострикционный эффект, который называется *эффект Видемана*. Он описывает механическую деформацию (скручивание) длинного тонкого ферромагнитного стержня, который находится под воздействием двух магнитных полей: внешнего, создаваемого постоянным магнитом, и внутреннего, создаваемого проводником, по которому протекает электрический ток.

В АЦПП линейных перемещений внешнее магнитное поле создается позиционным магнитом, оно при пересечении с concentрическим магнитным полем, создаваемым электрическим током, вызывает механическую деформацию в небольшой области измерительного элемента в форме стержня (рис. 158). Также в датчиках используется и магнитоупругий эффект (или эффект Виллари). Он связан с изменением магнитных свойств ферромагнетика, например

намагниченности ферромагнитного бруска, которая вызывается продольной деформацией.

Чтобы превратить изложенные выше физические основы в надежно работающую измерительную систему, была предложена конструкция датчика, представленная на рис. 158. Датчик линейных перемещений состоит из пяти основных частей:

- 1 — измерительный элемент (волновод);
 - 2 — токоведущий проводник;
 - 3 — позиционер в виде постоянного кольцевого магнита;
 - 4 — преобразователь торсионного импульса в электрический сигнал;
 - 5 — демпфер
- и электроники датчика (на рис. 158 не показана).

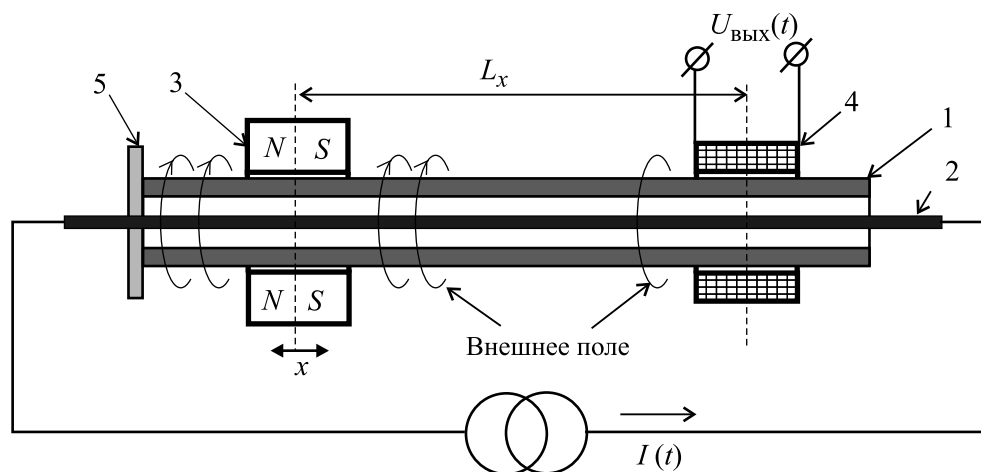


Рис. 158. Магнитоэстрикционный датчик для измерения перемещений

Основой измерительной системы является тонкостенная трубка из ферромагнитного материала, используемая как волновод, по которому распространяется торсионная ультразвуковая волна от магнита 3 до преобразователя импульсов 4. Измеряемая позиция определяется положением постоянного магнита 3, который окружает волновод. Этот магнит создает магнитное поле в волноводе и связан с объектом измерения. Здесь нужно подчеркнуть, что между позиционером (магнитом 3) и измерительным элементом (волноводом 2) полностью отсутствует механическая связь. Это гарантирует очень долгий срок службы магнитоэстрикционных датчиков.

При измерении короткий импульс тока $I(t)$ длительностью 1—2 мкс посылается из электронной части сенсора с помощью токоведущего, чаще медного, отдельного проводника. Для этих целей может использоваться и сам волновод.

При распространении импульса тока возникает радиальное магнитное поле вокруг волновода (см. рис. 158). При пересечении с магнитным полем постоянного магнита-позиционера возникает, согласно эффекту Видемана, пластическая высокочастотная деформация магнитострикционного волновода. Из-за этого возникает ультразвуковая сверхзвуковая торсионная волна, которая распространяется с ультразвуковой скоростью от места возникновения в оба конца волновода. Однако в одном из концов волновода она полностью гасится демпфером 5, и, таким образом, помехи и искажения сигнала исключаются. Детектирование и обработка торсионного импульса происходит на другом конце волновода в специальном преобразователе 4. Преобразователь торсионных импульсов может, например, содержать катушку индуктивности 4, расположенную поперек волновода и жестко связанную с ним, в которой наводится сигнал $U_{\text{вых}}(t)$. В качестве детектора торсионного импульса может быть использован любой другой тип измерителя, например пьезоэлектрический, емкостной и др.

Торсионная ультразвуковая волна перемещается по волноводу с постоянной скоростью и точное определение позиции получается в «старт-стопном» режиме, то есть измерением времени между стартом токового импульса и времени возникновения ответного электрического сигнала $U_{\text{вых}}(t)$, которое определяется в преобразователе торсионных импульсов. Очевидно, что расстояние L_x определится как

$$L_x = T_p / V$$

где T_p — время распространения торсионного импульса; V — скорость распространения ультразвуковой волны (для разных материалов типичная величина $V = 3\text{—}5$ км/с). Требования к быстродействию элементной базы измерителя T_p определяются крутизной передаточной характеристики и составят

$$\frac{\partial T_p}{\partial L_x} = \frac{1}{V}.$$

Например, при $V = 3000$ м/с крутизна преобразования составит 0,33 нс/мкм. Таким образом, для обеспечения разрешения (чувствительности) на уровне микрометра быстродействие измерителя T_p должно находиться в гигагерцовом диапазоне. Магнитострикционные датчики не нуждаются в периодической калибровке, а температурные допуски вследствие температурного расширения материала могут компенсироваться интегрированными с электроникой датчиками температуры.

Поскольку металлические магнитострикционные материалы в промышленном диапазоне температур обладают долговременными и очень стабильными параметрами, получаем высокоточные датчики абсолютного перемещения, обладающие высочайшей повторяемостью (лучше 0,01% ПШ), точностью (погрешность не более 0,05% ПШ) и очень большой надежностью в жестких

условиях эксплуатации (нечувствительность к влажности, загрязнениям). Применение торсионных волн и регистрирующей системы, которая реагирует только на скручивающую волну, позволяет не опасаться вибраций, так как торсионный импульс нельзя вызвать внешней механической вибрацией.

Магнитострикционные датчики позволяют детектировать значительные линейные перемещения (1—3 м), но вследствие своей природы работают менее эффективно на коротких расстояниях в диапазонах до 150 мм.

Магнитострикционные датчики подходят и для создания угловых датчиков, так как они измеряют расстояния между точками криволинейной траектории, каковой является дуга окружности.

ГЛАВА II

ЛАЗЕРНЫЕ И ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ АЦПУ

Наиболее перспективными оптическими датчиками для определения углов поворота в динамике являются оптические лазерные гиromетры и интерферометры на *эффекте Саньяка*. В первых используется эффект Доплера, а во вторых поляризационный эффект Саньяка.

Оптическими гиromетрами называют приборы для определения угловой скорости объекта. Зная угловую скорость, можно рассчитать угол поворота. Основным элементом оптического гиromетра является кольцевой лазерный гироскоп (КЛГ) — кольцевой самовозбуждающийся газовый лазер с отражающими зеркалами (рис. 159а).

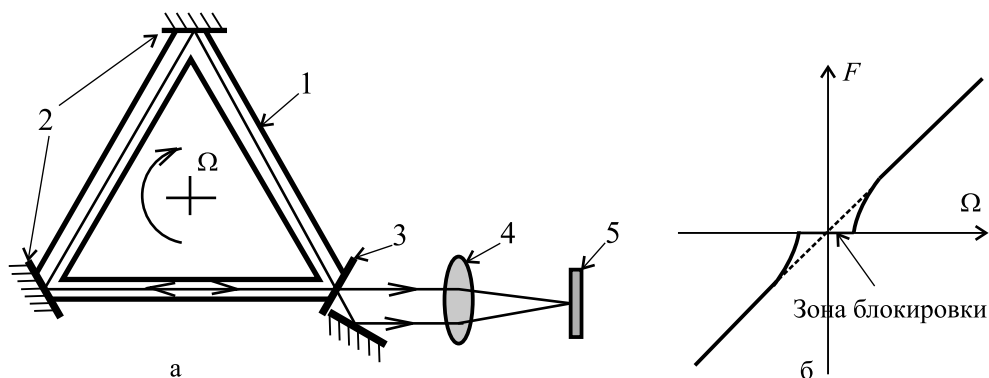


Рис. 159. КЛГ: а — конструкция; б — передаточная характеристика; 1 — резонатор; 2 — непрозрачное зеркало; 3 — полупрозрачное зеркало; 4 — линза; 5 — фотоприемник

Блок-схема КЛГ содержит активную среду в резонаторе 1, ограниченном непрозрачными зеркалами 2 и полупрозрачным зеркалом 3, в котором возникает генерация на определенной длине волны. Лучи, проходящие через полупрозрачное зеркало, собираются линзой на фотоприемнике. В результате получается линейная интерферограмма. Анализируя интерферограмму, можно оценить направление и угол поворота. Гироскоп с интегрированием по угловой скорости позволяет определить угол поворота как

$$\theta(t_0) = \frac{1}{K} \int_0^{t_0} \Omega \cdot dt,$$

где K — масштабный коэффициент. Все оптические датчики вращения, разработанные для инерциальных систем навигации и наведения, основаны на эффекте Саньяка: для того чтобы в закрытом оптическом резонаторе возникла лазерная генерация, в полном оптическом контуре должно укладываться целое число длин оптических волн.

На рис. 159а лучи света в замкнутом контуре длиной L , вращающемся с угловой скоростью Ω в противоположных направлениях, проходят за одно и то же время $\Delta t = L/c$ разные пути:

$$L_{12} = 2\pi R + \Omega R \Delta t;$$

$$L_{21} = 2\pi R - \Omega R \Delta t,$$

где R — радиус контура; c — скорость света. Полная разность между оптическими путями, обусловленная вращением, составит

$$\Delta L = 2\Omega RL/c = (4S/c)\Omega,$$

где S — площадь контура КЛГ. Для того чтобы компенсировать изменение периметра ΔL , длина волны пучка света в одном направлении растягивается, а в другом сжимается. Таким образом, в кольцевом интерферометре возникает разность фаз встречных волн, пропорциональная скорости вращения:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi RL}{\lambda \cdot c} \Omega.$$

В соответствии с принципом Саньяка для достижения состояния резонанса в ΔL должно укладываться целое число длин волн. Тогда в интерферирующих лучах частота биений F между лучами может быть определена из уравнения

$$\lambda \cdot F \cdot \Delta t = \Delta L$$

или

$$F = \frac{2R}{\lambda} \Omega = \frac{4S}{\lambda L} \Omega = K\Omega, \quad (1)$$

где K — масштабный коэффициент; S — площадь резонатора. При $\lambda = 0,63$ мкм и $R = 5$ см имеем $K \approx 1,6 \cdot 10^5$. Следовательно, при $\Omega = 15$ °/ч (скорость вращения земли) получим $F \approx 10$ Гц, а разрешение по углу составит $\Delta\alpha = \Omega/F \approx 1,5$ угл. с. Таким образом, разрешение по углу в КГЛ может составить доли угловой секунды.

В идеальном случае функционирование КЛГ должно определяться уравнением (1). Но на практике при малых скоростях вращения пучки, вращающиеся в разные стороны, могут «сцепиться» по частоте, образуя «мертвую» зону, где выходной сигнал будет равен нулю (рис.159б). Это явление «захвата» (синхронизации) двух противоположно бегущих волн называется *блокировкой*. Когда КЛГ начинает деблокироваться, частотный выход возвращается к идеальной

передаточной характеристике, пропорциональной скорости вращения, по параболической кривой. В настоящее время зона блокировки у серийных КЛГ составляет несколько градусов в час.

Для преодоления проблем, связанных с блокировкой КЛГ, наиболее часто применяют механизм микромеханического «встряхивания» амплитудой около 1 угл. мин, периодически выводящий КЛГ из состояния блокировки. Особенность этого метода — возможная потеря информации во время периодического встряхивания и ограничения максимальной скорости вращения (для больших КЛГ с длиной оптического пути порядка 30 см типичная максимальная скорость составляет сотни градусов в секунду). Другой способ — электрическое «встряхивание» с помощью так называемой «частотной подставки».

Большое внимание при реализации КЛГ уделяется стабилизации длины резонатора при изменении температуры. В частности, КЛГ выполняется из кварцевого моноблока с низким температурным коэффициентом расширения и высокой степенью симметричности.

Эксплуатационный ресурс вакуумного моноблока ограничен несколькими сотнями часов (для маленьких КЛГ существенны утечки), хотя в больших КЛГ продемонстрирована безотказная работа в течение более 30 000 ч.

КЛГ является высокоспециализированным прибором высокой стоимости, требующим высоких технологий.

Приведем характеристики некоторых серийных КЛГ.

1. КЛГ КМ-11А (НПО «Полус»):

- Смещение нуля $0,6^\circ/\text{ч}$,
- Масштабный коэффициент $0,79 \text{ Гц/град/ч}$,
- Случайная составляющая дрейфа $0,01^\circ/\text{ч}$
- Температурный диапазон $-20...+50^\circ\text{C}$

2. Гониометр-спектрометр лазерный (с КЛГ) ГС-1Л — национальный эталон угла Украины, с помощью которого оцениваются вторичные эталоны угла (многогранные призмы) с погрешность $0,5 \text{ угл. с.}$

В отличие от КЛГ, в волоконно-оптическом гироскопе (ВОГ) (рис. 160) пассивный многовитковый оптоволоконный (световодный) контур возбуждается внешним источником света 2, причем пучки света распространяются в противоположных направлениях по оптоволокну 1, вращающемуся с угловой скоростью Ω . На выходе из волокна пучки интерферируют и возникают биеения, определяемые формулой (1), которые регистрируются фотоприемником 3. ВОГ благодаря многовитковой намотке оптоволокну обладает повышенной чувствительностью. Кроме того, здесь отсутствует явление блокировки, так как источник излучения находится вне резонатора.

ВОГ является логическим продолжением КЛГ, среди преимуществ которого следует отметить отсутствие высоковольтного питания газового лазера и

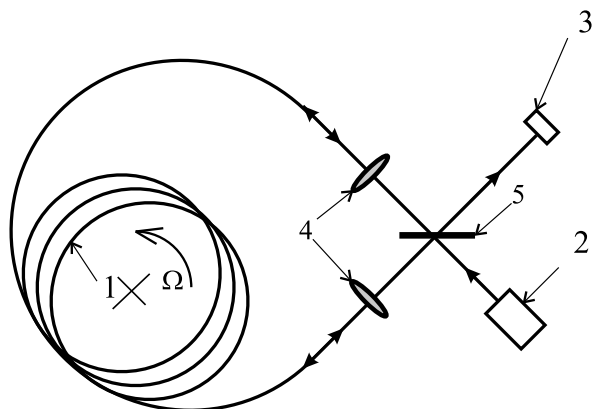


Рис. 160. ВОГ: 1 — оптическое волокно; 2 — лазер; 3 — фотоприемник; 4 — линзы; 5 — светоделительное зеркало)

захвата лучей (блокировки) при низких скоростях вращения. Однако ВОГ обладают меньшей точностью масштабного коэффициента.

В ВОГ требуется мощное многомодовое излучение с низкой когерентностью, поэтому используются сверхизлучающие (сверхъяркие) диоды и специальное одномодовое оптоволокно с малыми потерями — оптоволокно сохраняет состояние поляризации, а сверхизлучающие (сверхъяркие) диоды по своим рабочим характеристикам являются промежуточными между СИД и лазерными диодами: при малых плотностях тока преобладает спонтанное излучение, а при больших — вынужденное (рис. 161).

НПК «Оптолинк» для целей навигации выпускает ВОГ со следующими характеристиками (модель ОИУС-2000 с длиной намотки волокна 2000 м).

- Диапазон измеряемой скорости $\pm 40^\circ/\text{с}$.
- Погрешность масштабного коэффициента $< 0,005\%$.

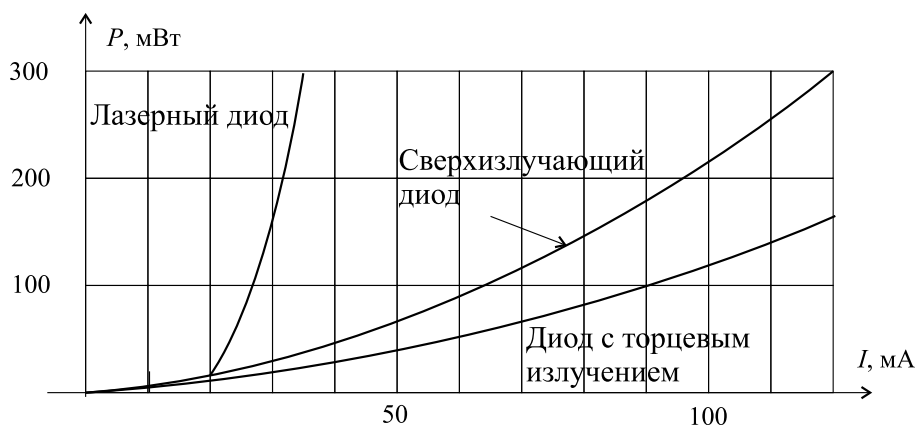


Рис. 161. Зависимость выходной мощности диодов от тока накачки



- Полоса пропускания >50 Гц.
- Случайная составляющая дрейфа $<0,002^\circ/\text{ч}$.

Основное отличие в эксплуатационных характеристиках между КЛГ и ВОГ состоит в том, что у первых требуется лазерная генерация внутри газового резонатора, а у вторых характеристики не зависят от лазера. У ВОГ оптимальные рабочие характеристики достигаются при использовании широкополосных твердотельных источников света с доминированием спонтанного излучения (дешевые суперяркие светодиоды). При этом минимизируются эффекты обратного рассеяния в волокне. Критичной является компоновка волоконной катушки. Максимальная скорость ВОГ может достигать несколько тысяч угловых градусов в секунду, т.е. динамический диапазон составит 10^5 .

Фирма Analog Devices выпустила твердотельный гироскоп ADXRS450 в стандартном 16-выводном корпусе: скорость $\pm 300^\circ/\text{с}$, масштабный коэффициент 80 Гц/град/с, стабильность нуля $\pm 3^\circ/\text{с}$, температурный диапазон $-40...+105^\circ\text{C}$.

Простота компоновки и технологии — одно из самых важных преимуществ ВОГ. Считается, что ВОГ является наиболее перспективным твердотельным гироскопом.

ГЛАВА 12

АЦПП НА ФАЗОВРАЩАТЕЛЯХ

12.1. Фазовращатели гониометрического типа

Фазовращателями (ФВ) называются устройства, осуществляющие сдвиг электрической фазы питающего напряжения переменного тока на величину, пропорциональную пространственному перемещению или равную углу поворота датчика. Иными словами, ФВ преобразуют пространственную фазу в электрическую. В дальнейшем электрическая фаза выходного сигнала ФВ сравнительно просто преобразуется в код. Различают два типа ФВ: гониометрический и параметрический, между которыми существуют принципиальные различия и в способе модуляции, и в способе формирования кода. Наиболее распространены ФВ так называемого *гониометрического* типа. В переводе на русский язык «гониометрический» означает «измеряющий углы».

В общем виде гониометрический ФВ представляет собой систему из n модулирующих элементов τ_j , модулирующих по закону, близкому к гармоническому, систему из n -фазных напряжений — U_j (рис. 162).

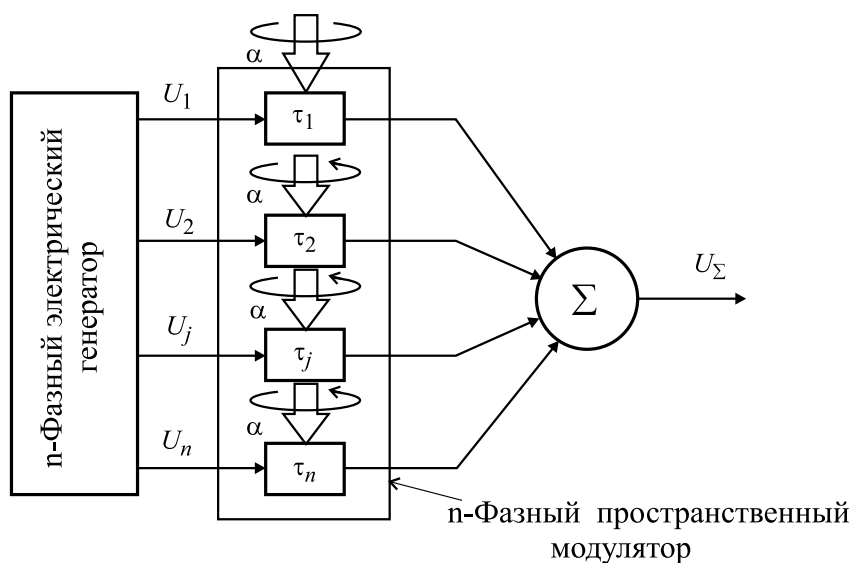


Рис. 162. Структурная схема ФВ гониометрического типа

Система модулирующих элементов построена таким образом, что фазовый сдвиг модуляции двух соседних элементов отличается на $\frac{2\pi}{n}$. Другими словами,

происходит перемножение n -фазных напряжений U_j и n законов модуляции τ_j с последующим суммированием частных произведений.

Полагая, что законы модуляции близки к гармоническим:

$$U_j = U_0 \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{n}(j-1) \right]; \quad (1)$$

$$\tau_j = \left\{ 1 + m \sin \left[\alpha + \frac{2\pi}{n}(j-1) \right] \right\}, \quad (2)$$

и проделав несложные тригонометрические преобразования, получим:

$$U_\Sigma = \sum_{j=1}^n U_j \tau_j = \frac{kn}{2} U_0 \cos(\omega t - \alpha), \quad (3)$$

где k — коэффициент пропорциональности; j — номер фазы ($1 \leq j \leq n$); n — число фаз; m — глубина модуляции (амплитудной); α — угол поворота вала датчика. Таким образом, в результате суммирования получаем напряжение, модуль которого постоянен и фаза завит от угла поворота входного вала. При выполнении операции суммирования следует иметь в виду, что сумма равных по амплитуде векторов, образующих замкнутую систему по фазе от 0 до 2π , равна нулю.

Последние выражения отражают формирование фазового сдвига при идеальных условиях, то есть при гармоническом законе огибающей в функции α и гармонических сигналах с расщепленной фазой. На практике спектральный состав функции модуляции τ_j и фазорасщепленных несущих сигналов U_j достаточно сложен (U_j , например, часто для упрощения придают прямоугольную форму), но условие (1) остается справедливым для первых гармоник в спектре сигналов τ_j и U_j , хотя отклонение от гармонических законов модуляции вызывает дополнительные погрешности.

Модулирующие элементы ФВ могут быть физической природы — сельсины, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ), индуктивные, оптические, емкостные. Несмотря на многообразие ФВ, метод обработки информации во всех преобразователях примерно одинаков. Наибольшее распространение получили индуктивные и фотоэлектрические ФВ гониометрического типа.

12.1.1. Фазовращатель на сельсине

Типичным представителем *индуктивных* ФВ гониометрического типа является сельсин (self-synchronising) электрическая микромашина, обладающая свойствами самосинхронизации. Первоначально сельсины использовались в устройствах

дистанционной передачи угла, но затем их приспособили для кодирования углов поворота. Сельсин — трехфазное электромеханическое устройство (трехфазный модулятор), имеющее три обмотки на статоре и одну на роторе (рис. 163).

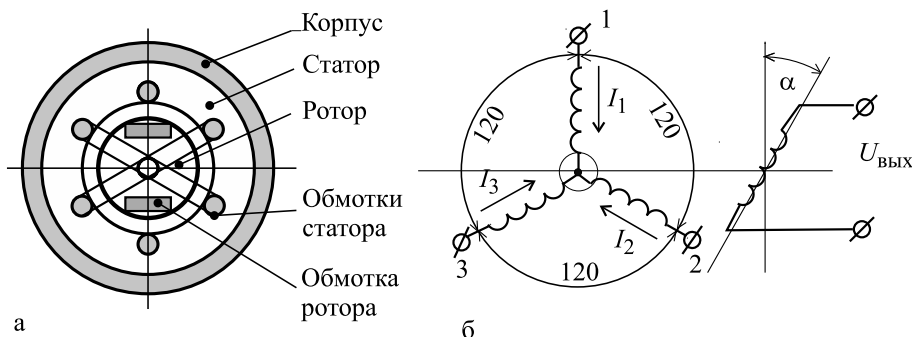


Рис. 163. Сельсин: а — конструкция; б — электрическая схема

Обмотки статора сельсина сдвинуты в пространстве относительно друг друга на угол 120° , подключаются по схеме «звезда» к трехфазной сети и формируют вращающееся электромагнитное поле. В обмотке ротора суммируются ЭДС, наводимые от токов статорных обмоток. Функция модуляции τ_j , в отличие от выражения (2), не содержит постоянной составляющей и описывается выражением

$$\tau_j = \sin \left[\alpha + \frac{2\pi}{3}(j-1) \right].$$

Очевидно, что сельсин отвечает структуре ФВ гониометрического типа и в обмотке ротора в соответствии с уравнением (3) наводится выходное напряжение ФВ, соответствующее однооборотному режиму работы индуктивного модулятора:

$$U_\Sigma = \sum_{j=1}^3 U_j \tau_j = \frac{3k}{2} U_0 \cos((\omega t - \alpha)).$$

12.1.2. Емкостной фазовращатель

Существует ряд конструкций емкостных ФВ. Они могут быть выполнены с плоскими и цилиндрическими роторами. Плоский однооборотный емкостной ФВ можно реализовать с помощью двух *эксцентричных* металлических лимбов радиусами R и R_1 , причем $R = R_1 + e$ (рис. 164а). Лимб статора состоит из трех расположенных под углом 120° пластин, к которым, как и в сельсине, подводится трехфазное напряжение. Эксцентрический ротор вращается вокруг центра O .

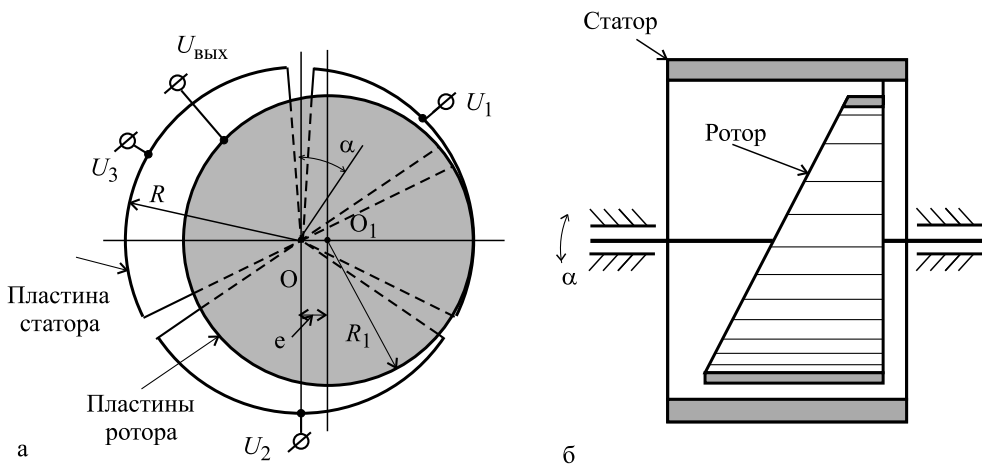


Рис. 164. Модулятор трехфазного емкостного фазовращателя: а — плоский; б — цилиндрический

При вращении пластины ротора вокруг центра O вследствие изменения площади перекрытия пластин $S_1 - S_3$ происходит модуляция емкостной связи между пластинами статора и роторной пластиной по закону, близкому к гармоническому:

$$C_j = C_0 \left\{ 1 + m \sin \left[\alpha + \frac{2\pi}{3} (j-1) \right] \right\},$$

где m — глубина модуляции. Следовательно, сигнал, снимаемый с роторной пластины, будет сигналом ФВ. Для приборов, работающих в условиях вибраций, наиболее целесообразны конструкции с цилиндрическим ротором (рис. 164б). Ротор представляет собой срезанный цилиндр, позволяющий получить синусоидальную функцию модуляции. Емкостной ФВ позволяет получить простую конструкцию с практически безмоментным съемом информации.

12.1.3. Фотоэлектрический однооборотный фазовращатель

Рассмотрим фотоэлектрический аналог сельсина. Модулятор (рис. 165), образованный двумя эксцентричными окружностями радиусами R и R_1 , ограничивает, как и в предыдущем случае, «серповидную» область (на рис. 165 затемнена). Основной особенностью такого модулятора является простота изготовления не только на существующем делительном оборудовании, но и на любом прецизионном поворотном столе путем смещения одной окружности относительно другой на величину эксцентриситета e .

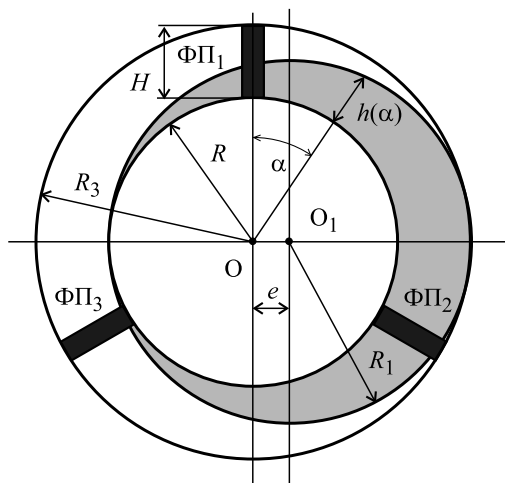


Рис. 165. Модулятор трехфазного фотоэлектрического ФВ

При этом в модуляторе выдерживается соотношение $R_3 = R_1 + e$, где e — эксцентриситет. Воспользуемся уравнением окружности R_1 в полярных координатах:

$$\rho^2 - 2\rho \cos(\alpha - \alpha_0) + e^2 = R_1^2,$$

где ρ — радиус окружности; e — эксцентриситет; α_0 — начальный угол вектора эксцентриситета. Полагая для простоты $\alpha_0 = 0$, получим:

$$\rho = e \cos \alpha + \sqrt{(R_1)^2 - (e \sin \alpha)^2} = e \cos \alpha + R_1 \sqrt{1 - \left(\frac{e}{R_1}\right)^2 \sin^2 \alpha}.$$

Воспользуемся разложением подкоренного выражения вида $\sqrt{1 - K^2}$ в ряд Тейлора. Тогда

$$\rho = e \cos \alpha + R_1 \left[1 + \left(\frac{e \sin \alpha}{2 R_1}\right)^2 - \left(\frac{e \sin \alpha}{8 R_1}\right)^3 + \dots \right].$$

Отбрасывая члены второго порядка малости, при условии, что $e/R_1 \ll 1$, получим:

$$\rho = e \cos \alpha + R_1 \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{e}{R_1}\right)^2 \sin^2 \alpha \right).$$

Следовательно, функция пропускания анализирующей щели 3 с высотой H , установленной на активной дорожке, составит:

$$\tau = \frac{1}{H} \left(R_2 + \frac{e^2}{4 R_1} + e \cos \alpha - \frac{e^2}{4 R_1} \cos 2 \alpha \right).$$

Таким образом, функция пропускания активной дорожки, ограниченной концентричной и эксцентричной окружностями, не является чисто гармонической, а степень отклонения имеет характер второй гармоники и зависит от соотношения $E(e^2/4R_1)$. В свою очередь, величина эксцентриситета определяется как высотой фотоприемника H , так и требуемой глубиной модуляции (при $R_1 - R_2 = 2e = H$ модуляция равна 1). Например, при $H = 1\text{--}2$ мм, $R_1 = 15$ мм и 100% модуляции амплитуда второй гармоники функции пропускания составит 1,5—3% от амплитуды первой гармоники. Таким образом, образующая «серповидной» области $h(\alpha)$ определяется законом, близким к гармоническому:

$$h(\alpha) = e(1 - \cos \alpha).$$

При вращении лимба R_1 вокруг центра O происходит гармоническая модуляция площади фотоприемников ФП1 — ФП3, расположенных под углом 120° друг к другу и имеющих высоту $H = 2e$. Таким образом, может быть сформирована, как и в сельсине, трехфазная система электрических сигналов постоянного тока. Разумеется, увеличивая количество фотоприемников, можно реализовать и многофазный модулятор.

Однако в измерительной технике наибольшее распространение получили индуктивные ФВ на вращающихся трансформаторах.

12.2. Фазовращатели на вращающихся трансформаторах

Вращающимся трансформатором (ВТ), или *синусно-косинусным ВТ* (СКВТ), или *резольвером* (resolver) называется индуктивная двухфазная электромеханическая микромашина, содержащая в общем случае по две квадратурные обмотки на статоре и роторе (рис. 166). ФВ на ВТ является частным случаем ФВ гониометрического типа.

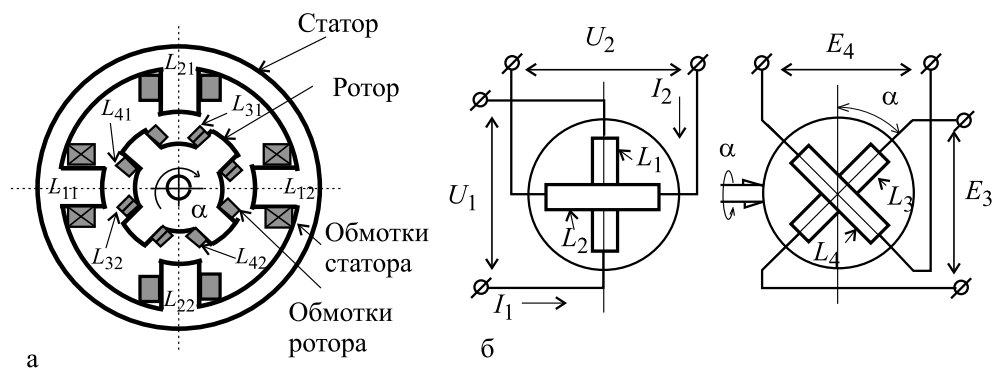


Рис. 166. ВТ: а — конструкция; б — схема включения в режиме вращающегося поля

В многочисленных схемах построения ФВ на ВТ (или на СКВТ) используются два основных принципа:

- а) создание потока возбуждения в виде вращающегося кругового магнитного поля;
- б) создание потока возбуждения в виде пульсирующего поля.

Первые из них получили название ФВ с *вращающимся* полем, а вторые — ФВ с *пульсирующим* полем.

12.2.1. Схема фазовращателя на вращающемся трансформаторе в режиме вращающегося поля

В режиме вращающегося поля (см. рис. 166б) статорные катушки ВТ L_1 , L_2 запитываются двухфазными квадратурными токами:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_0 \sin \omega t \\ I_2 &= I_0 \cos \omega t \end{aligned} \right\},$$

создающими вращающееся магнитное поле. Токи, протекающие по катушкам статора, создают магнитные поля, пересекающие витки роторной катушки. ЭДС, индуцируемая в роторной обмотке L_3 , равна сумме ЭДС от двух статорных обмоток:

$$U_3 = M_{1,3} \frac{dI_1}{dt} + M_{2,3} \frac{dI_2}{dt},$$

где $M_{1,3}$, $M_{2,3}$ — коэффициенты взаимной индукции между обмотками, которые пропорциональны площадям потокоцепления между обмотками и составляют

$$\left. \begin{aligned} M_{1,3} &= M_0 \cos \alpha \\ M_{2,3} &= M_0 \sin \alpha \end{aligned} \right\}.$$

Таким образом, получим

$$U_3 = \omega M_0 I_0 (\cos \alpha \cdot \cos \omega t - \sin \alpha \cdot \sin \omega t)$$

или

$$U_3 = \omega M_0 I_0 \cos(\omega t + \alpha).$$

Из последнего выражения следует, что при изменении угла поворота α роторной катушки соответственно изменяется электрическая фаза ЭДС в пределах $0-360^\circ$, а амплитуда ЭДС постоянна и не зависит от угла поворота. Аналогично для обмотки L_4

$$U_4 = \omega M_0 I_0 \sin(\omega t + \alpha).$$

Следует также отметить, что вращающиеся трансформаторы в режиме питания вращающим полем имеют низкоомное выходное сопротивление. Токосъем сигналов с подвижных обмоток ВТ осуществляется или с помощью контактных

колец и щеток, или, при бесконтактном способе, с помощью кольцевого трансформатора. Таким образом, двухполюсный ВТ является однооборотным ФВ.

Основным источником погрешности такого ФВ является неортогональность и неравенство амплитуд токов питания, т.е. погрешность квадратурного питания. Кроме того, на погрешность ФВ влияют неортогональность обмоток и отличие функций модуляции от гармонического закона.

Если ε — относительное отклонение питающих напряжений от квадратуры, α — угол поворота ротора СКВТ, то ошибка по фазе от неортогональности питающих напряжений приближенно может быть определена как

$$\operatorname{tg}(\Delta\alpha_\varepsilon) \approx \varepsilon \cdot \sin^2 \alpha.$$

С учетом малости этой функции $(\Delta\alpha_\varepsilon) \approx \varepsilon \cdot \sin^2 \alpha$ и, следовательно, максимальная погрешность ФВ равна отклонению от квадратуры питающих напряжений. График погрешности приведен на рис. 167.

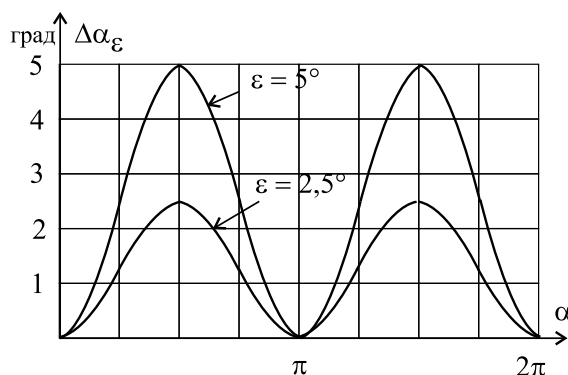


Рис. 167. Погрешность ВТ от неортогональности питающих токов

Относительное неравенство амплитуд питающих токов δ приводит к погрешности по фазе $\operatorname{tg}(\Delta\alpha_\delta) \approx -\frac{\delta}{2} \sin 2\alpha$. Эта погрешность знакопеременна с периодом π , и ее график имеет вид, как показано на рис. 168.

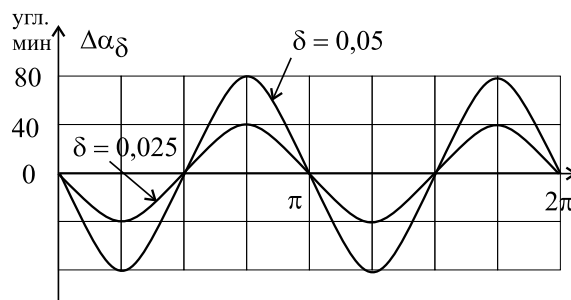


Рис. 168. Погрешность ВТ от неравенства амплитуд питающих токов

Степень влияния от погрешностей квадратурного питания можно уменьшить, если суммировать сигналы с роторных обмоток. Причем в этом случае $\Delta\alpha_\delta$ приводится к величинам второго порядка малости, а $\Delta\alpha_\varepsilon$ уменьшается вдвое и, самое главное, $\Delta\alpha_\varepsilon$ с точностью до величин второго порядка малости не зависит от угла α . Это равносильно уходу нуля и может быть в значительной степени скомпенсировано.

Существенно уменьшить влияние ошибок от неортогональности ε и от относительного неравенства модулей векторов питающих напряжений δ можно, применив так называемый *фильтр обратной последовательности* (ФОП), который является обобщением различных методов компенсации погрешностей.

Суть метода с применением ФОП состоит в следующем. Анализ погрешностей электрических машин при использовании вращающегося магнитного поля удобно производить методом симметричных составляющих, разбивающим замкнутую искаженную систему векторов на ряд идеальных систем, параметры которых зависят от степени отклонения исходной системы от идеальной. Определив характеристики новых систем, можно рассматривать их влияние на электрическую машину отдельно, используя метод наложения.

Согласно методу симметричных составляющих два вектора $\dot{A}_1$ и $\dot{B}$, в общем случае неравные и неортогональные, можно заменить двумя системами равных по модулю и ортогональных векторов $\dot{A}_1, \dot{B}_1$ и $\dot{A}_2, \dot{B}_2$ (рис. 169).

Для этого должны быть выдержаны следующие соотношения:

$$\dot{B}_1 = j\dot{A}_1, \dot{B}_2 = -j\dot{A}_2,$$

$$\dot{B} = \dot{B}_1 + \dot{B}_2 = j(\dot{A}_1 - \dot{A}_2),$$

$$\dot{A} = \dot{A}_1 + \dot{A}_2.$$

Из этих соотношений определяем зависимости векторов новой системы от векторов исходной:

$$\dot{A}_1 = \frac{\dot{A} - j\dot{B}}{2}, \quad \dot{A}_2 = \frac{\dot{A} + j\dot{B}}{2};$$

$$\dot{B}_1 = \frac{\dot{B} + j\dot{A}}{2}, \quad \dot{B}_2 = \frac{\dot{B} - j\dot{A}}{2}.$$

Используем разложение системы векторов по методу симметричных составляющих для составления векторной диаграммы на рис. 169.

Обратим внимание на то, что система с индексом 1 имеет следование фаз такое же, как и исходная, а с индексом 2 — обратное. С помощью этого метода можно провести анализ работы ФВ на ВТ с квадратурным питанием.

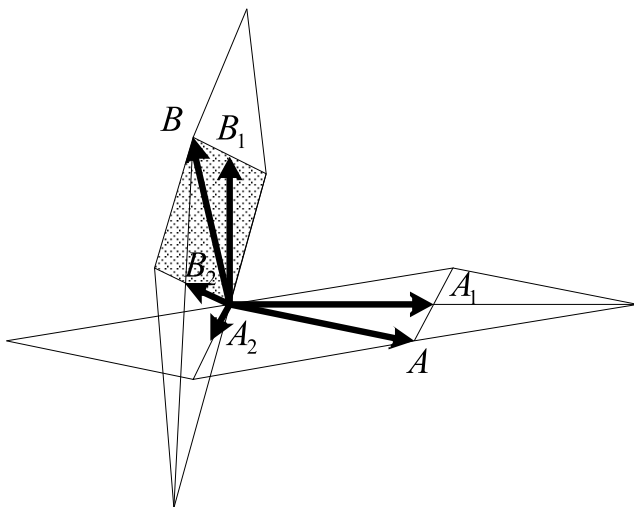


Рис. 169. Разложение системы векторов по методу симметричных составляющих

Идеальный выходной сигнал ФВ представим как вырабатываемый системой с прямой последовательностью. Система с обратной последовательностью возбуждает на выходе ФВ сигнал, обуславливающий погрешность. Сумма от выходных сигналов обеих систем дает реальный сигнал от исходной системы векторов.

Действие системы обратной последовательности можно в значительной степени компенсировать при использовании ФОП, который состоит из фазосдвигающей цепи, сдвигающей выходное напряжение одной из обмоток ВТ на $\pi/2$. Схема ФВ на ВТ с ФОП представлена на рис. 170.

В выходном сигнале сумматора отсутствуют составляющие от системы обратной последовательности, так как обратные последовательности сигналов E_3 и E_4 компенсируют друг друга.

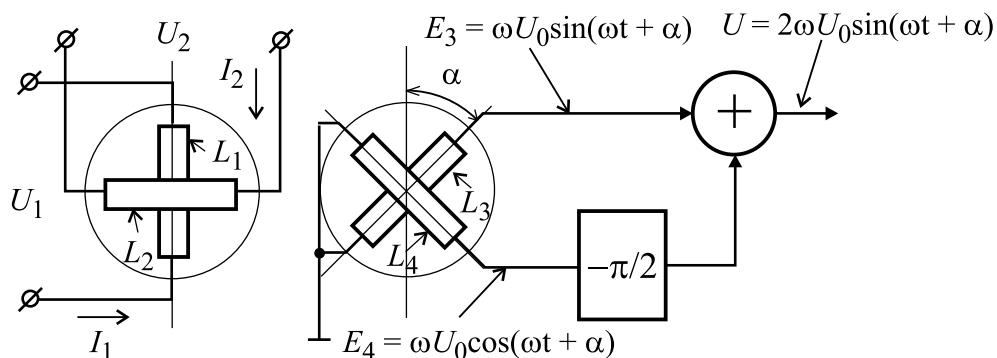


Рис. 170. ФВ на СКВТ с ФОП

При применении ФОП устраняется и значительная часть погрешностей самого ВТ — неидеальность магнитной системы, несинусоидальность коэффициента взаимной индукции и т.п. Точность увеличивается от 2 до 10 раз.

12.2.2. Схема фазовращателя на вращающемся трансформаторе в режиме пульсирующего поля

Основное достоинство этой схемы заключается в том, что для ее питания достаточно однофазной сети переменного тока. При этом используется свойство обратимости электрических машин, для которых безразлично, в какой цепи, роторной или статорной, осуществлять квадратурный сдвиг питающего напряжения. Схема ФВ в режиме пульсирующего поля приведена на рис. 171. На одну из статорных обмоток (L_1) подается напряжение питания $U_1 = U_0 \sin \omega t$ и формируется ток:

$$I_1 = I_0 \sin \omega t.$$

Вторая обмотка статора (L_2) закорачивается, и в силу ее квадратурности по отношению к L_1 она не оказывает влияния на формирование пульсирующего поля статора.

При гармонических функциях модуляции $M_{12} = M_0 \cos \alpha$, $M_{13} = M_0 \sin \alpha$ напряжения на вторичных обмотках в режиме ХХ (режим ХХ обеспечивается повторителями на D1, D2) составят:

$$E_3 = M_{1,2} \frac{dI_1}{dt} = \omega M_0 I_0 \cos \omega t \cdot \cos \alpha = E \cos \omega t \cos \alpha,$$

$$E_4 = M_{1,3} \frac{dI_1}{dt} = \omega M_0 I_0 \cos \omega t \cdot \sin \alpha = E \cos \omega t \sin \alpha,$$

то есть питающее напряжение частоты ω будет промодулировано по амплитуде по синусному и косинусному закону. Для обеспечения режима фазовращателя необходимо осуществить сдвиг этих напряжений на 90° относительно друг друга и сложить. В простейшем случае это можно реализовать на суммирующих RC-цепочках и на сумматорах D3, D4 (см. рис. 171). Если на несущей частоте выполняется равенство активного R и реактивного X_C сопротивления $R = X_C = 1/\omega C$, то

$$U_3 = U_0 \sin(\omega t + \alpha),$$

$$U_4 = U_0 \sin(\omega t - \alpha).$$

При выполнении условий симметрирования видно, что амплитуда выходных напряжений не изменяется, а их фаза равна углу поворота ротора относительно статора, но с разными знаками. Последнее обстоятельство позволяет удвоить чувствительность ФВ и компенсировать некоторые погрешности ВТ.

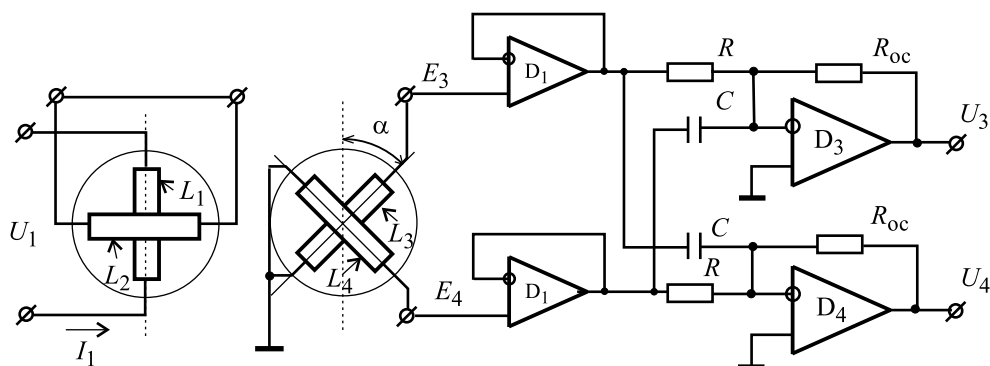


Рис. 171. Схема включения ФВ на ВТ в режиме пульсирующего поля

Сравнительный анализ питания ФВ круговым полем и пульсирующим полем показывает, что более высокую точность дает круговое поле (нет динамических ошибок, временного и температурного ухода RC -цепочек и т.д.), однако, при этом требуется прецизионный источник ортогонального питания.

Амплитуда выходного ВТ сигнала составляет десятки вольт при токе запитки не более 0,5 А (коэффициент трансформации 0,5). Существующие промышленные ВТ (например, ВТ-5) обеспечивают точность в режиме ФВ до 1 угл. мин, что соответствует 13–14 двоичным разрядам. В Приложении 2.5 приводятся некоторые данные по техническим характеристикам промышленных ВТ.

12.3. Формирование кода на выходе фазовращателя

Существует множество методов преобразования электрической фазы в код, которые отличаются точностью, быстродействием, аппаратными затратами и т.д. Все методы преобразования «фаза-код» можно условно разделить на *прямые* и *следающие (компенсационные)*. В прямых методах измеряется мгновенное значение фазы один раз за период несущей частоты, то есть они характеризуются циклом преобразования. Следающие (компенсационные) методы характеризуются наличием цепей обратной связи и выдают информацию непрерывно.

12.3.1. Прямые методы преобразования «фаза-код»

Счетно-импульсный способ

Наиболее распространенным прямым способом преобразования «фаза-код» является *счетно-импульсный способ*, когда временной интервал, пропорциональный фазовому сдвигу, заполняется счетными импульсами, количество

которых подсчитывается счетчиком. На рис. 172 показана схема формирования цифрового кода на выходе ФВ счетно-импульсным способом.

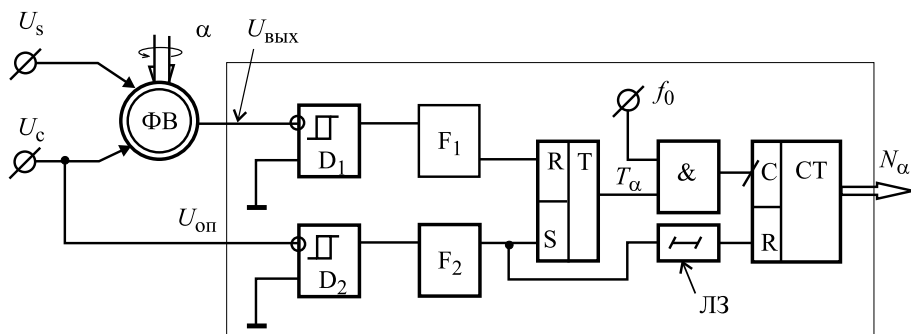


Рис. 172. Схема преобразования фазы в код счетно-импульсным методом

Классическая схема преобразования «фаза-код» счетно-импульсным методом (рис. 172) содержит два канала: информационный и опорный, каждый из которых включает компаратор D и формирователь коротких импульсов F . Напряжение $U_{\text{вых}}$, снимаемое с выхода ФВ гониометрического типа (например, СКВТ), сдвинуто по фазе относительно опорного напряжения $U_{\text{оп}} = U_c$ на величину, пропорциональную измеряемому перемещению α (рис. 173).

Моменты перехода синусоидальных напряжений $U_{\text{вых}} = kU_0 \sin(\omega t + \alpha)$ и $U_c = U_0 \cos \omega t$ через нуль фиксируются соответственно компараторами (нуль-органами) $D1$ и $D2$, формирующими по передним фронтам с помощью формирователей $F1$ и $F2$ импульсы старт-стоп (S — start и R — reset) для установки и

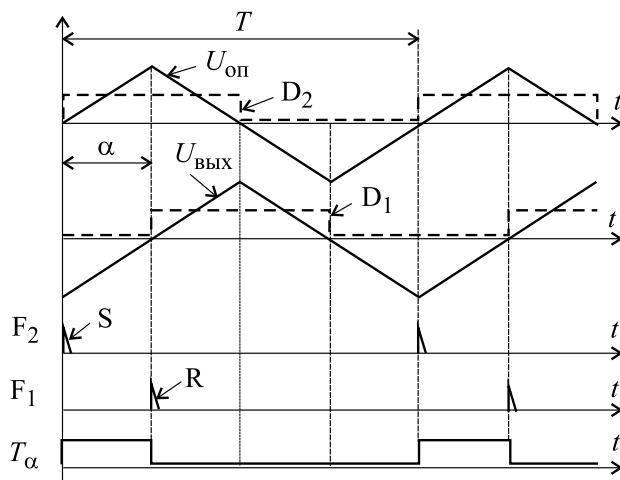


Рис. 173. Эпюры сигналов преобразования фазы в код однополупериодным счетно-импульсным методом

сброса RST-триггера. Таким образом, на выходе RST-триггера один раз за период несущей частоты выделяется временной интервал с длительностью

$$T_{\alpha} = \frac{T \cdot \alpha}{2\pi} = \frac{\alpha}{2\pi F},$$

где $F = \omega / 2\pi$ — несущая частота; $T = 1/F$ — период несущей частоты.

Этот временной интервал преобразуется в код путем подсчета импульсов стабильной частоты f_0 в счетчике СТ. Код в счетчике составит

$$N = \frac{f_0}{2\pi F} \alpha \quad (1)$$

и будет пропорционален углу поворота. Считается, что счетчик СТ обнулен перед измерением импульсом F2 через линию задержки (ЛЗ). Следовательно, в процессе преобразования фазы электрического сигнала в код имеет место еще одно промежуточное преобразование фазы во временной интервал T_{α} . По этой причине подобные АЦПП в литературе часто называют «фаза — временной интервал — код» или «фаза — параметр — код». Нетрудно заметить, что приведенная схема соответствует схеме обычного частотомера.

Рассмотренная схема преобразования соответствует так называемой *однополупериодной* триггерной схеме преобразования «фаза-код» и ее разрешающая способность Δt_{α} ограничивается быстродействием компараторов и инструментальными шумами электронных схем (неопределенностью срабатывания компараторов, дрейфом усилителей и компараторов, нестабильностью частот и амплитуд запитывающих сигналов ФВ, флуктуациями по цепям питания, наводками и тому подобными случайными процессами). Если быстродействие компаратора характеризуется задержкой срабатывания T_3 , а частота питающих напряжений величиной F , то относительная разрешающая способность составит $\delta(t)_3 = T_3 F$. Например, при типичных значениях $T_3 \leq 10$ нс, $F = 1$ кГц разрешение составит не менее $\delta(t)_3 = 10 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3 = 10^{-5} = 0,001\%$.

В общем случае разрешающая способность по изменению порога срабатывания компаратора Δt_{α} , например за счет дрейфа, может быть найдена из уравнения

$$U_{\pi} = U_0 \sin(\omega t_{\alpha} + \alpha),$$

где U_{π} — пороговое напряжение компаратора; ω, U_0 — частота и амплитуда сигнала на входе компаратора; t_{α} — момент срабатывания компаратора. Тогда

$$t_{\alpha} = \frac{1}{\omega} \left[\arcsin \left(\frac{U_{\pi}}{U_0} \right) - \alpha \right];$$

$$\Delta t_{\alpha} = \frac{\partial t_{\alpha}}{\partial U_{\pi}} \Delta U_{\pi} = \left[\frac{1}{\omega U_0 \sqrt{1 - (U_{\pi}/U_0)^2}} \right] \cdot \Delta U_{\pi}.$$

При $U_{\Pi} = 0$ последнее выражение упрощается:

$$\Delta t_{\alpha} = \frac{1}{\omega U_0} \Delta U_{\Pi} = \frac{1}{2\pi F U_0} \Delta U_{\Pi},$$

и разрешение составит $\delta(t)_{\Pi} = \Delta t_{\alpha} F$. Например, при типичных значениях $U_0 = 5 \text{ В}$, $F = 1 \text{ кГц}$, $\Delta U_{\Pi} = 2 \text{ мВ}$ разрешение составит не менее $\delta(t)_{\Pi} = 2 \cdot 10^{-3} / (2\pi \cdot 5) \approx 0,007\%$. Рассмотренные примеры показывают, что разрешающая способность преобразования «фаза-код» на один-два порядка превосходит точность самих ФВ и может, в большинстве случаев, не учитываться. Кроме того, на точность определения фазы влияют помехи во входном сигнале.

Недостатком однополупериодной схемы является зависимость результата от наличия в сигналах ФВ постоянной составляющей и четных гармоник. В *двухполупериодной* триггерной схеме (рис. 174а) импульсы F_1 и F_2 вырабатываются как при положительном (F_{1+} , F_{2+}), так и при отрицательном (F_{1-} , F_{2-}) нуль-переходах.

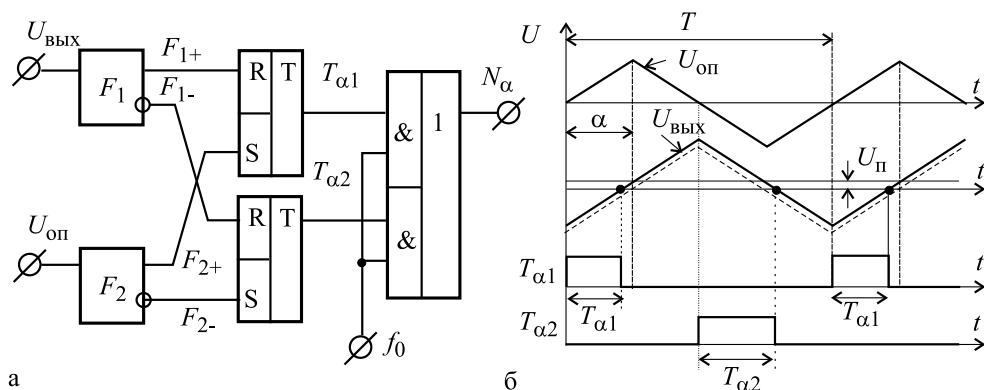


Рис. 174. Схема (а) и эпюры (б) сигналов преобразования фазы в код двухполупериодным счетно-импульсным методом

На выходе RST-триггеров формируются два импульса $T_{\alpha 1}$ и $T_{\alpha 2}$, которые в дальнейшем суммируются. Среднее значение составит

$$T_{\alpha} = 0,5(T_{\alpha 1} + T_{\alpha 2}).$$

Таким образом, при наличии в сигнале постоянной составляющей U_{Π} (рис. 174б) или четных гармоник длительность одного импульса уменьшается, другого увеличивается на эту же величину, а среднее значение остается постоянным. Недостатком схемы является наличие так называемых «мертвых» зон вблизи точки $0-360^{\circ}$ из-за конечной разрешающей способности триггера.

Точность преобразования «фаза-код», как следует из выражения (1), зависит от стабильности отношения f_0/F . Кроме того, в результате преобразования дважды входит погрешность установки и сброса триггера, поскольку запуск и остановка RST-триггера осуществляется асинхронно с неопределенностью $\Delta t = 1/f_0$. Для уменьшения этих погрешностей используются синхронные методы, к которым относится так называемый метод «бегущей стробирующей метки».

Прямое преобразование по методу «бегущей стробирующей метки»

В этом методе (рис. 175а) синхронизация частот осуществляется с помощью непрерывно работающего счетчика (СТ), который подключен к RG результата и фазорасщепительному блоку (ФР). ФР — фильтрацией меандров старших разрядов счетчика (рис. 175б) формирует гармонические квадратурные сигналы запитки U_s и U_c частотой $F = f_0/2^n$, которые строго синхронизированы с f_0 .

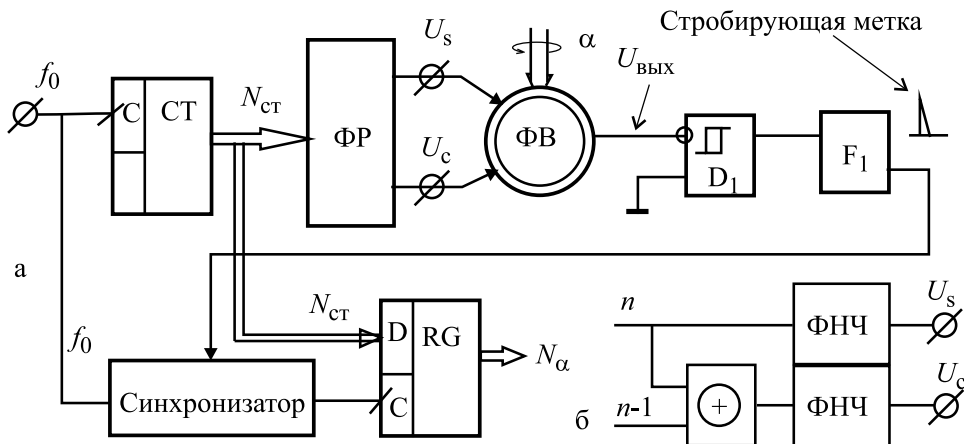


Рис. 175. Схема преобразования фазы в код по методу «бегущей стробирующей метки» (а) и схема формирования квадратурных напряжений (б)

Компаратор D1 и формирователь F_1 фиксируют момент перехода через нуль напряжения $U_{вых}$ и вырабатывают прямоугольный импульс (стробирующую метку), который затем синхронизируется частотой f_0 и тем самым синхронизирует момент записи кода в RG результата. Это позволяет избежать неопределенности считывания. Тогда

$$N_{\alpha} = \frac{f_0}{2\pi F} \alpha = \frac{2^n}{2\pi} \alpha,$$

и результат преобразования не будет зависеть от соотношения f_0/F . Эпюры сигналов приведены на рис. 176.

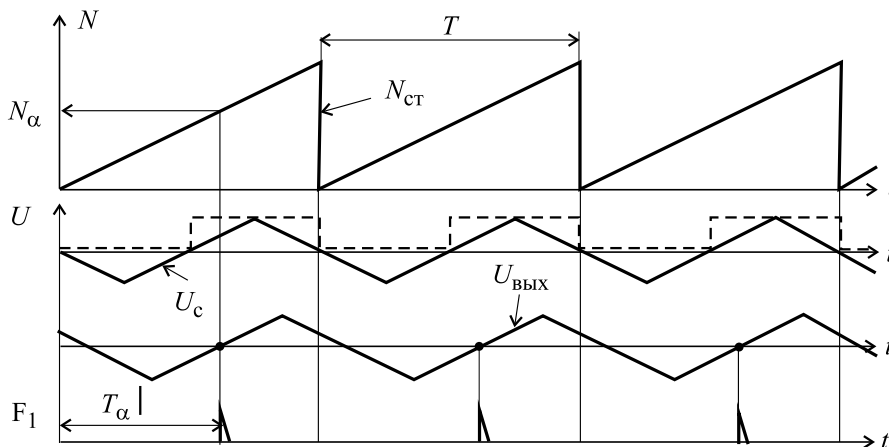


Рис. 176. Эпюры сигналов при преобразовании фазы в код по методу «бегущей стробирующей метки»

В целом прямые методы измерения фазы отличаются простотой, но низкой помехозащищенностью.

12.3.2. Следящие методы формирования кода фазовращателей

В интерполяторах с прямым измерением фазы дисперсия оценки фазы ФВ в общем случае определяется соотношением сигнал/шум. Для ее минимизации необходима узкополосная фильтрация выходного сигнала ФВ, которая снижает быстродействие. Для расширения динамики можно применять фазометрические следящие системы (ФСС) на переменном или постоянном токе.

Наиболее просто реализуются квазиоптимальные цифровые следящие системы на базе систем с *фазовой автоподстройкой частоты* (ФАПЧ). Термин «следящий» характеризует построение отсчетной части в виде цифровой замкнутой системы. В следящих РИ с полным алгоритмом наиболее часто непрерывно обрабатывается уравнение $\sin(\theta - \alpha) = 0$.

Схема ФСС имеет вид, представленный на рис. 177. Генератор импульсов (ГИ), делитель частоты, фазорасщепитель и ФВ работают, как в обычной схеме ФВ гониометрического типа, и формируют сигнал $U \sin(\omega t + \alpha)$.

Код реверсивного счетчика N_θ сравнивается с периодически изменяющимся кодом делителя частоты $N_{дч}$. Сумматор, который является цифровой схемой сравнения, формирует сигнал (меандр) $U \sin(\omega t + \theta)$, фаза которого по отношению к опорной частоте задержана на величину, пропорциональную коду реверсивного счетчика. Этот меандр коммутирует фазочувствительный выпрямитель (ФЧВ), на выходе которого

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx \sin(\omega t + \alpha) \cdot \sin(\omega t + \theta) \approx \sin(\alpha - \theta) + \sin(2\omega t + \alpha + \theta). \quad (1)$$

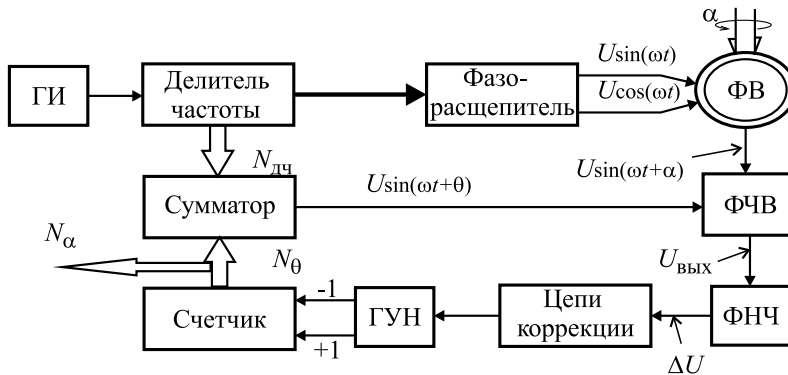


Рис. 177. Следящий АЦПУ на ФВ

Следовательно, на выходе ФНЧ, как следует из выражения (1), будет низкочастотное напряжение рассогласования постоянного тока, пропорциональное синусу угла рассогласования напряжения ФВ и сумматора:

$$\Delta U \approx \sin(\alpha - \theta).$$

Это напряжение подается на ГУН через аналоговые элементы цепи обратной связи (цепи коррекции), служащие для повышения астатизма и устойчивости следящей системы. Частота генерируемых ГУН импульсов пропорциональна входному напряжению ΔU , а тот, в свою очередь, за счет общей отрицательной связи (ОС) так изменяет код реверсивного счетчика, чтобы свести разность θ и α к нулю. В этом случае $N_\theta = N_\alpha$.

Динамические параметры ФСС определяются параметрами цифро-аналогового следящего контура, в частности параметрами цепи коррекции. Если в цепь коррекции входит интегратор, то это повышает порядок астатизма. Расчет параметров ФСС ведется методами теории автоматического управления.

При работе ФСС можно выделить режим захвата и режим удержания. Режим захвата определяет устойчивость в целом и характеризуется временем вхождения в синхронизм. Режим слежения определяет точность работы ФСС с малыми ошибками (так называемая *устойчивость в малом*). Первый режим характеризуется полосой захвата, второй — полосой удержания, которая всегда больше полосы захвата.

Как известно из теории следящих систем, полоса пропускания следящей системы на переменном токе с частотой f_0 должна удовлетворять условию $\Delta f \leq 0,15 f_0$ (в противном случае в ФСС могут возникнуть низкочастотные колебания, так называемые *периодические решения*). Так как $\Delta f = 2^n \Omega$, где Ω — угловая скорость (об/с), то

$$\Omega \leq \frac{0,15 f_0}{2^n}.$$

Например, при $n = 10$, $f_0 = 1$ кГц допустимая угловая скорость составит $\Omega \leq 0,15$ об/с. Наиболее действенным и стандартным приемом обеспечения устойчивости в целом и уменьшения времени вхождения в синхронизм является понижение порядка астатизма. Для этого в ФСС вводится дополнительный пороговый элемент (на рис. 177 не показан), который сравнивает сигнал рассогласования ФСС с «уставкой» и понижает порядок астатизма.

Преимущества ФСС (малые динамические погрешности, хорошее подавление квадратурных и внешних помех, монотонность передаточной характеристики и др.) делают их незаменимыми в прецизионных системах.

В частности, повышение помехоустойчивости объясняется использованием в ФСС на переменном токе синхронного детектирования, при котором полезный сигнал преобразуется в сигнал постоянного тока, а помехи — в сигнал переменного тока, который сравнительно просто отфильтровывается ФНЧ (то есть расстройка ФНЧ не вносит дополнительных фазовых сдвигов в области низких частот при любой частоте среза ФНЧ). Таким образом, в ФСС значительно ослабляются требования к соотношению сигнал/шум во входном сигнале, который для преобразователей «угол-параметр-код», как известно, определяется выражением $U_c/U_{\text{ш}} \geq 1/(\text{tg}(2\pi/2^n))$, где n — разрядность интерполятора.

В заключение отметим, что принципиальная возможность одновременного с кодом угла формирования сигнала скорости (и ускорения) существенно расширяет области применения ФСС в системах управления. В частности, сигнал скорости имеет высокую крутизну и малые пульсации при низких частотах вращения, что повышает характеристики приводов.

Достоинством преобразователей следящего типа являются высокие динамические показатели, так как ГУН может генерировать с частотой до 0,1 МГц, что дает возможность даже для преобразователей с разрешающей способностью в $n = 12$ разрядов иметь потенциальную скорость вращения до ≈ 25 об/с, что является очень большой величиной. Возможно также применение фильтра обратной последовательности (ФОП) для повышения точности преобразования (см. раздел 12.2).

Недостатком следящих АЦПП является невозможность работы в многоканальном режиме.

12.3.3. Компенсационные методы формирования кода ФВ

Компенсационные преобразователи «фаза-код» (ПФК) характеризуются наличием ОС, в которую включаются компенсационный ФВ и схема управления. Такая схема позволяет непрерывно отслеживать текущее значение фазы измерительного ФВ и существенно уменьшить погрешность квантования во време-

ни, а в ряде случаев и инструментальную погрешность. Компенсационный АЦПП может быть выполнен электромеханическим и электронным способами.

Электромеханическая компенсационная схема

Помимо измерительного ($\Phi В_{и}$) и компенсационного ($\Phi В_{к}$) ФВ схема на рис. 178 содержит фазовый детектор (ФД), ГУН, контроллер и исполнительный двигатель. При малых рассогласованиях между фазовращателями $\Delta U \sim (\alpha - \varphi)$. Если контроллер с исполнительным двигателем обеспечивает линейное преобразование $\varphi \sim N_{\varphi}$, то

$$\alpha = \varphi \sim N_{\varphi} = N_{\alpha}.$$

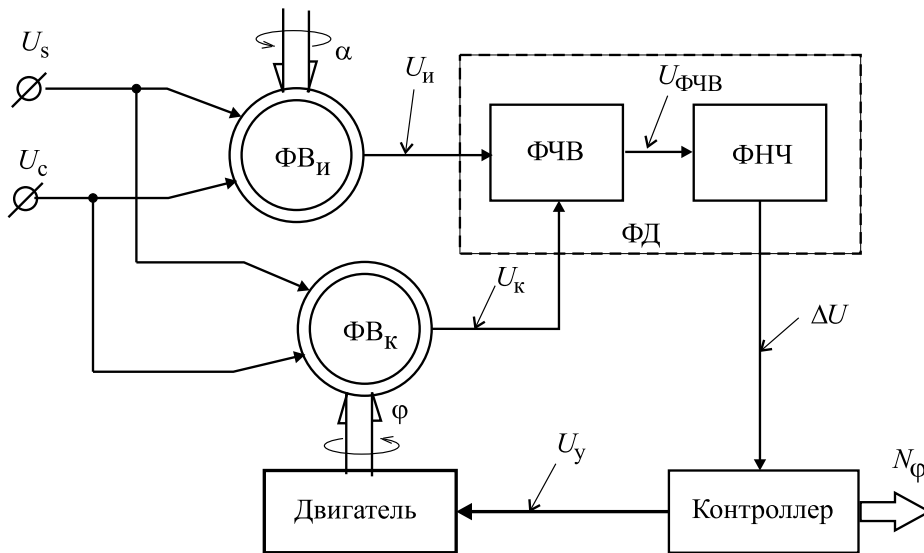


Рис. 178. Электромеханический компенсационный ПФК

Так как следящая система стремится свести ΔU к нулю, то $\alpha = \varphi$ и, следовательно, $\Phi В_{к}$ повернется на тот же угол, что и $\Phi В_{и}$. Схема контроллера определяется типом исполнительного устройства (двигатель постоянного или переменного тока, моментный двигатель, шаговый двигатель и т. д.).

Структурная схема компенсационного АЦПУ представлена на рис. 179, а передаточная функция запишется как

$$W(p) = F_{и}(p) \frac{K(p)}{1 + K(p) \cdot F_{к}(p)},$$

где $F_{и}(p)$, $F_{к}(p)$ — передаточные функции ФВ; $K(p)$ — передаточная функция контроллера и двигателя; $p = j\omega$ — оператор интегрирования.

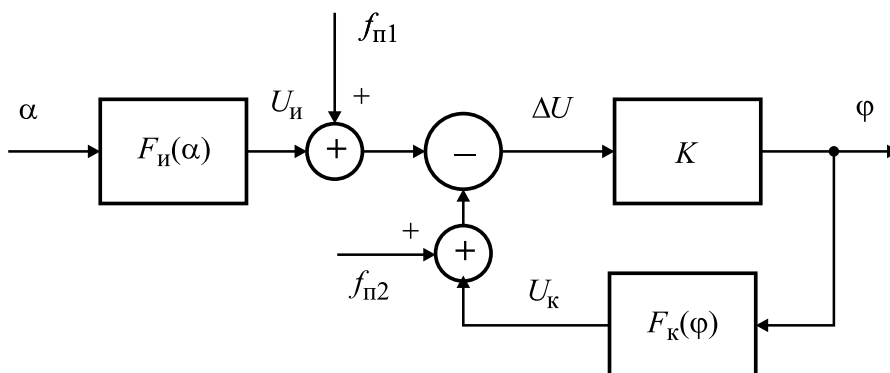


Рис. 179. Структурная схема электромеханического компенсационного преобразователя «фаза-код»

Если в рабочей области частот петлевое усиление $K(p) \cdot F_k(p) \gg 1$ и $\Phi B_{\text{и}}$ и $\Phi B_{\text{к}}$ идентичны ($F_{\text{и}}(p) = F_{\text{к}}(p)$), то в этом случае $W(p) \equiv 1$ и погрешности $\Phi B_{\text{и}}$ не будут влиять на результат преобразования. Кроме того, поскольку цепи проникновения помех и их величины у идентичных ΦB , как правило, одинаковы ($f_{\text{п1}} = f_{\text{п2}}$), то помехи также будут подавлены.

Таким образом, преобразователи, имеющие в своем составе компенсационный электромеханический $\Phi B_{\text{к}}$, потенциально обеспечивают высокую точность и помехозащищенность. Однако такие преобразователи более громоздкие, чем рассмотренные выше электронные следящие преобразователи, и обладают меньшей полосой пропускания. В основном они используются для построения точных *синхронно следящих систем*.

Несомненными достоинствами обладают АЦПП компенсационного типа со *статическими* электронными ΦB , управляемыми цифровым кодом. По существу, такие фазовращатели являются преобразователями кода в фазовый сдвиг. Поскольку фазовый сдвиг периодического сигнала является временной задержкой, отнесенной к периоду сигнала, то наиболее простой путь построения кода в фазовый сдвиг — использование счетчика импульсов.

Электронная компенсационная схема

Схема компенсационного интерполятора для обработки сигналов с индуктивных датчиков типа СКВТ представлена на рис. 180. В схеме предусматривается использование *умножающих* функциональных ЦАП (ФЦАП), состоящих из линейного ЦАП и функционального ПЗУ. С обмоток ВТ поступают на ЦАП квадратурные опорные напряжения:

$$U_s = U \sin(\omega t) \sin \alpha,$$

$$U_c = U \sin(\omega t) \cos \alpha.$$

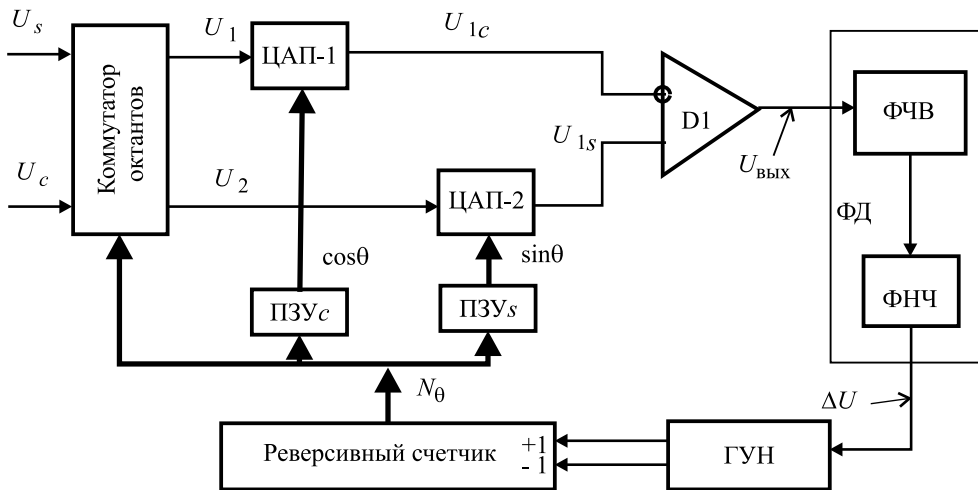


Рис. 180. Схема электронного компенсационного АЦПП

ФЦАП-1 производит умножение входного напряжения на $\cos \theta$ кода, находящегося в реверсивном счетчике, а ФЦАП-2 на $\sin \theta$.

В результате с ЦАП выходят напряжения, равные

$$U_{1c} = U \sin(\omega t) \cdot \sin \alpha \cdot \cos \theta,$$

$$U_{2s} = U \sin(\omega t) \cdot \cos \alpha \cdot \sin \theta.$$

Эти напряжения поступают на дифференциальный усилитель D1, который вырабатывает их разность:

$$U_{\text{вых}} = U \sin(\omega t)(\sin \alpha \cos \theta - \cos \alpha \sin \theta) \sim U \sin(\omega t) \sin(\alpha - \theta).$$

ФЧВ формирует совместно с фильтром низкой частоты (ФНЧ) напряжение управления ΔU постоянного тока $\Delta U \sim \sin(\alpha - \theta)$, которое при малых рассогласованиях

$$\Delta U \sim (\alpha - \theta).$$

Постоянное напряжение поступает на ГУН, который посылает импульсы в реверсивный счетчик таким образом, чтобы свести рассогласование к нулю. При $\Delta U = 0$ имеем $\alpha = \theta$, то есть в реверсивном счетчике отрабатывается код, эквивалентный углу поворота вала датчика.

Для правильной работы следящей системы необходимо производить переключение полярности входных сигналов (переключение квадрантов). Схема переключения квадрантов на знакоинверторах представлена на рис. 181.

Временная диаграмма работы компенсационного интерполятора с переключением квадрантов представлена на рис. 182.

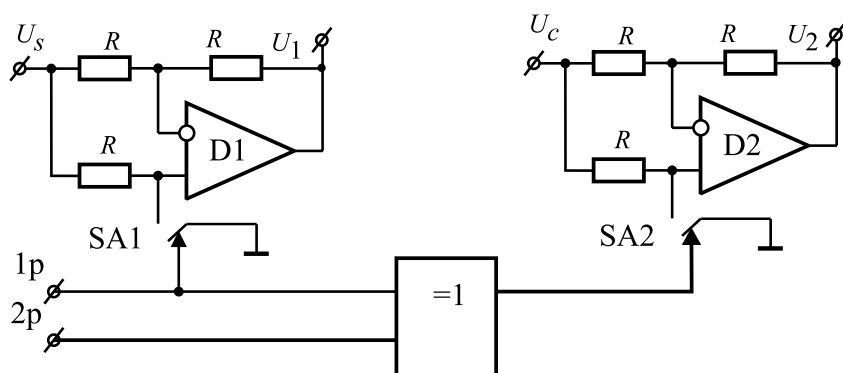


Рис. 181. Переключатель квадрантов на знакоинверторах

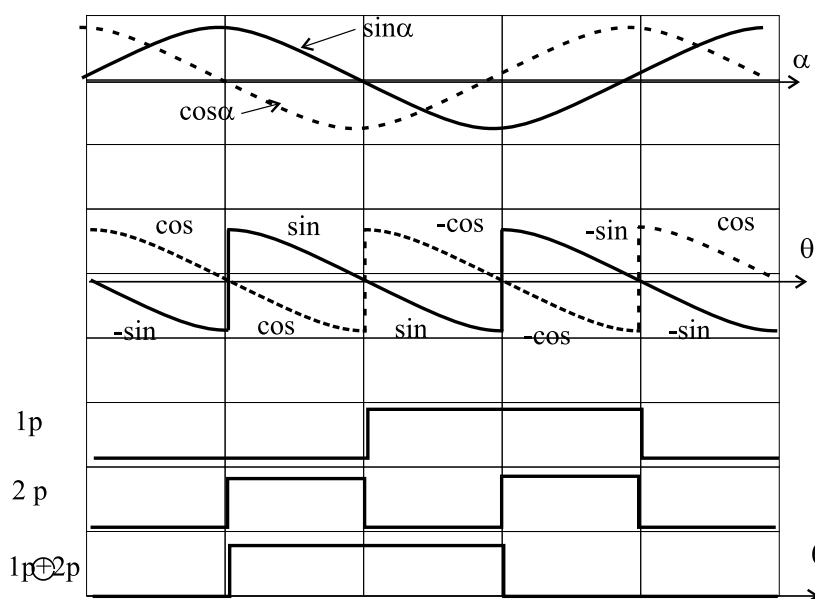


Рис. 182. Временная диаграмма работы компенсационного АЦПП с переключением квадрантов

В остальном работа компенсационного электронного АЦПУ подобна работе следящих АЦПП. Погрешность такого АЦПУ в основном определяется погрешностью ВТ и ФЦАП. Основной недостаток компенсационного АЦПУ состоит в том, что ВТ не охвачен цепью ОС и его инструментальные погрешности не устраняются. В то же время отсчетная часть компенсационного электронного АЦПУ может быть полностью реализована в виде интегральной микросхемы.



12.3.4. Экстраполятор

Прямые методы преобразования «фаза-код» характеризуются значительным временем квантования или апертурным временем обновления информации $T_0 > (10^{-3} \div 10^{-4})$ с, определяющим динамическое запаздывание φ_d . В общем случае φ_d зависит как от T_0 , так и от спектра входного сигнала. Если ограничиться двумя первыми производными входного сигнала, то

$$\varphi_d < \varphi_d(\Omega) + \varphi_d(\varepsilon) = (\Omega T_0 + \varepsilon T_0^2/2) \cdot p,$$

где $\varphi_d(\Omega)$ — динамическое запаздывание по скорости; $\varphi_d(\varepsilon)$ — динамическое запаздывание по ускорению; Ω — угловая скорость; ε — угловое ускорение; $T_0 = 1/F_0$ — период несущей частоты F_0 ; p — коэффициент редукции ФВ (см. гл. 14). Заметим, что в электромеханических ПФК с $T_0 < 10^{-3}$ с доминирующей является ошибка $\varphi_d(\Omega)$.

Из последнего выражения могут быть получены ограничения на допустимую скорость $\Omega_{\max}$ и ускорение $\varepsilon_{\max}$. В частности, если динамическое запаздывание не должно превосходить квант младшего двоичного n -го разряда ПФК, то

$$\Omega_{\max} \leq F_0/(2^n \cdot p);$$

$$\varepsilon_{\max} \leq F_0^2/(2^{n-1} \cdot p).$$

Следящие (компенсационные) методы построения отсчетной части ПФК позволяют существенно уменьшить (до микросекунд) эквивалентное апертурное время, осуществить эффективную фильтрацию высокочастотных помех, нулевые ошибки по скорости и ускорению при соответствующем астатизме следящей системы. Добротность электронных следящих систем по скорости и ускорению достигает 10^4 — 10^5 . Однако при включениях и сбоях время вхождения в синхронизм резко увеличивается, достигая $(10^{-2}$ — $10^0)$ с. Для его сокращения приходится снижать порядок астатизма (применять так называемые *адаптивные следящие системы*), что усложняет следящий ПФК. В ряде случаев предусматривается переключение ПФК (в зависимости от системных требований) со следящих на прямые методы преобразования, то есть применение *комбинированных ПФК*.

Одним из радикальных способов уменьшения апертурных погрешностей является применение *экстраполятора*, то есть устройства для определения мгновенной угловой скорости Ω и коррекции текущих показаний ПФК. Благоприятным обстоятельством является простота определения мгновенной угловой скорости с помощью таймера, так как изменение скорости Ω приводит к изменению временного интервала между соседними импульсами T_α на величину $\Delta T_{\alpha,j} = T_{\alpha,j} - T_{\alpha,j-1}$, где j — номер отсчета. Содержимое счетчика, взятое в прямом или обратном коде (в зависимости от $\text{sign}(\Omega)$), может быть использовано

для динамической коррекции. Однако, как можно показать, такой подход справедлив только в сравнительно узком диапазоне скоростей и ускорений, так как связь между кодом счетчика скорости и угловой скоростью датчика является принципиально нелинейной. Это обстоятельство приводит к необходимости вводить в экстраполятор дополнительное пересчетное устройство или ПЗУ.

Структурная схема преобразователя на основе фазовращателя гониометрического типа, дополненная экстраполятором, приведена на рис. 183. АЦПУ построен по классической схеме с бегущей стробирующей меткой и содержит n -разрядный делитель частоты (1), на вход которого поступает тактовая частота f_0 , фазорасщепитель (2), вырабатывающий напряжение несущей частоты $F_0 = f_0/2^n$, фазовращатель (3), с выхода которого снимается фазомодулированный сигнал вида $\sin(2\pi F_0 t + \alpha)$, формирователь (4) импульсов нуля-перехода T_α и регистр (5) выходного кода N_α . Для осуществления коррекции апертурной погрешности регистр выходного кода (5) выполняется на базе реверсивного счетчика, на тактовый вход которого в промежутке между импульсами T_α поступают импульсы экстраполятора (6) с частотой f_3 , пропорциональной угловой скорости Ω и ускорению ε входного вала ФВ.

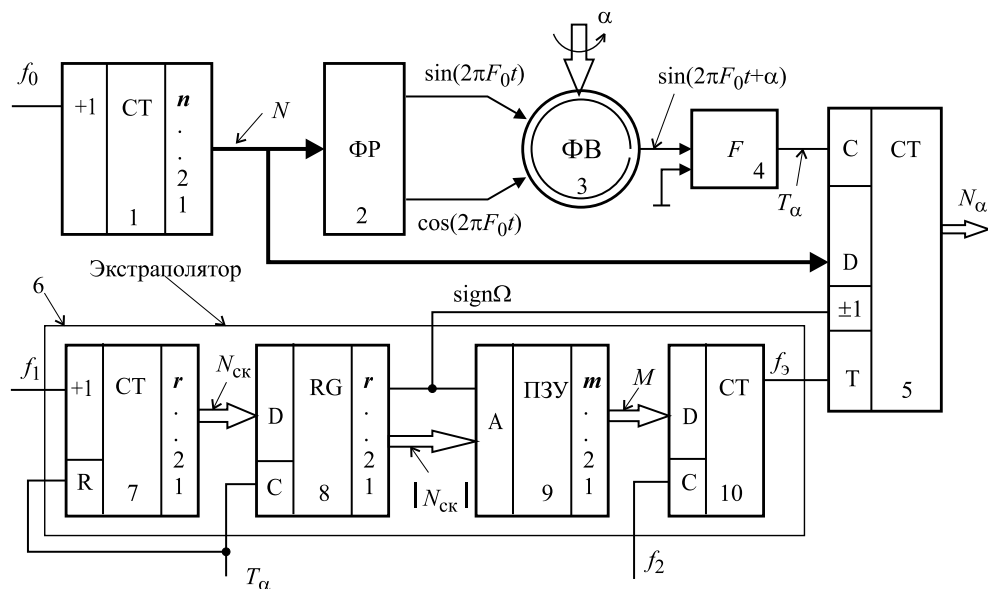


Рис. 183. Функциональная схема ПФК с экстраполятором

Собственно экстраполятор (6) состоит из r -разрядного счетчика угловой скорости (7) с выходным кодом N_{ck} , r -разрядного буферного регистра (8), m -разрядного блока пересчета коэффициентов (9), выполненного на постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) и реализующего функцию $M(N_{ck})$, а

также управляемого делителя частоты (10). На вход экстраполятора поступают синхронизированные с основной несущей частотой F_0 частоты f_1, f_2 и импульсы T_α . Старший разряд счетчика угловой скорости 1 является знаковым ($\text{sign}(\Omega)$), а младшие разряды $N_{\text{ск}}$ несут информацию о модуле скорости Ω и ускорения ε . Поскольку информация о скорости вырабатывается один раз за период несущей частоты F_0 , то в промежутке между импульсами T_α она хранится в буферном регистре (8), управляя выходным кодом $M_{\text{ск}}$ ПЗУ (9). Выходная частота управляемого делителя частоты (10) f_ε линейно связана с входным кодом $M_{\text{ск}}$:

$$f_\varepsilon = \beta \cdot M_{\text{ск}} \cdot f_2,$$

где β — коэффициент пропорциональности, зависящий от подключения ПЗУ к разрядной сетке управляемого делителя частоты. Частота f_ε и ($\text{sign}(\Omega)$) в промежутке между импульсами нуль-переходов T_α поступает на входы основного счетчика (5). Количество импульсов R_j с выхода экстраполятора, поступившее на вход основного счетчика в j -й период измерения, определяется как

$$R_j = f_{\varepsilon j} \cdot T_j = f_{\varepsilon j}(T_0 \pm \Delta T_j),$$

где T_j — текущий период фазомодулированного сигнала; ΔT_j — модуль текущего отклонения T_j от T_0 . Причем знак $+$ соответствует $\Omega_j > 0$, а знак $-$ — $\Omega_j \leq 0$. Временная диаграмма работы экстраполятора приведена на рис. 184.

Для компенсации апертурной погрешности должно выполняться равенство $R_j = \Delta N_{\text{ск}j}$. Решая это равенство с учетом $F_0 = f_1/2^r = f_0/2^n$, $f_2 = f_0/2^{(r-n)}$, найдем функцию ПЗУ:

$$M(N_{\text{ск}}) = \frac{2^k}{\beta} \frac{\Delta N_{\text{ск}}}{(2^n \pm \Delta N_{\text{ск}} \cdot 2^{n-r})}, \quad (1)$$

где n, r, k — целые числа. По определению

$$\Omega_j = \Delta \alpha_j / T_j.$$

Так как цена кванта счетчика скорости составляет $2\pi \cdot \Delta N_{\text{ск}} / (p \cdot 2^r)$, а $T_j = T_0 \pm \Delta T_j = T_0 \pm \Delta N_{\text{ск}} / f_1$, получим

$$\Omega(N_{\text{ск}}) = \frac{2\pi F_0}{p \cdot 2^{r-n}} \left(\frac{\Delta N_{\text{ск}}}{2^r \pm \Delta N_{\text{ск}}} \right). \quad (2)$$

Так как максимально допустимое значение скорости соответствует $|\Delta N_{\text{ск}}| = 2^{n/2}$, то из формулы (2) следует, что

$$|\Omega|_{\text{max}} = \frac{2\pi F_0}{p \cdot 2^{r-n}} \frac{1}{(1 + 2^{r-n/2})}. \quad (3)$$

На рис. 185 в качестве примера для растрового преобразователя (см. раздел 14.4) с $p = 2^{10}$, $\beta = 2^{-8}$, $f_1 = f_2 = f_0 = 1$ МГц, $m = r = n = 8$, $k = 0$ по уравне-

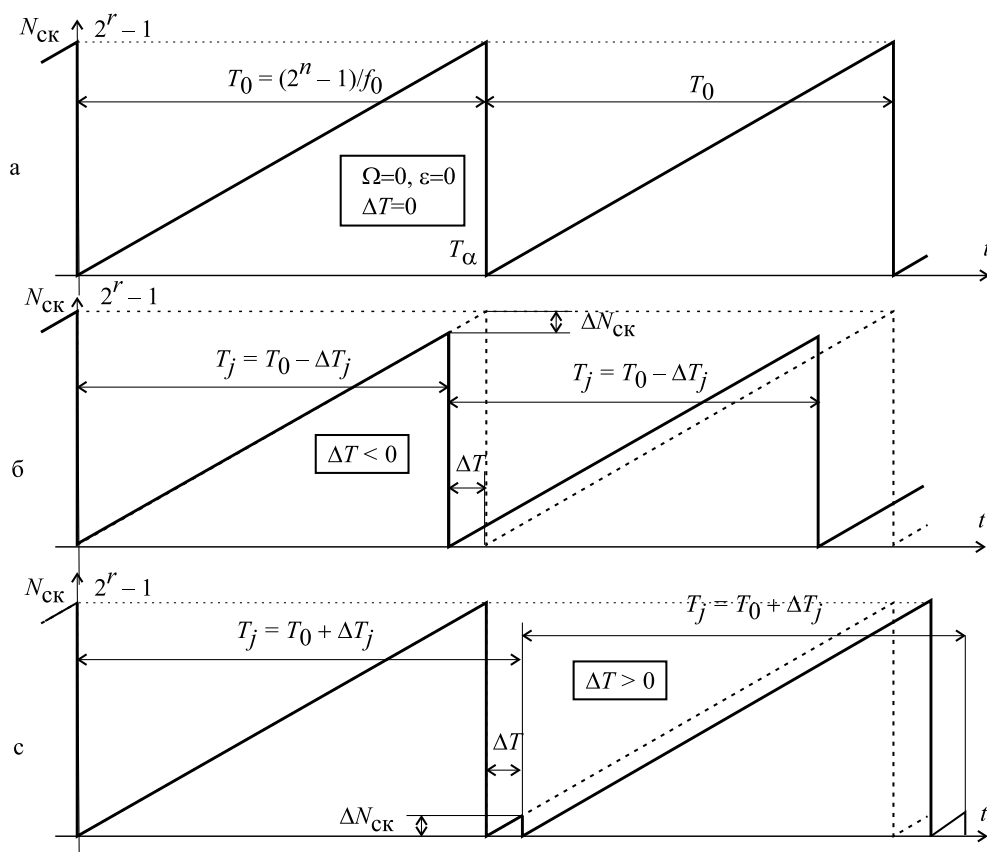


Рис. 184. Временная диаграмма ПФК с экстраполятором

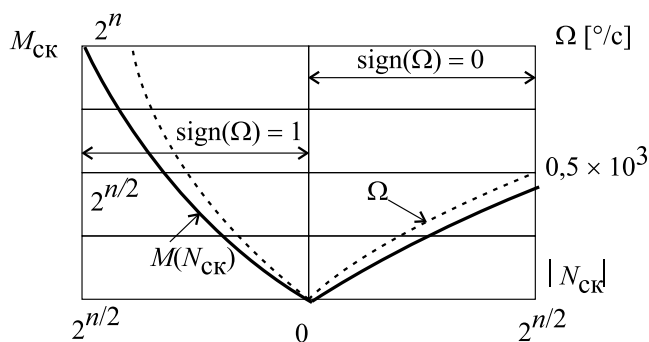


Рис. 185. Функция ПЗУ и оценка допустимой скорости экстраполятора

ниям (1)–(3) построены зависимости $M(N_{\text{СК}})$ и $\Omega(N_{\text{СК}})$, позволяющие оценить функцию памяти ПЗУ и диапазоны допустимых угловых скоростей ПФК, которые зависят от направления вращения и составят не менее $0,5 \cdot 10^3$ [°/с].

Аналогично может быть проведена оценка максимально допустимого значения ускорения:

$$|\varepsilon|_{\max} = \frac{16\pi F_0}{9p \cdot 2^n}.$$

В заключение отметим, что применение экстраполятора существенно расширяет динамический диапазон и в то же время не приводит к изменению основной структуры ПФК. Поэтому в ряде случаев экстраполятор может использоваться для модернизации серийных приборов.

ГЛАВА 13

АМПЛИТУДНЫЕ АЦПП

13.1. Тригонометрические АЦПП

Наиболее широкое распространение в настоящее время получили преобразователи «угол-код» на основе синусно-косинусных индуктивных датчиков угла типа СКВТ и фотоэлектрических растровых интерполяторов (ФРИ). Наиболее часто они используются в режиме фазовращателя. Однако развитие микроэлектроники, в частности появление интегральных АЦП напряжений, ЦАП, ПЗУ, микропроцессоров, дало толчок разработке преобразователей на амплитудном принципе, которые в ряде случаев обладают потенциально более высоким быстродействием и более высокой степенью интеграции.

13.1.1. АЦПУ амплитудного типа на ВТ

Одной из первых разновидностей амплитудных преобразователей на ВТ были преобразователи, формирующие код угла через код тангенса этого угла. Структурная схема такого преобразователя представлена на рис. 186.

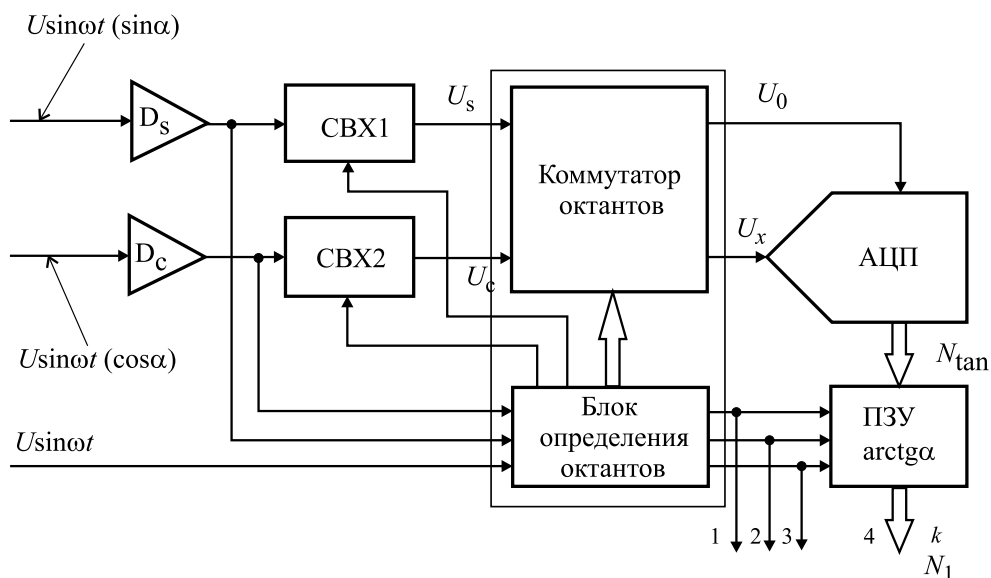


Рис. 186. Структурная схема амплитудного интерполятора прямого преобразования

Огибающие выходных сигналов ВТ $U_s \sim \sin \alpha$ и $U_c \sim \cos \alpha$ формируются на схемах выборки и хранения (СВХ) с частотой, равной несущей частоте ω и поступают на вход АЦП через коммутатор октантов. ВТ работает в режиме пульсирующего поля. В коммутаторе октантов формируются три старших разряда выходного кода (рис. 187), а выходное синусное и косинусное напряжение ВТ с помощью коммутатора октантов приводится к первому октанту. На информационный вход АЦП поступает меньшее из выходных напряжений коммутатора октантов U_x (синусное), а на опорный вход — большее напряжение U_o (косинусное) в соответствии с временной диаграммой на рис. 187 и табл. 14. На выходе АЦП в этом случае формируется код N_k , пропорциональный тангенсу угла поворота α вала СКВТ в пределах октанта. Тогда

$$N_k = 2^k \frac{U_x}{U_o} = 2^k \frac{U_s \sin \alpha}{U_c \cos \alpha} \sim \operatorname{tg} \alpha.$$

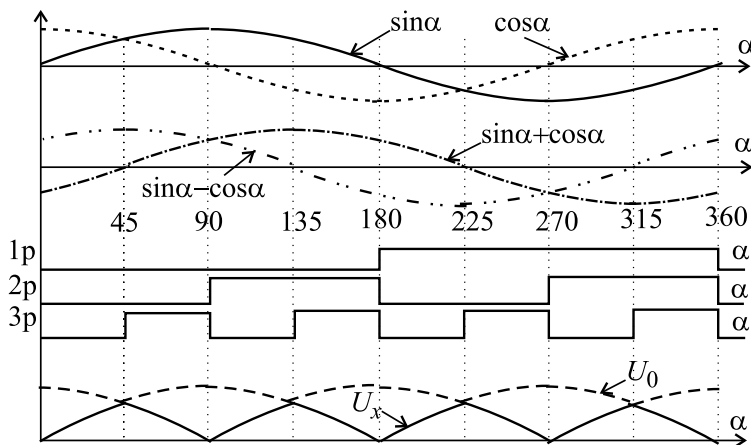


Рис. 187. Временная диаграмма работы амплитудного интерполятора прямого преобразования

Таблица 14. Таблица коммутации коммутатора октантов

α	0—45	45—90	90—135	135—180	180—225	225—270	270—315	315—0
U_x	$\sin \alpha$	$\cos \alpha$	$-\cos \alpha$	$\sin \alpha$	$-\sin \alpha$	$-\cos \alpha$	$\cos \alpha$	$-\sin \alpha$
U_o	$\cos \alpha$	$\sin \alpha$	$\sin \alpha$	$-\cos \alpha$	$-\cos \alpha$	$-\sin \alpha$	$-\sin \alpha$	$\cos \alpha$

Выходной код АЦП напряжений поступает на адресные входы арктангенсного ПЗУ, на выходе которого формируется код, эквивалентный углу поворота (см. рис. 186). Тип АЦП напряжения выбирается в зависимости от требований по точности и быстродействию преобразователя угла. В частности, это могут быть АЦП уравнивания (развертывающего, следящего, поразрядного уравнивания), параллельные или конвейерные.

Частота квантования преобразователя в обеих схемах определяется несущей частотой ω и не может превышать нескольких кГц.

В ряде случаев вместо арктангенсного ПЗУ используются аппроксимирующие функции тангенсной зависимости. Наиболее простой аппроксимацией является зависимость

$$\alpha = \frac{\sin \alpha}{0,25 \sin \alpha + \cos \alpha}.$$

Функцию $U = 0,25 \sin \alpha + \cos \alpha$, соответствующую знаменателю последнего выражения, можно реализовать на ОУ (рис. 188) и подать ее на опорный вход АЦП. Реализация таких зависимостей на ОУ и стандартных резистивных матрицах не вызывает затруднений. При этом методическая погрешность не превышает 0,02 рад, что в большинстве применений является достаточным. Существуют и другие более сложные аппроксимации, обладающие меньшей методической погрешностью.

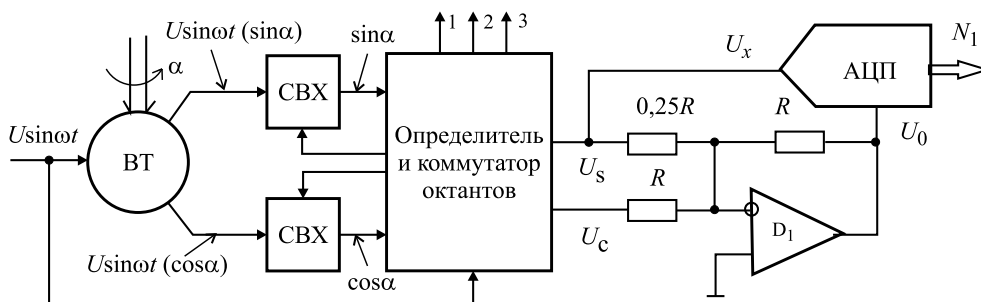


Рис. 188. Схема амплитудного интерполятора прямого преобразования на СКВТ с аппроксимацией тангенсной зависимости

В настоящее время фирма Analog Devices выпускает ряд амплитудных монолитных АЦПУ «СКВТ/сельсин — код» на 12—16 двоичных разрядов. Отечественная промышленность также освоила выпуск амплитудных гибридных АЦПУ «СКВТ — код» серии 2602.

13.1.2. Амплитудные АЦПУ на базе фотоэлектрических растровых интерполяторов (ФРИ)

Более высокое быстродействие обеспечивают амплитудные АЦПУ, работающие на постоянном токе, например ФРИ. Структурная схема четырехфазного амплитудного ФРИ прямого преобразования с применением интегрального четырехплощадочного квадрантного фотодиода (КФД) приведена на рис. 189. Помимо сверхбыстродействующего параллельного АЦП (1), он содержит определитель и коммутатор октантов (2), сумматор (3) для формирования

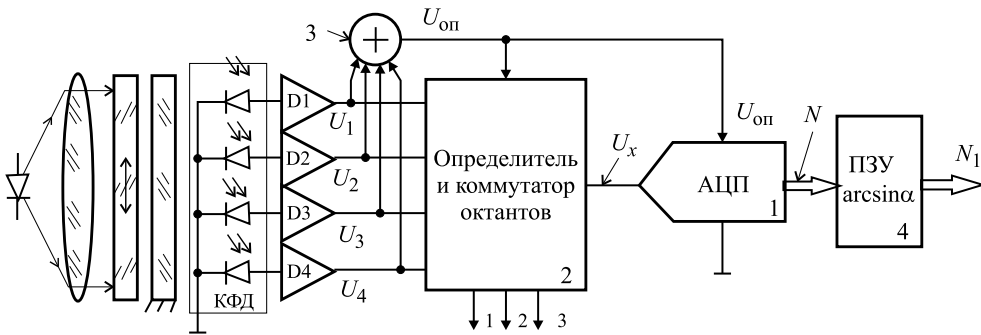


Рис. 189. Схема быстродействующего амплитудного ФРИ прямого преобразования

опорного напряжения $U_{\text{оп}}$, ПЗУ (4) для линейризации выходного кода (остальные элементы схемы очевидны).

На схему определителя и коммутатора октантов (2) в общем случае поступают сигналы постоянного тока $U_1 \div U_4$ вида $U_j = U_0[1 + m \cdot \sin(\alpha + (\pi/2))(j-1)]$, которые приводятся к первому октанту, но без постоянной составляющей U_0 . Опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ формируется путем суммирования напряжений U_j в сумматоре (3). С выхода коммутатора октантов снимается напряжение постоянного тока U_x в пределах октанта. Таким образом формируются $U_{\text{вх}}$ для параллельного АЦП и три старших разряда кода (см. рис. 189).

В случае использования гармонической функции модуляции применяется арксинусное ПЗУ для преобразования кода N в код N_1 , линейно связанный с углом поворота α в пределах октанта.

Поскольку апертурное время t_A параллельного АЦП мало (например, для интегральных АЦП серии 1107 $t_A < 0,1$ мкс), то быстродействие амплитудного ФРИ в основном определяется временем установления T_y схемы формирования входного сигнала (КФД плюс усилители D1...D4). Используя известную зависимость между скоростью изменения входного сигнала, временем преобразования и величиной кванта АЦП и полагая, что $U_0 = U_{\text{оп}}$, можно показать, что допустимая угловая скорость Ω составит

$$\Omega \leq U_{\text{оп}} / (2^k \cdot T_y \cdot p U_0),$$

где k — разрядность параллельного АЦП; p — коэффициент редукции.

При существующей элементной базе (усилители, компараторы, аналоговые ключи) погрешность установления 0,1% достигается за $T_y \leq 1$ мкс и, следовательно, допустимая угловая скорость при $k = 6$, $p = 2^{10}$, $U_0 = U_{\text{оп}}$ составит не менее 30 об/с. При этом общая разрядность интерполятора ФРИ составит $n_{\Sigma} = 3 + k = 9$, что соответствует 18—19-разрядному ЦПУ.

Учитывая, что суммарная стабильность формирования $U_{\text{вх}}$ определяется напряжением смещения нуля $U_{\Sigma \text{см}0}$ усилителей и компараторов в селекторе

октантов, то относительная стабильность $\delta(\alpha)$ ФРИ будет находиться на уровне $\delta(\alpha) \approx U_{\Sigma \text{см}0}/U_0$ и $n \leq \log_2(1/\delta(\alpha))$. В серийных параллельных АЦП серии 1107 $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}} \approx 2 \text{ В}$, а серийная элементная база обеспечивает $U_{\Sigma \text{см}0} \leq 10 \text{ мВ}$. Тогда $\delta(\alpha) \leq 0,5\%$ и $k \approx 7$.

Однако амплитудные ФРИ с параллельными интегральными АЦП, несмотря на свои достоинства, находят ограниченное применение в спецтехнике (в основном в стендовом оборудовании) вследствие ограниченного температурного диапазона параллельных АЦП. Кроме того, современные отечественные интегральные параллельные АЦП потребляют большую мощность и большие токи по аналоговым входам (сотни миллиампер), что значительно усложняет схему формирования входного сигнала. Этих недостатков лишены другие типы интегральных АЦП напряжений, например АЦП поразрядного уравнивания, но они обладают значительно меньшим быстродействием.

13.2. Потенциометрические АЦПП

В потенциометрических АЦПП, к которым относятся *потенциометрические растровые интерполяторы* (ПРИ), сочетаются методы амплитудной и фазовой обработки информации и используются фазовращающие свойства резистивных (или потенциометрических) цепей. Рассмотрим фазовращающие свойства простейшей потенциометрической схемы, представленной на рис. 190а.

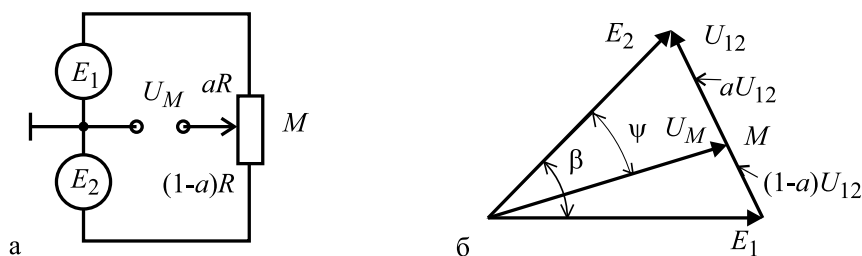


Рис. 190. Резисторная фазовращающая цепочка (а), векторная диаграмма цепочки (б)

К потенциометру подключаются два генератора, различающиеся фазовым сдвигом и амплитудой:

$$E_1 = E_0 \sin \omega t;$$

$$E_2 = E_0(1 + \delta) \sin(\omega t + \beta).$$

Напряжение, снимаемое с потенциометра R в точке M , будет определяться в соответствии с векторной диаграммой (рис. 190б):

$$U_M = U \sin(\omega t + \psi),$$

где

$$U = \sqrt{(E_0(1-a) + aE_0(1+\delta)\cos\beta)^2 + (aE_0(1+\delta)\sin\beta)^2},$$

$$\psi = \arctg\left(\frac{aE_0(1+\delta)\sin\beta}{E_0(1-a) + aE_0\cos\beta}\right),$$

$a = r/R$ — относительное положение движка потенциометра ($0 \leq a \leq 1$).

Таким образом, потенциометр в цепях переменного тока может работать не только как делитель, но и как фазовращатель. Указанные свойства потенциометрической фазовращающей цепочки позволяют построить ПРИ.

Если амплитуды ЭДС генераторов равны по амплитуде (взаимная погрешность $\delta = 0$) и находятся в квадратуре ($\beta = \pi/2$), то

$$\psi = \arctg\left(\frac{a}{1-a}\right); \quad (1)$$

$$U = E_0\sqrt{1-2a(1-a)} \quad (2)$$

и имеет место нелинейная зависимость фазы и амплитуды сигнала от относительного параметра a . На рис. 191 построены зависимости

$$\delta\psi = \frac{\psi}{\beta} - a; \quad \delta U = \frac{U - E}{E},$$

из которых видно, что нелинейность по фазе $\delta\psi \approx \pm 4\%$, а амплитуда при $a = 0,5$ уменьшается приблизительно на 30%.

Главным элементом ПРИ является резистивная мостовая схема, к узлам которой подводится четырехфазная система напряжений $E_1 \div E_4$, находящихся в квадратуре (рис. 192). Эта система напряжений $E_1 \div E_4$ формируется

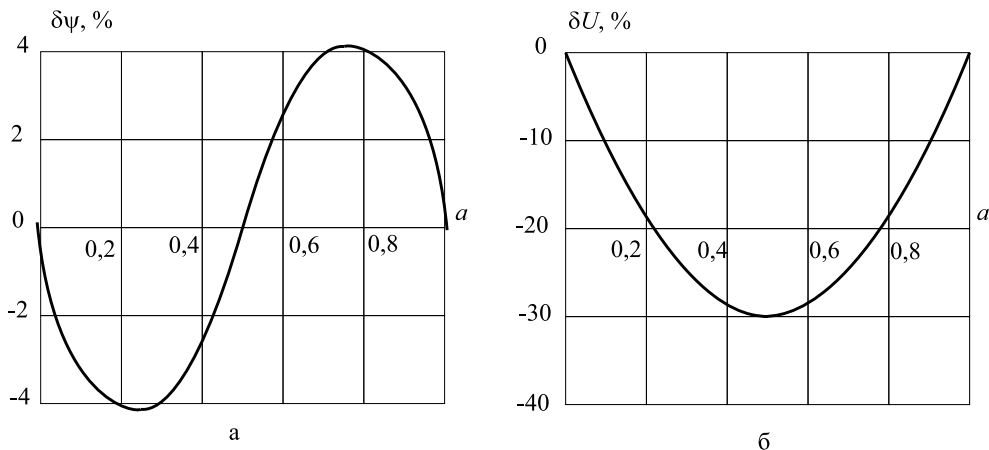


Рис. 191. Графики относительной фазовой (а) и амплитудной (б) погрешности потенциометрического ФВ

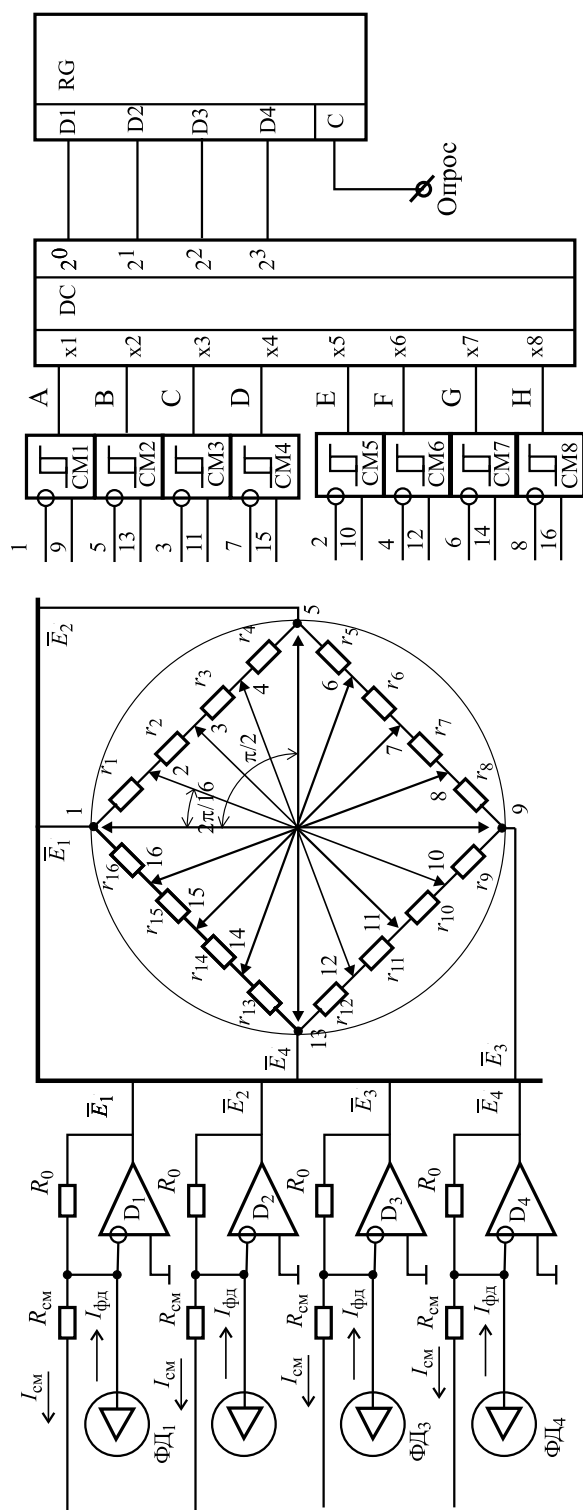


Рис. 192. Функциональная схема ПРИ

четырёхфазным растровым сопряжением с помощью фотодиодов $\Phi Д_1 \div \Phi Д_4$, подключенных к трансимпедансным фотоусилителям $D_1 \div D_4$. Мост обладает центральной симметрией, а потенциалы отводов резистивного делителя (1, 2, 3, ... 15) обрабатываются с помощью дифференциальных компараторов $СМ_1 \div СМ_8$. На выходе компараторов формируется однопереходный код Джонсона А, В, С, ..., Н (рис. 4), который может быть дешифрован в двоичный код в соответствии с выражениями

$$1p = A,$$

$$2p = A \oplus B,$$

$$3p = A \oplus B \oplus C \oplus D = 2p \oplus C \oplus D,$$

$$4p = 3p \oplus E \oplus F \oplus G \oplus H.$$

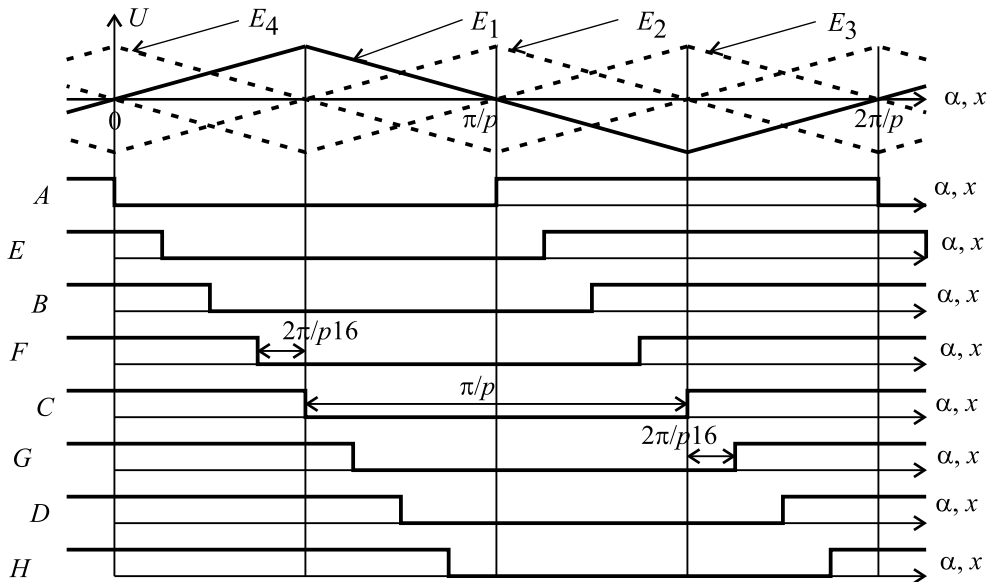


Рис. 193. Пространственные диаграммы ПРИ при треугольной функции модуляции и $n = 4$

Дифференциальная обработка сигналов позволяет подавить синфазные составляющие и помехи, содержащиеся во входных сигналах, и повысить крутизну преобразования. Для уменьшения постоянной составляющей во входных сигналах $E_1 \div E_4$ могут использоваться и цепи смещения, формирующие токи смещения $I_{смj}$. При гармонической функции модуляции растрового сопряжения сопротивления плеч делителей для последовательной схемы, состоящей из 2^k звеньев, могут быть получены из векторной диаграммы, приведенной на рис. 192.

Относительные величины резисторов r_1, r_2, r_3, r_4 , как следует из диаграммы, пропорциональны длинам отрезков 1—2, 2—3, 3—4, 4—5. Из формулы (1) следует:

$$r_k = R \frac{\operatorname{tg} \psi_k}{\operatorname{tg} \psi_k + 1}, \quad (3)$$

где R — полное сопротивление плеча моста; k — номер звена в последовательной цепи; $\psi_k = 2k\pi/2^n$ — квант МЗР; n -разрядность ПРИ. Например, при $n=4, k=1, \psi_1 = 2\pi/16 = 22,5^\circ$ получим $a_1 = r_1/R \approx 0,293$. Очевидно, $a_2 = (r_1 + r_2)/R = 0,5$. Остальные номиналы резисторов моста могут быть получены из условия симметрии моста:

$$\begin{aligned} r_1 = r_4 = r_5 = r_8 = r_9 = r_{12} = r_{13} = r_{16} &\approx 0,3R; \\ r_2 = r_3 = r_6 = r_7 = r_{10} = r_{11} = r_{14} = r_{15} &\approx 0,2R. \end{aligned}$$

Фазовая погрешность, обусловленная отклонением от номинальных значений параметров резисторной цепочки, составит

$$\delta\psi_a = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \psi}{\partial a} \Delta a = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{a^2 + (1-a)^2} \Delta a.$$

Максимальное значение погрешности достигается при $a = 0,5$:

$$|\delta\psi_a|_{\max} = \frac{1}{\pi} \Delta a.$$

Следует также учитывать, что источники входных сигналов E_j обладают низким выходным сопротивлением и исключают взаимовлияние между плечами моста. Поэтому, например, изменение номинала резистора в i -м плече вызовет изменение фазовых соотношений только в этом же плече. Наоборот, изменение амплитуды любого опорного напряжения вызовет изменение фазовых соотношений одновременно в двух смежных плечах.

Недостатком последовательной резисторной мостовой схемы является взаимовлияние между отводами моста при переключениях компараторов. От этого недостатка свободна схема с параллельным соединением резисторов, хотя она и требует большего количества резисторов (рис. 194).

ПРИ принципиально является многоканальной структурой, подобной параллельным АЦП напряжений, в которой инструментальные погрешности генерируются как оптико-механическим датчиком, так и электроникой блока обработки сигналов датчика (БОСД). Погрешности оптико-механического датчика (отклонение от квадратуры, ошибки растров, разброс в чувствительности фотоприемников, взаимовлияния, неравномерность засветки и т.д.) будут рассмотрены в разделе 14.4. Погрешности, генерируемые БОСД, как следует из структуры ПРИ (см. рис. 192), обуславливаются:

- дрейфом фотоусилителей;
- изменением порогов срабатывания компараторов;

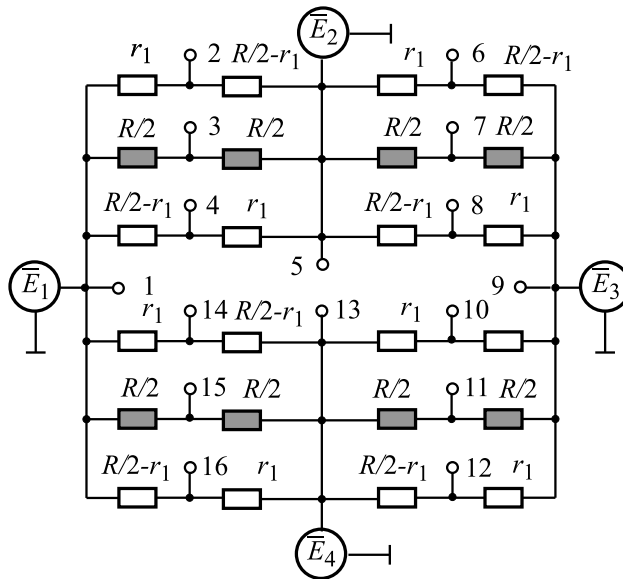


Рис. 194. Потенциометрический ФВ с параллельным соединением резисторов

- отклонением коэффициентов деления резистивных матриц;
- внутренними шумами и наводками.

Как известно, интегральные резистивные матрицы обеспечивают стабильность коэффициентов деления с погрешностью не менее 0,05–0,1% во всем диапазоне внешних воздействующих факторов (ВВФ), а внутренние шумы и наводки минимизируются рациональным конструированием БОСД. Поэтому целесообразно для наиболее распространенных малоразрядных ПРИ ($n \leq 6$) рассматривать только две первые составляющие погрешности.

Дрейф фотоусилителей и порогов срабатывания компараторов вызывает изменение момента срабатывания компараторов и, следовательно, погрешность в смене кода ПРИ. При гармоническом входном сигнале относительная погрешность смены кода $\delta\alpha$ может быть получена из соотношения $U_{\text{вх}} = U_{\text{оэ}} \sin(2\pi\alpha/w) = \Delta U_{\Sigma}$ и составит в относительных единицах

$$\delta\alpha = \Delta\alpha/w = (1/2\pi)\arcsin(\Delta U_{\Sigma}/U_{\text{оэ}}),$$

где $\Delta\alpha$ — абсолютная погрешность; w — шаг раstra; ΔU_{Σ} — отклонение суммарного приведенного порога срабатывания компаратора, в который входят параметры как собственно компаратора, так и фотоусилителя; $U_{\text{оэ}}$ — эквивалентная амплитуда входного сигнала. При $\Delta U_{\Sigma}/U_{\text{оэ}} \ll 1$

$$\delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{w} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta U_{\Sigma}}{U_{\text{оэ}}}.$$

Таким образом, погрешность смены кода зависит от отношения $(\Delta U_{\Sigma}/U_{03})$. Заметим, что дифференциальный способ обработки сигналов в ПРИ эквивалентен удвоению реальной амплитуды сигнала на входе компаратора, а применение тетрадной организации ПРИ с использованием интегральных счетверенных ИМС, обладающих коррелированными напряжениями смещения нуля, минимизирует ΔU_{Σ} . Например, при $\Delta U_{\Sigma} = 10$ мВ, $U_{03} = 1$ В получим $\delta\alpha \leq 0,15$ %. В целом с учетом других погрешностей ПРИ может обеспечить точность на уровне долей процента от шага раstra.

Динамические характеристики ПРИ очень высоки и определяются постоянными последовательно включенных цепей — усилителей, резисторов, компараторов, дешифраторов. Доминирующими являются фотоусилители, постоянные которых находятся на уровне единиц и долей микросекунд.

Однако увеличение разрядности ПРИ приводит к экспоненциальному росту аппаратных затрат. Вследствие этого разрядность ПРИ не превосходит $n < (5 \div 6)$. Хотя аппаратные затраты в ПРИ выше, чем в амплитудных интерполяторах, в то же время они в настоящее время обладают большей стойкостью, быстродействием и работают в большем температурном диапазоне.

ГЛАВА 14

АЦПП С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ РЕДУКЦИЕЙ

14.1. Структура многоотсчетных АЦПП

В циклических преобразователях типа двухполюсных ВТ для получения высокой точности необходимы и прецизионный датчик с малым значением эксцентриситета, и прецизионная электроника. Например, для получения точности на уровне 16-го двоичного разряда относительная погрешность БОСД должна быть меньше кванта МЗР, то есть $\delta \ll 2^{-16} \approx 0,0015\%$. Это требование трудновыполнимо. В многоотсчетных преобразователях удастся снизить требования как к точности механики за счет усреднения сигналов, так и к точности БОСД за счет формирования (разбиения) разрядной сетки АЦПП из нескольких частей.

В простейшем и наиболее распространенном двухотсчетном АЦПП формирование старших разрядов $n_{ГО}$ происходит в грубой ступени или так называемом «грубом» отсчете (ГО), а дополнительных младших разрядов кода $n_{ТО}$ — в точной ступени или «точном» отсчете (ТО) (рис. 195).

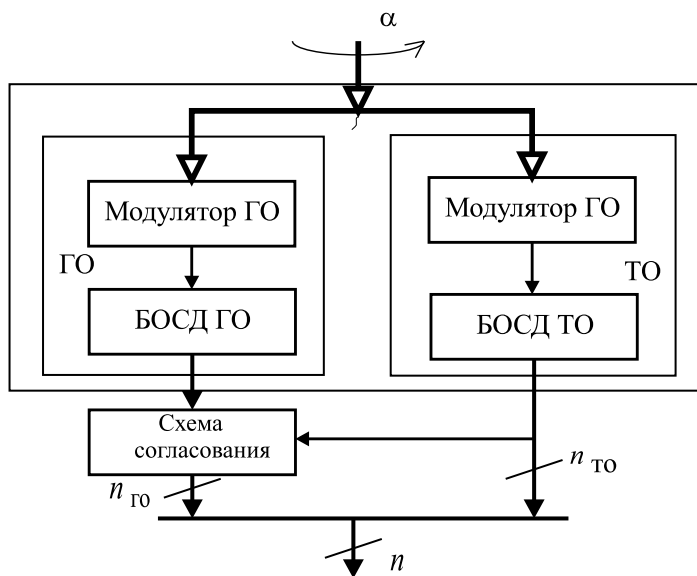


Рис. 195. Увеличенная структурная схема двухотсчетного АЦПП

Общая разрядная сетка составит $n = n_{\text{то}} + n_{\text{то}}$. Для согласования отсчетов применяется специальная схема согласования отсчетов (см. раздел 10.5). Согласование отсчетов связано с тем, что изменение кода грубого отсчета происходит с погрешностью, значительно превышающей погрешность точного отсчета, при этом возможна ошибка, равная весу МЗР грубого отсчета.

Точный отсчет формируется в датчиках с *электрической редукцией* z , когда функция модуляции меняется много раз на пространственном периоде 2π . Для АЦПП, работающих в амплитудном режиме, функция модуляции имеет вид, как на рис. 196а, а для АЦПП, работающих в режиме фазовращателя, — как на рис. 196б.

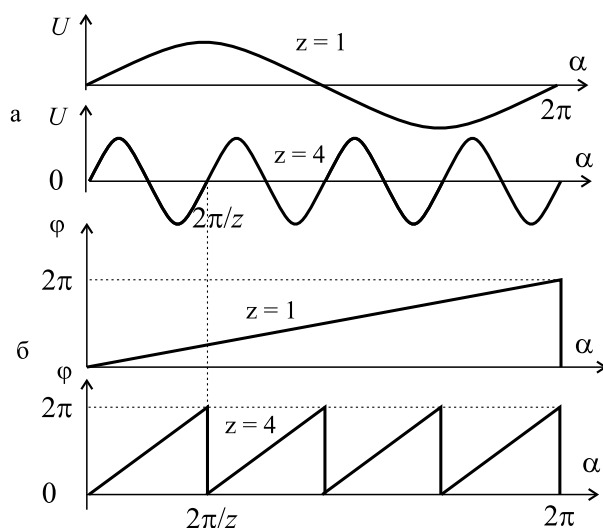


Рис. 196. Передаточные характеристики двухотсчетного АЦПП в амплитудном (а) и фазовом (б) режимах

Существуют множество схем ФЦПП с электрической редукцией. Наиболее распространенными являются параметрические АЦПУ, многополюсные ВТ, редуктосины, индуктосины, растровые фотоэлектрические интерполяторы, емкостные многополюсные датчики. Рассмотрим для примера параметрический АЦПУ с вращающимся модулятором.

14.1.1. Структура параметрического АЦПУ с вращающимся модулятором

В технической литературе такие АЦПУ часто называют *генераторными* или *параметрическими*. Отличительной особенностью параметрического АЦПУ является наличие механического модулятора измеряемой величины. Различают емкостные, индуктивные, фотоэлектрические и другие параметрические АЦПУ.

Принцип действия и основные соотношения для любого типа параметрических датчиков совпадают. Рассмотрим *емкостной параметрический* АЦПУ, в котором осуществляется модуляция емкостной связи между статором и ротором.

Основу емкостного АЦПУВМ составляют пара зубчатых колес, разделенных воздушным промежутком (рис. 197а). Колеса имеют z зубцов на статоре и на роторе. Ротор является модулятором.

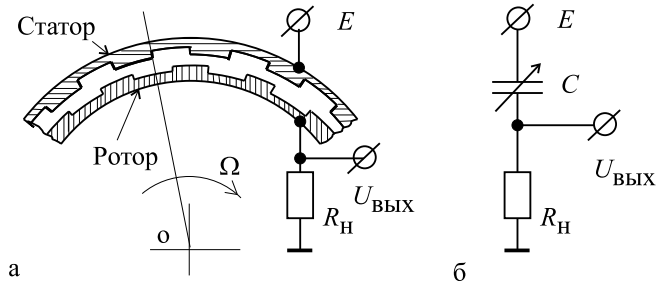


Рис. 197. Электростатический генератор (а), эквивалентная электрическая схема (б)

Если зубцы статора подключить к источнику постоянного напряжения E , то при вращении модулятора со скоростью Ω на нагрузке R_n за счет емкостной связи между колесами статора и ротора будут вырабатываться периодические сигналы с частотой $\omega = z\Omega$. Таким образом реализуется *электростатический генератор*, круговая частота которого в z раз больше частоты вращения модулятора, то есть фаза периодического выходного сигнала меняется на 2π всякий раз, когда модулятор повернется на одно полюсное деление.

Форма зубцов подбирается таким образом, чтобы величина емкости менялась по закону, близкому к гармоническому:

$$C = C_0(1 + m \sin(z\Omega t + \psi)) = C_0(1 + m \sin(\omega t + \psi)),$$

где C_0 — амплитудное значение переменной емкости; m — коэффициент модуляции; ψ — начальный фазовый сдвиг. Из эквивалентной схемы электростатического генератора (см. рис. 196б) следует, что

$$U_{\text{вых}} = E \frac{R_n \omega C}{R_n \omega C + 1}.$$

В рабочей области частот $R_n \omega C \ll 1$ и амплитуда выходного сигнала

$$U_{\text{вых}} \approx ER_n \omega C = ER_n \omega C_0(1 + m \sin(\omega t + \psi)).$$

Таким образом, электростатический генератор является гармоническим модулятором.

Для создания фазовращателя используются два электростатических генератора — опорный (ОГ) и измерительный (ИГ), имеющие один и тот же ротор-

модулятор (рис. 198). Статор опорного электростатического генератора неподвижен, а статор измерительного связан с входным валом α . Тогда

$$U_{\text{вых1}} = ER_H \omega \cdot C_0 (1 + m \sin(\omega t + \psi_1)),$$

$$U_{\text{вых2}} = ER_H \omega \cdot C_0 (1 + m \sin(\omega t + \psi_2 + z\alpha)).$$

Разность фаз между выходными сигналами опорного и измерительного генератора составит

$$\Delta\varphi = (\psi_2 + z\alpha) - \psi_1 = (\psi_2 - \psi_1) + z\alpha.$$

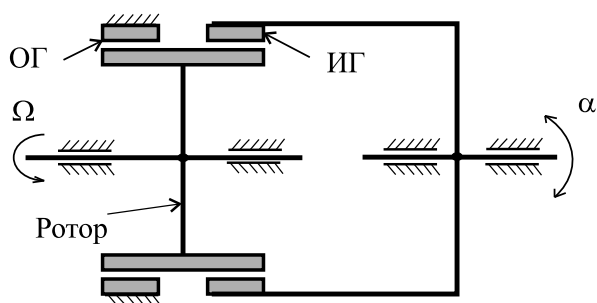


Рис. 198. Фазовращатель на параметрическом генераторе

Измерение разности фаз осуществляется в БОСД, например, с промежуточным преобразованием во временной интервал. Такой фазовращатель характеризуется редуцией z и позволяет производить отсчет в пределах полюсного деления, составляющего $2\pi/z$ рад, и его передаточная характеристика в пределах оборота многозначна (рис. 199). На точность формирования фазового сдвига влияет неравномерность вращения микродвигателя (синхронные микродвигатели обеспечивают неравномерность вращения на уровне 10^{-4}), которая вызывает девиацию частоты и фазы.

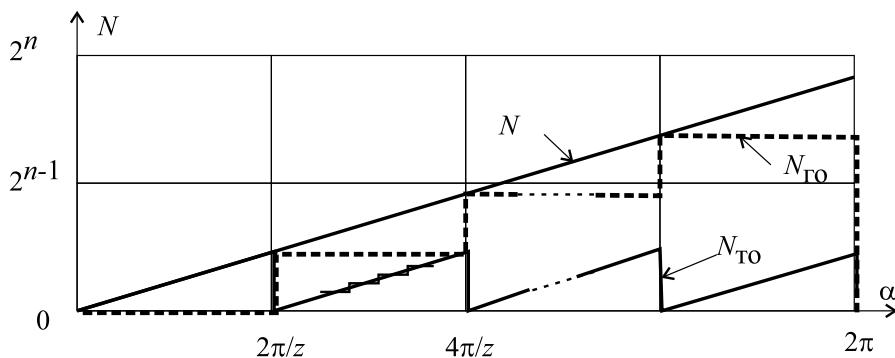


Рис. 199. Передаточные характеристики двухотсчетного АЦПП ($z = 4$)

Для того чтобы добиться однозначности в АЦПУ, необходимо дополнительно ввести канал ГО, как это показано на рис. 195.

Известно, что применение емкостных датчиков вызывает ряд трудностей в эксплуатации в связи с тем, что они имеют большое выходное сопротивление и не могут работать в условиях повышенной влажности, чувствительны к помехам, громоздки.

Хотя точность формирования *мгновенной* фазы параметрического генератора на каждом полюсном делении может быть и не очень высока (определяется инструментальными погрешностями, в частности погрешностями изготовления статора и ротора), *интегральная* точность характеризуется усреднением фазы на обороте и может быть очень высока. По этой причине параметрические генераторы с редукцией $z = 64\text{—}128$ являются одними из самых точных многополюсных датчиков угла с разрешением в единицы и доли угловых секунд.

Недостаток параметрических генераторов — низкое быстродействие, наличие вращающегося модулятора. Поэтому применение электростатических генераторов не всегда возможно. Аналогичный ФВ можно получить, если модулятор построить не на емкостном, а на индуктивном принципе.

14.2. Многополюсные ВТ и редуктосины

Погрешности ФВ на базе двухполюсных ВТ, рассмотренные в разделе 12.2, обуславливаются рядом причин:

- инструментальными погрешностями ВТ;
- нестабильностью частоты и несинусоидальностью питающего напряжения;
- температурной нестабильностью параметров фазосдвигающих цепей;
- инструментальными погрешностями БОСД.

Например, обеспечить точность двухполюсного ВТ выше единиц угловых минут практически невозможно из-за технологических погрешностей (эксцентриситет, асимметрия магнитных цепей и т.д.), а для получения точности на уровне выше 16-го двоичного разряда относительная погрешность БОСД должна быть меньше, чем вес кванта МЗР, то есть $\delta \ll 2^{-16} \approx 0,0015\%$. Эти требования трудновыполнимы.

Применение многополюсных ВТ позволяет обойти некоторые из этих трудностей. Многополюсные ВТ отличаются от двухполюсных большим количеством пар полюсов, которые и определяют электрическую редукцию. В ФВ с электрической редукцией целесообразно иметь число пар полюсов, кратное 2^n . Наиболее распространенными являются (16÷64) полюсные ВТ, хотя выпускаются и ВТ с электрической редукцией $z = 256$, но это связано с большими технологическими трудностями, так как и на статоре, и на роторе в ограниченных габаритах требуется разместить многофазные обмотки.

Электрическая схема многополюсного ВТ полностью соответствует схеме двухполюсного ВТ (рис. 200), но передаточная характеристика в пределах оборота многозначна (рис. 201). Следовательно, БОСД в ГО и ТО могут быть одинаковыми (см. раздел 12.3). При одинаковой относительной погрешности БОСД в ГО и ТО погрешность многополюсного ВТ будет во много раз меньше, чем двухполюсного ВТ.

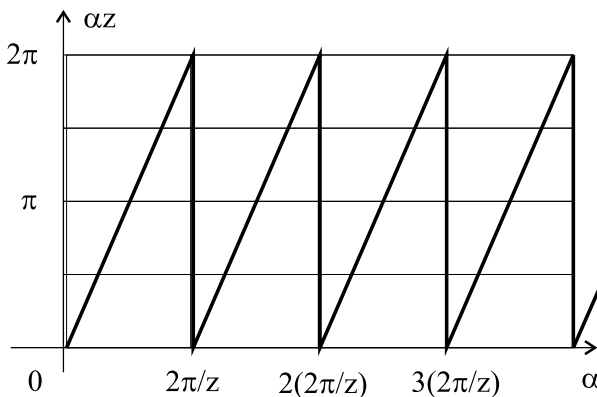
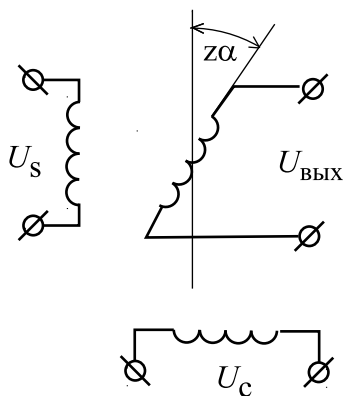


Рис. 200. Электрическая схема многополюсного ВТ

Рис. 201. Передаточная характеристика многополюсного ВТ

К индукционным модуляторам с электромагнитной редукцией относится и *индукционный редуктосин*, который представляет собой разновидность *бесконтактного СКВТ* с электрической редукцией.

Он состоит из статора, на котором размещаются первичная подмагничивающая (1-1) и две вторичные дифференциальные квадратурные обмотки (2-2) и (3-3), и ротора, который обмоток не имеет. Конструкция простейшего редуктосина с соотношением $z_{ст}/z_p = 4/3$ приведена на рис. 202.

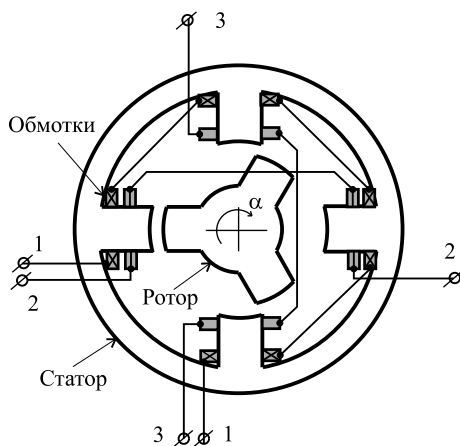


Рис. 202. Конструкция редуктосина

Во вторичных обмотках (1-1), (2-2), (3-3) наводятся квадратурные ЭДС, форма которых в пределах полюсного деления зависит в основном от соотношения между угловой шириной зубцов статора и ротора, их закоса, зазора и может быть близка к гармонической. Повороту ротора на угол, равный одному зубцовому делению ($360/z_{\text{ст}}$), соответствует изменение амплитуды на период. Таким образом, при повороте ротора на целый оборот число периодов изменения выходного напряжения составит z_p , то есть редуктосин не является абсолютным датчиком и однозначно определить угол можно только внутри зубцового деления.

Промышленные редуктосины намного сложнее — имеют распределенные квадратурные дифференциальные синусоидальные обмотки на статоре и роторе и большое количество зубцовых делений (до 256). Индукционный редуктосин имеет меньшие габариты, чем многополюсный ВТ, не имеет контактных щеток и обеспечивает точность на уровне ± 40 угл. с при редукции 64 и $\pm (10 \div 20)$ угл. с при редукции 256. Выходной сигнал на частоте 400 Гц при токе запитки 0,1 А составляет единицы вольта (приблизительно в 40 раз меньше, чем у ВТ). В Приложении 2.5 приведены характеристики некоторых отечественных многоотсчетных ВТ.

14.3. Индуктосин

К индуктивным датчикам с электромагнитной редукцией, помимо многополюсных ВТ, относятся и индуктосины.

Индуктосином называется многополюсный АЦПП/АЦПУ с печатными обмотками. Различают линейный и круговой индуктосин. Первый применяется для измерения линейных перемещений, а второй для угловых перемещений. Линейный индуктосин содержит печатные статорные (измерительную) и роторные (индикаторную) обмотки, которые наносятся на изоляционные пластины — основания (рис. 203). Рассмотрим работу индуктосина в режиме ФВ.

Пластины статора и ротора складываются друг с другом с небольшим зазором (около 10—20 мкм), обмотки статора запитываются двумя квадратурными напряжениями U_s , U_c и наводят в статорной обмотке выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, амплитуда которого, как и в ВТ, определяется взаимной индуктивностью обмоток. Индуктосин магнитопровода не имеет.

Длина неподвижной статорной пластины больше длины, которая соответствует диапазону измерений L . Длина роторной пластины L_1 значительно короче и обеспечивает необходимое потокоцепление. Взаимная индуктивность M для секции из N взаимодействующих печатных проводников длиной L_1 мала (зависит от соотношения зазора к шагу (Δ/w)) и аппроксимируется зависимостью

$$M = 1,6 \cdot 10^{-7} N \cdot L_1 \cdot e^{-6,7(\Delta/w)}.$$

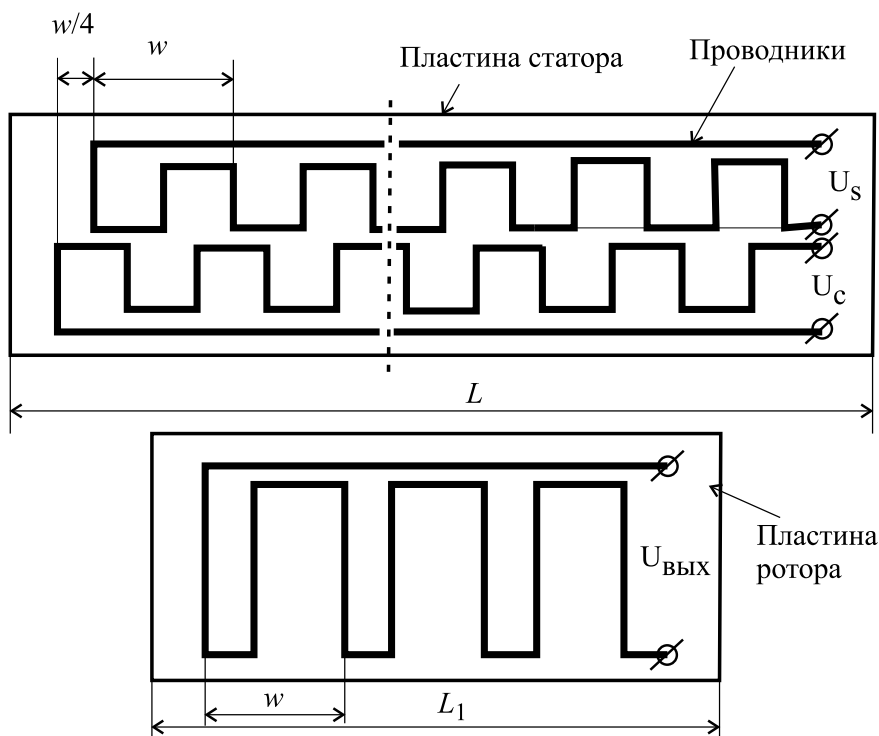


Рис. 203. Печатные обмотки линейного индуктосина

Расчеты показывают, что реально $M \approx 1$ мкГн, а амплитуда выходного сигнала $U_0 = \omega \cdot M \cdot I_0$ на частоте 10 кГц и токе запитки $I_0 \leq 1$ А не превышает 10 мВ. В паспортных данных на индуктосин обычно указываются сопротивление обмоток (типично 1—5 Ом) на частоте запитки (2—20 кГц) и коэффициент трансформации (типично 0,005).

Поскольку в пределах полюсного деления электрическая схема индуктосина соответствует электрической схеме ВТ (рис. 204), то при гармонической функции модуляции между обмотками выходной сигнал соответствует сигналу фазовращателя гониометрического типа

$$U_{\text{вых}} = U \sin(\omega t + \alpha),$$

где $\alpha = \frac{2\pi}{w} x = \frac{2\pi}{L/z} x$ — пространственная фаза роторной обмотки внутри полюсного деления w ; L — диапазон измерений; $z = L/w$ — число полюсных делений, укладываемых на диапазоне измерений, характеризующее электрическую редуцию.

Фазовая передаточная характеристика индуктосина имеет в z раз большую крутизну, чем у двухполюсного ВТ (рис. 205) и отличается многозначностью. Для устранения многозначности при измерениях углов, больших $360/z$,

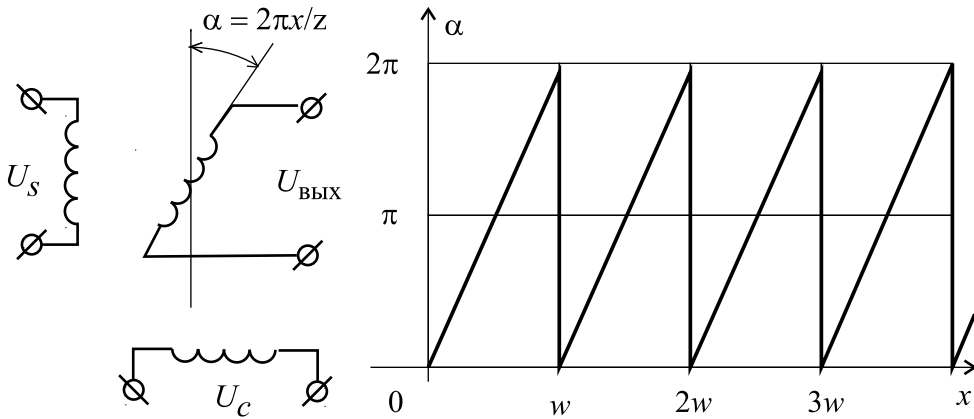


Рис. 204. Электрическая схема линейного индуктосина

Рис. 205. Передаточная характеристика линейного индуктосина

необходим канал грубого отсчета. Гармоническая функция модуляции между обмотками статора и ротора достигается оптимизацией топологии обмоток, как это делается в фотоэлектрических растровых ФВ (см. раздел 14.4), при этом содержание высших гармоник в функции модуляции индуктосина не превышает долей процента. Разумеется, возможен для индуктосина и режим пульсирующего поля.

Точность индуктосина определяется погрешностями нанесения обмоток, неплоскостностью пластин, наличием высших гармоник поля, отличием сигналов от квадратуры, наличием связи между фазными обмотками и контурными токами, наводками, то есть соотношением сигнал/шум в выходном сигнале. Например, если это соотношение составляет не менее 40 дБ, то точность при шаге обмоток $w = 100$ мкм составит $\Delta = 1$ мкм. Дополнительные погрешности связаны с угловыми разворотами пластин в процессе перемещений. При изменении температуры необходимо учитывать линейное расширение пластин статора и ротора. Для измерения больших перемещений статор выполняется в виде стальной ленты, покрытой изоляционным слоем, на который и наносятся печатные обмотки.

Круговой (поворотный) индуктосин

Поворотный индуктосин также является многополюсным устройством с электрической редукцией и отличается от линейного только конструктивно. На смежные поверхности дисков наносятся круговые печатные обмотки (рис. 206). Для увеличения амплитуды выходного сигнала число пар полюсов печатных обмоток для двоичных преобразователей выбирается не менее 64 (64, 128, 256).

Выходной сигнал для обеспечения бесконтактного съема информации снимается с роторной пластины с помощью тороидального кольцевого трансформатора.

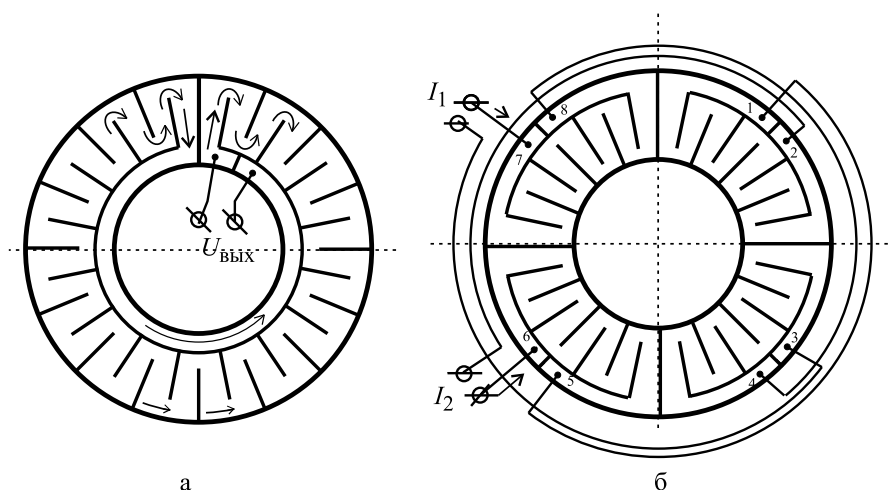


Рис. 206. Топология обмоток поворотного индуктосина: а — ротор; б — статор

На точность работы значительное влияние оказывают контурные токи, протекающие в соединительных частях обмоток. Для исключения влияния контурных токов обмотки наиболее часто разбиваются на несколько секций с таким расчетом, чтобы в одной половине секций контурные токи протекали в одном направлении, а в другой — в противоположном (см. рис. 206). В отличие от линейного индуктосина, в поворотном температурные изменения не приводят к угловым погрешностям обмоток.

Точность современных поворотных многосекционных индуктосинов с многослойными обмотками, в которых удается компенсировать эксцентриситет, может достигать единиц угловых секунд.

Перечислим достоинства и недостатки индуктосина.

Достоинства:

- высокая технологичность, поскольку изготовление печатных обмоток может осуществляться стандартными методами фотолитографии;
- большой диапазон измерений линейного индуктосина (до нескольких метров), так как измерительная обмотка может набираться из секций или изготавливаться на стальной ленте;
- высокое разрешение и точность (реально у линейных индуктосинов погрешность составляет $\Delta \leq 1$ мкм, у круговых — 3—5 угл. с);
- высокая степень усреднения технологических погрешностей изготовления печатных обмоток;
- нечувствительность к влажности.

Недостатки:

- низкий выходной сигнал (3—5 мВ) за счет низкого потокосцепления обмоток (в 8000 раз меньше, чем у ВТ);

- необходимость высокочастотной запитки (порядка 10 кГц и выше), повышение мощности квадратурных генераторов и необходимость усиления сигналов (следствие низкого потокоцепления);
- повышенная чувствительность к высокочастотным наводкам, что требует качественной экранировки, фильтрации информационных сигналов.

В настоящее время линейные и круговые индуктосины являются наиболее распространенным прецизионным (погрешности на уровне 1–5 мкм и 5–10 угл. с соответственно) промышленным АЦПП/АЦПУ и выпускаются серийно.

14.4. Растровые фотоэлектрические АЦПП

Структура ФВ гониометрического типа с электрической редукцией сравнительно просто реализуется в *растровых фотоэлектрических АЦПП*. В таких АЦПП модулятором является многофазное растровое сопряжение. *Растром* называют регулярную совокупность топологически подобных элементов, воздействующих на световой поток как единое целое. Простейшим растром является линейный растр, то есть совокупность одинаковых параллельных штрихов, расположенных с равным шагом w (рис. 207а). Если пренебречь дифракционными явлениями, что справедливо при $w \gg \lambda$, то происходит амплитудная модуляция светового потока и такие относительно «крупные» растры ($w > (10 \div 20)$ мкм при длине волны излучения $\lambda \cong 1$ мкм) называются *амплитудными*. Напротив, если шаг растра соизмерим с длиной волны излучения, то такие растры называются *дифракционными*. Амплитудные растры изготавливаются на стандартном фотолитографическом оборудовании методом фотопечати, дешевы и наиболее часто используются для целей прецизионных измерений перемещений.

Интегральной характеристикой одиночного растра является пропускание τ , которое равно отношению

$$\tau = \frac{\Phi}{\Phi_0} = \frac{a}{w},$$

где Φ_0 , Φ — падающий и прошедший сквозь растр световые потоки при равномерной засветке; w , a — шаг растра и ширина прозрачного штриха.

Для одиночного параллельного растра (см. рис. 207а) из разложения в ряд Фурье может быть получена пространственная функция пропускания растра:

$$\tau(x) = \tau + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi\tau}{k} \cos\left(k \frac{2\pi}{w} x\right),$$

где $k \frac{2\pi}{w} x$ — пространственная фаза k -й гармоники. Таким образом, пропускание растра содержит набор гармоник с амплитудами, убывающими по закону $1/k$.

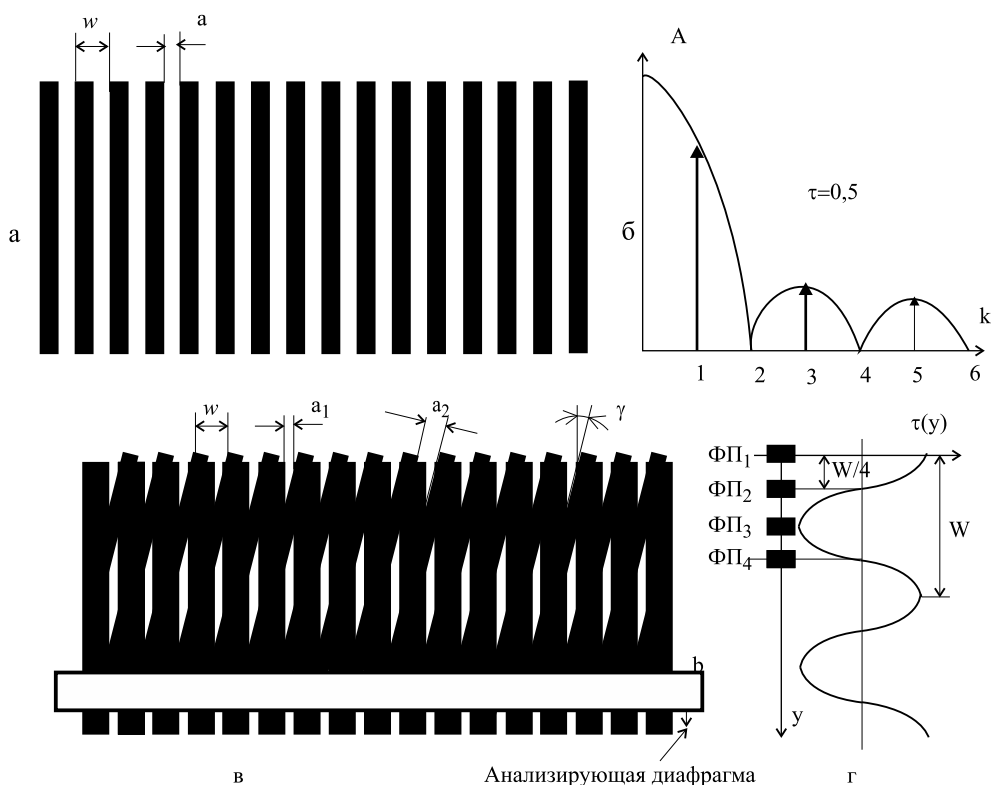


Рис. 207. Линейный растр (а); пространственный спектр растра (б); муаровое сопряжение двух линейных растров (в); функция пропускания муарового растрового сопряжения (г)

Выбором пропускания растра τ можно менять спектральный состав функции пропускания. Например, при $\tau = 0,5$ из спектра исчезнут все четные гармоники, а оставшиеся будут убывать по закону $1/k$ (рис. 207б). Если $\tau = 1/3$, то будут подавлены гармоники, кратные трем, и т.д.

Для целей измерения используются не отдельные растры, а их сопряжения. При сопряжении или наложении двух растров возникают различные оптические эффекты в виде комбинационных полос. Различают:

- *обтюрационное* сопряжение, когда шаги растров одинаковы $w_1 = w_2$ и взаимный наклон штрихов $\gamma = 0$;
- *нонусное* сопряжение, когда шаги растров различны: $w_1 \neq w_2$ и $\gamma = 0$;
- *муаровое* сопряжение, когда шаги растров одинаковы: $w_1 = w_2$, но $\gamma \neq 0$ (рис. 207в).

Каждое из сопряжений имеет свои достоинства и недостатки. Для определенности далее будем рассматривать муаровое сопряжение (см. рис. 207в),

при котором возникают так называемые *муаровые* полосы. Шаг муаровых полос определяется формулой Рэлея:

$$W = \frac{w}{2 \sin(\gamma/2)}.$$

При $\gamma \ll \pi/2$ имеем $W \approx w/\gamma \gg w$ и получаем эффект оптического увеличения, когда малому взаимному перемещению растров вдоль оси x соответствует большое перемещение муаровой полосы вдоль оси y . При взаимном перемещении растров на шаг вдоль оси x муаровая полоса переместится точно на W (фундаментальное свойство муарового сопряжения). Коэффициент оптического увеличения может достигать нескольких сотен и первоначально использовался для визуализации смещений. Например, при $\gamma = 0,01$ рад оптическое увеличение составит $W/w = 1/\gamma = 100$. Подвижный растр называется *измерительным* (его пропускание обычно $\tau_1 = 0,5$), а неподвижный — *индикаторным* (см. рис. 207в). Отметим, что для нониусного сопряжения коэффициент увеличения равен $W/w_1 = 1 + w_1/(w_1 - w_2)$, а для обтюрационного равен 1.

Спектральный состав пропускания муарового растрового сопряжения $\tau(y)$ является сложной функцией параметров растров, зазора, апертуры излучателя и анализирующей диафрагмы. Если при параллельной монохроматической заливке сканировать сопряжение растров, имеющих нулевой зазор, анализирующей диафрагмой высотой b вдоль оси y , то

$$\tau(y) = \tau_1 \tau_2 + \frac{2}{\pi^3 \tau_3} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi\tau_1}{k} \cdot \frac{\sin k\pi\tau_2}{k} \cdot \frac{\sin k\pi\tau_3}{k} \cos\left(k \frac{2\pi}{W} y\right),$$

где $\tau_1 = a_1/w$, $\tau_2 = a_2/w$ — пропускания измерительного и индикаторного растров; $\tau_3 = b/W$ — пропускание анализирующей диафрагмы. Величина $2\pi y/W$ характеризует пространственный угол или пространственное положение анализирующей диафрагмы в пределах $0—W$. При определенных параметрах растров функция пропускания растрового сопряжения $\tau(y)$ может быть близка к гармонической (см. рис. 207в). В частности, при $\tau_1 = 1/2$, $\tau_2 = 1/3$, $\tau_3 = 1/5$ из спектрального состава функции пропускания исчезнут пространственные гармоники, кратные 2, 3, 5, а оставшиеся паразитные гармоники будут сильно ослаблены. Первая паразитная гармоника, которая не подавляется, будет седьмая, но ее амплитуда будет составлять не более $(1/7^3)$ от амплитуды первой гармоники. Таким образом, растровое сопряжение может являться пространственным фильтром низких частот или квазигармоническим модулятором с функцией модуляции вида

$$\tau(y) = \tau_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{2\pi}{W} y\right) \right],$$

где $\tau_0 = \tau_1 \cdot \tau_2$ — постоянная составляющая функции пропускания и $m = [\tau(y)_{\max} - \tau(y)_{\min}] / [\tau(y)_{\max} + \tau(y)_{\min}]$ — глубина модуляции функции пропуска-

ния ($0 < m < 1$) или *контраст* муаровой картины. Используя фундаментальное свойство муарового сопряжения, можно переменную y заменить на x , а шаг муара W на шаг растра w . Тогда

$$\tau(x) = \tau_0 \left[1 + m \cos \left(\frac{2\pi}{w} x \right) \right]. \quad (1)$$

Для реализации n -фазного растрового модулятора достаточно фотоприемники установить по оси y с пространственным сдвигом $2\pi/n$, что соответствует линейному сдвигу W/n по оси y . Например для четырехфазного модулятора фотоприемники необходимо установить с пространственным сдвигом $\pi/2$ или $W/4$ (см. рис. 207в). В остальном структура фотоэлектрического растрового фазовращателя соответствует ФВ гониометрического типа. Заметим, что протяженность анализирующей диафрагмы влияет на энергетические характеристики и на степень усреднения случайных погрешностей штрихов растров.

Выражения для функции пропускания (1) являются идеализированными, так как получены из теневой картины сопряжения и не учитывают влияние зазора g между растрами и апертуры осветителя s (расходимости светового пучка), которые вызывают дифракционные явления и снижение модуляции (рис. 208, 209).

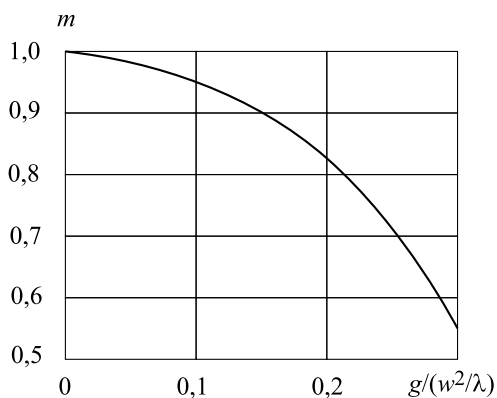


Рис. 208. Зависимость модуляции от параметра растрового сопряжения

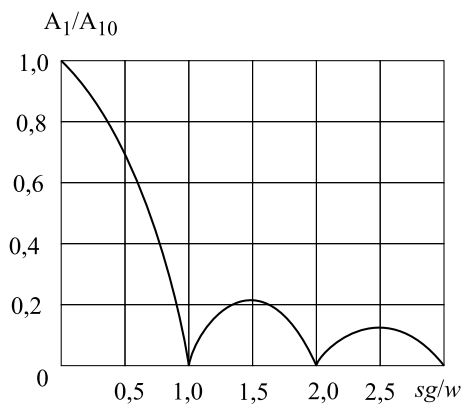


Рис. 209. Зависимость относительной амплитуды первой гармоники сопряжения от величины sg/w

Для уменьшения дифракционных явлений и сохранения высокой глубины модуляции m зазор g должен удовлетворять условию

$$g < \frac{w^2}{\lambda} (2k \pm 0,1), \text{ где } k = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

Зависимость (2) весьма важна для рационального выбора величины зазора. Например, для сохранения высокой модуляции ($m > 0,9$) при $w = 50$ мкм,

$\lambda = 1$ мкм и $k = 0$ «нулевой» зазор не должен превосходить ориентировочно 250 мкм. Следующее значение зазора, где сохранится высокая модуляция при параллельном световом потоке (определяется при $k = 1$), составит $g \approx 1$ мм.

Глубина модуляции уменьшается и вследствие того, что реальные источники излучения формируют не параллельный, а расходящийся поток с апертурой $s = d/f$, где d — размер тела свечения источника; f — фокусное расстояние оптической системы, формирующей световой поток. Относительная зависимость амплитуды первой гармоники в спектре муара A_1/A_{10} от комплексного параметра sg/w (см. рис. 209) дается выражением

$$\frac{A_1}{A_{10}} = \frac{\sin z}{z},$$

где A_{10} — амплитуда первой гармоники при «нулевом» зазоре ($g = 0$); $z = \pi sg/w$. Это выражение обращается в нуль при $z = \mu\pi$, где $\mu = 1, 2, 3 \dots$ (см. рис. 209). Следовательно, для сохранения амплитуды первой гармоники необходимо выдерживать $sg/w < 0,25$ (см. рис. 209). Тогда

$$g < 0,25w/s.$$

В малогабаритных короткофокусных оптических системах апертура излучателя составляет $s > 0,1$, и поэтому необходимо выдерживать зазор на уровне $g < 2,5w$. Например, при $w = 50$ мкм зазор составит $g < 125$ мкм.

Таким образом, в реальных растровых измерительных системах, несмотря на наличие плоскостей с высоким коэффициентом модуляции, все равно необходимо выдерживать минимально возможный зазор. Заметим, что квадратурные сигналы растрового сопряжения можно использовать в накапливающих АЦПП для реверсивного счета полос (см. гл. 6). Для измерения угловых перемещений используют радиальные (круговые) растры (рис. 210).

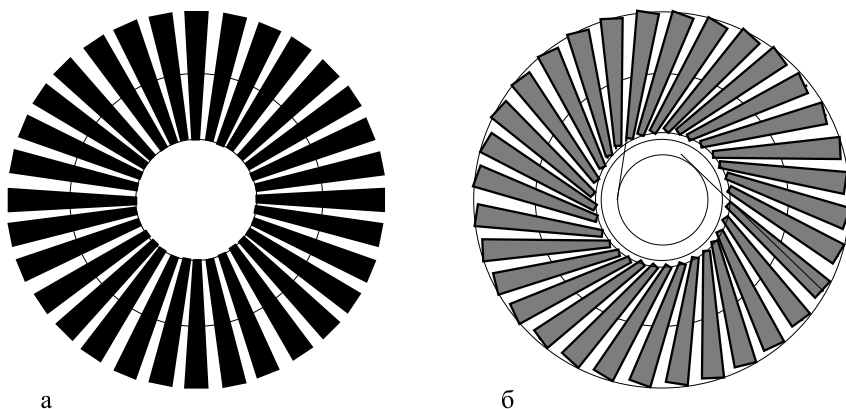


Рис. 210. Круговые растры: а — радиально-центральный растр; б — радиально-нецентральный растр

Наиболее часто в АЦПУ используют сопряжения *радиальных* (см. рис. 210а) и *радиально-нецентральных* (см. рис. 210б) растров, при которых возникают концентрические муаровые полосы (рис. 211) переменного шага.

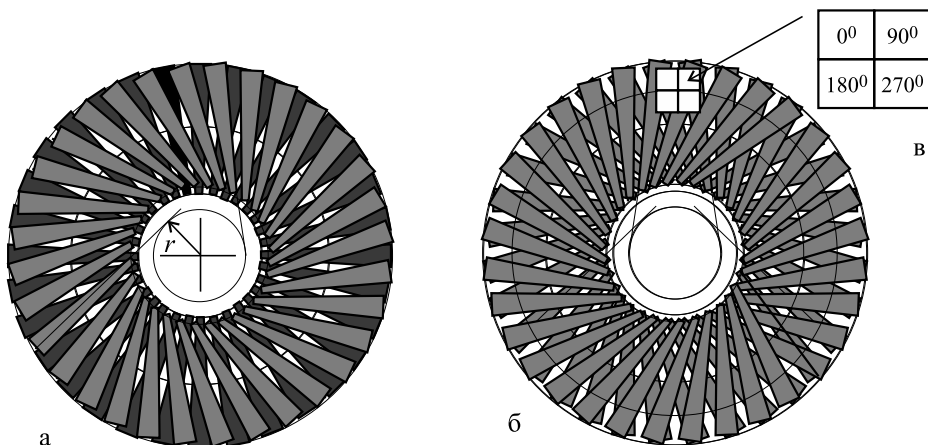


Рис. 211. Сопряжение круговых растров: а — радиального и радиально-нецентрального растров; б — радиально-нецентральных растров с разными заходами; в — квадрантный фотоприемник

Штрихи радиально-нецентрального растра наносятся по касательной к окружности радиуса r :

$$r = \frac{R_1 R_2 \sin w}{\sqrt{(R_2 - R_1 \cos w)^2 + R_1^2 \sin^2 w}},$$

где радиусы R_1, R_2 определяют расстояния между кольцевыми полосами (шаг муара); w — угловой шаг растра. Учитывая, что угловой шаг растра $w \ll \pi/2$,

$$r \approx \frac{R_1 R_2 w}{W}.$$

Например, если на лимбе нанесено $2^{13} = 8192$ штриха, $R_2 = 80$ мм, $W = 8$ мм, то $w \approx 7,67 \cdot 10^{-4}$ рад = 158,2 угл. с, (или $w \approx 60$ мкм) и получим $r \approx 0,552$ мм. При конструировании растрового фазовращателя на кольцевом муаре надо учитывать нелинейную зависимость перемещение муаровой полосы от угла поворота измерительного растра.

Наконец, отметим, что фотоэлектрические растровые фазовращатели относятся к фазовращателям с оптической (электромагнитной) редуцией, поскольку пространственная фаза растрового сопряжения в них, а следовательно, и фаза электрического выходного сигнала имеет в z раз большую крутизну, чем угол поворота вала преобразователя α , а пропорциональность между пространственной и электрической фазой сохраняется только при перемещении внутри шага растра ($0 \leq x \leq w$).

То есть растровый фазовращатель формирует так называемый *точный* отсчет АЦПП, передаточная функция которого многозначна. Для получения абсолютного отсчета в пределах всего перемещения (или 360° для АЦПУ) в любом АЦПП с электрической редукцией необходим так называемый *грубый* отсчет, который может выполняться различными способами, например с помощью кодовых АЦПП/АЦПУ или оптических однооборотных ФВ.

Один из вариантов четырехфазного фотоэлектрического растрового фазовращателя гониометрического типа с модуляцией информационных сигналов на приемном конце приведен на рис. 212а.

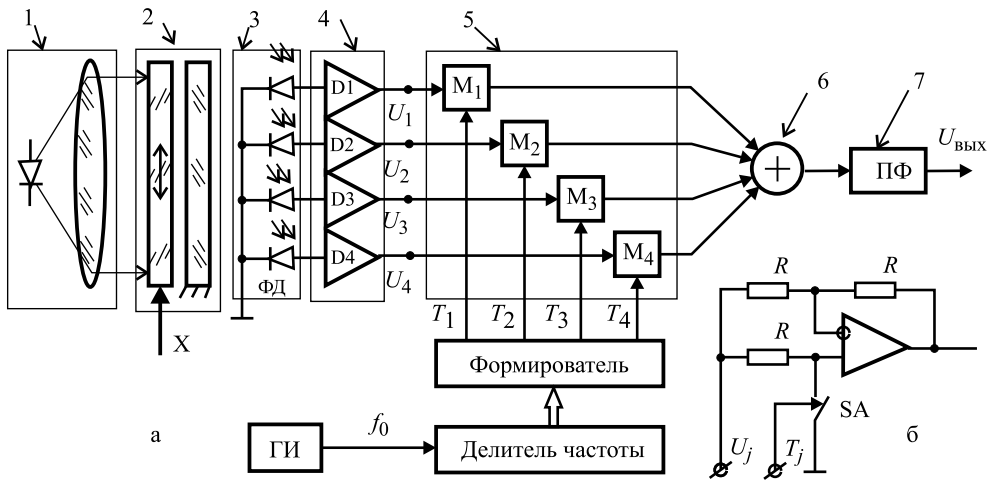


Рис. 212. Гониометрический растровый ФВ: а — структурная схема; б — импульсный модулятор

Схема включает осветитель (1), четырехфазное растровое сопряжение (2) на четырехпольном интегральном фотодиоде (ФД) (3), блок усилителей сигналов фотодиодов (4), четырехфазный электрический модулятор ($M_1 \div M_4$) (5), схему суммирования (6) и полосовой фильтр (ПФ) (7). Сигналы на выходе фотодетекторов

$$U_j = \tau_0 \left(1 + m \sin \left(\frac{2\pi}{w} x + \frac{\pi}{2} (j-1) \right) \right),$$

где τ_0 , m , w — параметры растрового сопряжения; j — номер фазы.

Генератор тактовых импульсов, делитель частоты и формирователь обеспечивают формирование четырех квадратурных импульсов модуляции ($T_1 \div T_4$) на несущей частоте ω :

$$T_j = \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} (j-1) \right).$$

Таким образом, данная структура полностью совпадает с фазовращателем гониометрического типа с выходным сигналом $U_{\text{вых}} = U \sin(\omega t + 2\pi x/w)$. Полосово-

вой фильтр необходим для подавления высших гармоник в сигналах импульсной электрической модуляции. Схема импульсного модулятора на ОУ приведена на рис. 212б, а четырехквadrантная схема расположения растровых звеньев на интегральном квадрантном фотоприемнике (КФП) — на рис. 213.

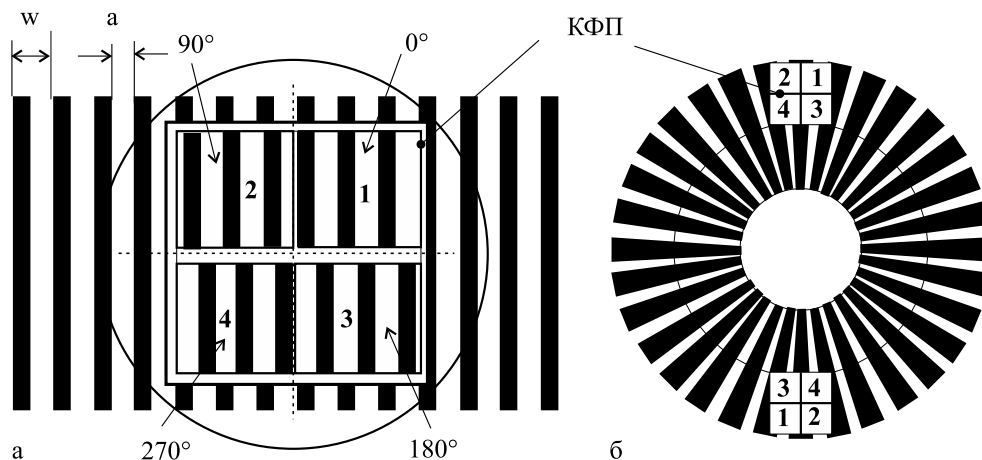


Рис. 213. Квадрантная схема расположения растровых звеньев: а — линейный растр; б — круговой растр

Погрешность растрового фотоэлектрического ФВ зависит от многих факторов:

- отклонения параметров растров от номиналов;
- неравенства амплитудных значений фазовых сигналов и их постоянных составляющих (это может вызываться неравномерностью засветки ФП и их разной чувствительностью);
- нарушения квадратуры фазовых сигналов;
- разной глубины модуляции в фазах;
- эксцентриситета лимбов.

В то же время, поскольку в формировании сигналов фаз участвует большое количество штрихов, случайные погрешности растров усредняются и мало влияют на суммарную погрешность. В целом растровые фотоэлектрические фазовращатели характеризуются процентной точностью, что при шаге $w = 50$ мкм дает погрешность на уровне 0,5—1 мкм.

Быстродействие в основном определяется характеристиками ПФ. Если полоса пропускания ПФ составляет Δf , то допустимая угловая скорость составит $\Omega \leq \Delta f / z$. Например, при $\Delta f = 1$ кГц и $z = 2^{12}$ имеем $\Omega_{\max} \approx 0,25$ об/с.

14.5. Согласование отсчетов в многоотсчетных АЦПП

В наиболее распространенных двухотсчетных АЦПП формирование старших разрядов $n_{\text{ТО}}$ происходит в грубой ступени или так называемом ГО, а дополнительных младших разрядов кода $n_{\text{ТО}}$ в точной ступени или так называемом ТО (рис. 214). Общая разрядная сетка составит $n = n_{\text{ГО}} + n_{\text{ТО}}$.

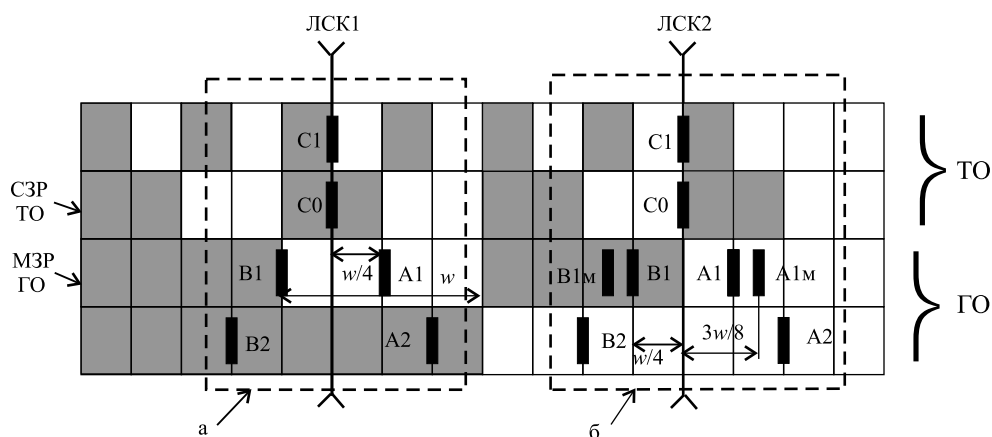


Рис. 214. Согласование отсчетов в V-коде (а) и в модифицированном V-коде (б)

Таким образом, в любом АЦПП с электрической редукцией для получения абсолютного отсчета в пределах всего диапазона перемещения (или 360° для АЦПУ) необходим так называемый ГО, который может выполняться различными способами, например с помощью кодовых АЦПП/АЦПУ или однооборотных ФВ. Шкалы ГО и ТО должны быть согласованы между собой, то есть шкала ГО должна быть продолжением шкалы ТО.

Однозначная стыковка отсчетов и устранение неоднозначности принципиально возможны, если расстыковка не превышает $\pm 0,5$ кванта МЗР ГО. Способ стыковки зависит от того, как формируются ГО и ТО.

Например, если ГО — двоичный кодовый, то удобно согласование вести в двоично-сдвинутых кодах — по методу V-кода (код Баркера) или по методу двойной сетки (см. гл. 7).

На рис. 214а приводится стыковка ТО и ГО в стандартном V-коде. Выбор элемента считывания в ГО зависит от значения C_0 в СЗР ТО:

$$\text{МЗР(ГО)} = A \cdot \bar{C}_0 \vee B \cdot C_0,$$

где C_0 — СЗР ТО. При этом допуск на согласование составляет $\pm w/4$, где w — квант МЗР ГО.

Этот допуск может быть увеличен, если анализировать не один, а несколько старших разрядов ТО, например если анализировать два старших разряда ТО и использовать четыре считывающих элемента в МЗР ГО (A_{1m}, A_1, B_1, B_{1m}), как это приведено на рис. 214б. Два дополнительных считывающих элемента (A_{1m}, B_{1m}) сдвинуты относительно линии считывания кода ЛСК2 на $\pm 3w/8$. Выбор элемента считывания определяется уравнением

$$\text{МЗР(ГО)} = A_{1m} \cdot \bar{C}_0 \cdot \bar{C}_1 \vee A_1 \cdot \bar{C}_0 \cdot C_1 \vee B_1 \cdot C_0 \cdot \bar{C}_1 \vee B_{1m} \cdot C_0 \cdot C_1.$$

При этом допуск на стыковку увеличится и составит $\pm 3w/8$. Дальнейший выбор считывающих элементов в ГО может осуществляться как в V-коде, так и в U-коде.

Если ГО и ТО (с редукцией z) являются ФВ, в которых код формируется по методу «бегущей стробирующей метки», то согласование можно осуществить в U-коде введением временной задержки по каналам А и В грубого отсчета (рис. 215). Непрерывно работающий счетчик (СТ) и фазорасщепитель (ФР) формируют квадратурные напряжения U_s и U_c для запитки ФВ грубого и точного отсчетов (ФВ-ГО и ФВ-ТО). Между ФВ имеется электрическая редукция z . Текущее значение кода СТ (N_{CT}) сбрасывается в регистры ТО (RG-ТО) и ГО. В ГО имеется два регистра — А и В (RG-A и RG-B). Информация в регистры записывается по сигналам меток $M_{ГО-A}$, $M_{ГО-B}$ и $M_{ТО}$, формируемых на выходе ФВ. Метка $M_{ГО-A}$ задерживается относительно метки $M_{ГО-B}$ с помощью линии задержки (ЛЗ).

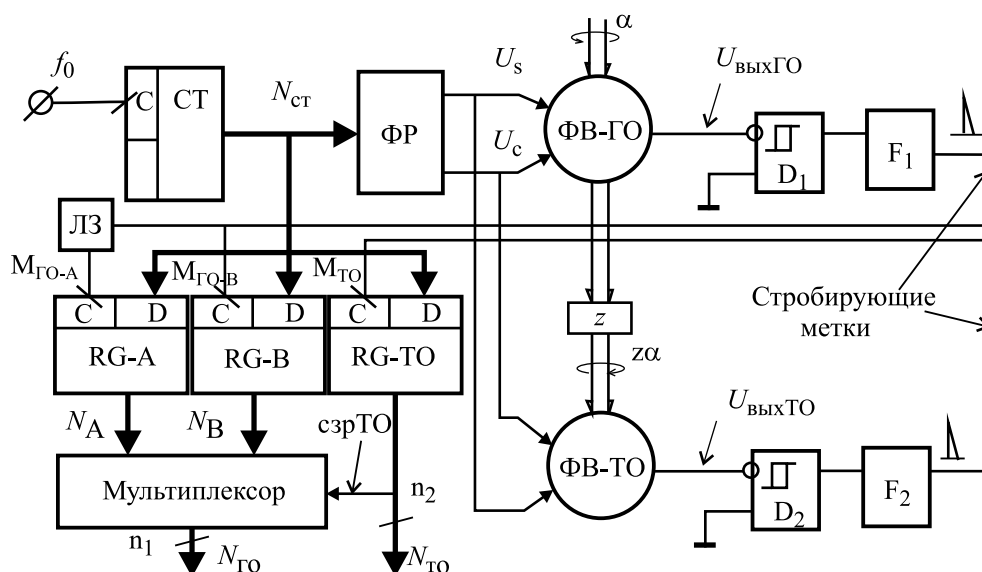


Рис. 215. Двухотсчетный АЦПП на ФВ по методу «бегущей стробирующей метки» с согласованием отсчетов по методу двойной шетки

Величина задержки в U -коде должна составить

$$\tau = 0,5T_0/2^{n_{го}} = 0,5T_0/2^{n_1},$$

где T_0 — несущая частота СТ; n_1 — разрядность ГО.

Опрос регистров RG-A и RG-B производится через мультиплексор, который управляется значением СЗР в ТО: В случае если СЗР ТО равен нулю, то опрашивается регистр А (RG-A), если СЗР ТО равен единице, то опрашивается регистр В (RG-B). Таким образом, с помощью ЛЗ осуществляется сдвиг кода ГО.

Согласование кодов можно осуществить и логическим путем прибавлением (или вычитанием) единицы к значению кода ГО. На рис. 216 показан происходящий из-за инструментальных погрешностей сдвиг шкал грубого и точного отсчета на величину Δx . В этом случае при считывании кодов в промежутке между точками $x_1 \div x_2$ и $x_3 \div x_4$ будут проскакивать ложные кодовые комбинации. Безусловно, при дальнейшем возрастании входной величины x (участок $x_2 \div x_3$) согласование кодов восстановится.

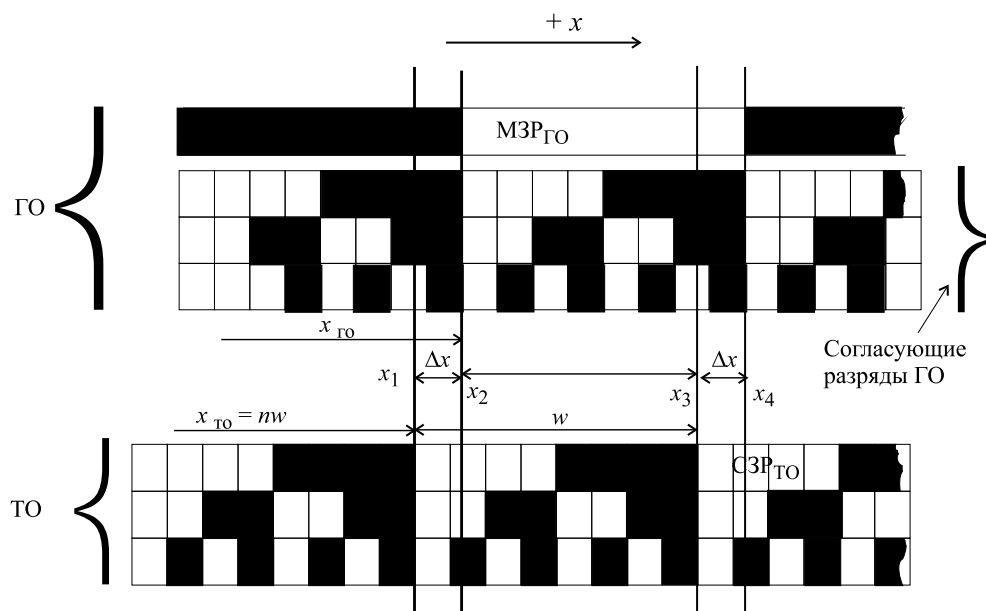


Рис. 216. К вопросу согласования шкал в двухотсчетном АЦПУ

Чтобы восстановить правильное чередование кодов на участках Δx (см. рис. 216), к показаниям ГО необходимо прибавлять единицу. Поскольку рассогласование Δx может сменить знак, то в этом случае на участках Δx будет необходимо из показаний ГО вычитать единицу.

В любом случае для согласования отсчетов необходимо определить степень рассогласования отсчетов. Для этого в канал ГО вводятся дополнительные согласующие разряды, то есть продолжается разрядная сетка ГО. Веса этих согласующих разрядов должны быть такими же, как в старших разрядах ТО.

Очевидно, что точность определения рассогласования между ГО и ТО зависит от числа согласующих разрядов. Максимальная погрешность определения рассогласования при m согласующих разрядах составит $\beta_{\max} \leq w/2^m$.

С учетом того, что величина рассогласования может быть определена с точностью не лучше $\beta_{\max}$, коррекция ГО должно осуществляться в случае, если

$$|N_{\text{ТО}} - N_{\text{ГО-С}}| + \beta_{\max} > 0,5w + \beta_{\max} = 0,5w + 1/2^m,$$

где $N_{\text{ГО-С}}$ — согласующие разряды ГО; $N_{\text{ТО}}$ — старшие разряды ТО. Иными словами, для скорректированного кода $N_{\text{ГО-К}}$:

1) если $(N_{\text{ГО-С}} - N_{\text{ТО}}) \geq 0,5 \cdot 2^m + 1$, то к показаниям $N_{\text{ГО}}$ добавляется единица, т.е. $N_{\text{ГО-К}} = N_{\text{ГО}} + 1$ (функция согласования — C_+);

2) если $(N_{\text{ГО-С}} - N_{\text{ТО}}) \leq 0,5 \cdot 2^m + 1$, то из показаний $N_{\text{ГО}}$ вычитается единица, т.е. $N_{\text{ГО-К}} = N_{\text{ГО}} - 1$ (функция согласования — C_-);

3) в противном случае код ГО берется без изменений, то есть $N_{\text{ГО-К}} = N_{\text{ГО}}$, где $N_{\text{ГО-К}}$ — скорректированные значения ГО.

В табл. 15 для случая использования трех согласующих разрядов ГО ($m = 3$) отображена диаграмма состояний кодов ТО (a_1, a_2, a_3), согласующих разрядов ГО (b_1, b_2, b_3), разности ($N_{\text{ГО-С}} - N_{\text{ТО}}$) и арифметическая операция, необходимая для получения скорректированного кода $N_{\text{ГО-К}}$.

Таблица 15. Коррекция канала грубого отсчета

		$N_{\text{ГО-С}}$							
$N_{\text{ТО}}$	$b_1 b_2 b_3$ $a_1 a_2 a_3$	000	001	010	011	100	101	110	111
	000	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7
	001	-1	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
	010	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4	+5
	011	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
	100	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
	101	-5	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2
	110	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	+1
	111	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0

Для определения скорректированного кода $N_{\text{ГО-К}}$ необходим сумматор, осуществляющий алгебраическое суммирование единицы с кодом $N_{\text{ГО}}$. В ряде случаев за счет предварительного смещения кода $N_{\text{ГО}}$ на единицу МЗР можно использовать сумматор для арифметического сложения.

С помощью табл. 15 выразим функции согласования:

$$\begin{aligned} C_+ &= \overline{a_1} \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{a_3} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \cdot \overline{b_3} \vee \overline{a_1} \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \vee \overline{a_1} \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{a_3} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \cdot \overline{b_3}; \\ C_- &= a_1 \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{a_3} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \cdot \overline{b_3} \vee a_1 \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{a_3} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \vee a_1 \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \vee \\ &\vee a_1 \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \cdot \overline{b_3} \vee a_1 \cdot \overline{a_2} \cdot \overline{a_3} \cdot \overline{b_1} \cdot \overline{b_2} \cdot \overline{b_3}. \end{aligned}$$

Очевидно, что с уменьшением числа согласующих разрядов погрешность β_{max} возрастает, а это предъявляет более жесткие требования к точности канала ГО.

ЛИТЕРАТУРА К ЧАСТИ 2

1. Преснухин Л. Н., Шаньгин В. Ф., Майоров С. А., Меськин И. В. Фотоэлектрические преобразователи информации / под ред. Л. Н. Преснухина. — М.: Машиностроение, 1974. — 376 с.
2. Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясников В. А. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код. — Л.: Энергия, 1974.
3. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 392 с.
4. Муханин Л. Г. Схемотехника измерительных устройств: Учебное пособие. — СПб.: Лань, 2009. — 288 с.
5. Топильский В. Б. Микроэлектронные измерительные преобразователи: Учебное пособие. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. — 493 с.
6. Асиновский Э. Н. и др. Высокоточные преобразователи угловых перемещений. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 128 с.
7. Аникст Д. А., Константинович К. М., Меськин И. В. и др. Высокоточные угловые измерения / под ред. Ю. Г. Якушенкова. — М.: Машиностроение, 1987. — 480 с.
8. Батоврин А. А. Электромашинные фазовращатели. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 124 с.
9. Бычтин Д. А., Вильнер Г. А. Индукционные преобразователи информации. — Л.: Энергоиздат, 1981. — 96 с.
10. Ахметжанов А. А., Лукиных Н. В. Индукционный редуктосин. — М.: Энергия, 1971. — 80 с.
11. Батоврин А. А. Электромашинные фазовращатели. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 124 с.
12. Петрапавловский В. П., Синицин Н. В. Фазовые цифровые преобразователи угла. — М.: Машиностроение, 1984. — 136 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ К ЧАСТИ 2

Приложение 2.1. Реперные последовательности различного типа

N	Линейно-нарастающая последовательность		Последовательность Шермана		Степенная последовательность	
	Относительное расстояние между штрихами	S/μ	Относительное расстояние между штрихами	S/μ	Относительное расстояние между штрихами	S/μ
3	1,0; -1,25	3	0,5; -1,0	2	1,0; -1,5	3
4	1,0; -1,25; -1,5	4	0,5; -1,5; -1,0	4	1,0; -1,5; -2,0	5
5	1,0; -1,25; -1,5; -1,75	6	0,5; -1,5; -2,5; -1,0	6	1,0; -1,5; -2,0; -3,0	8
6	1,0; -1,25; -1,5; -1,75; -2,0	8	0,5; -1,5; -3,0; -1,0; -2,5	9	1,0; -1,5; -2,0; -3,0; -4,0	12
7	1,0; -1,25; -1,5; -1,75; -2,0; -2,25	10	0,5; -1,5; -3,0; -4,0; -2,5; -1,0	13	1,0; -1,5; -2,0; -3,0; -4,0; -6,0	18
8	1,0; -1,25; -1,5; -1,75; -2,0; -2,25; -2,5	13	0,5; -1,5; -2,5; -3,0; -3,5; -5,0; -1,0	17	1,0; -1,5; -2,0; -3,0; -4,0; -6,0; -8,0	26
9	1,0; -1,25; -1,5; -1,75; -2,0; -2,25; -2,5; -2,75	16	0,5; -5,4; -5,5; -5,3; -4,0; -1,0; -2,5	23	1,0; -1,5; -2,0; -3,0; -4,0; -6,0; -8,0; -12,0	38
10	1,0; -1,25; -1,5; -1,75; -2,0; -2,25; -2,5; -2,75; -3,0	19	0,5; -0,2; -0,75; -6,5; -4,0; -4,5; -1,5; -1,0	31	1,0; -1,5; -2,0; -3,0; -4,0; -6,0; -8,0; -12,0; -16,0	54

Приложение 2.2. Зарубежные индуктивные АПП на основе LVDT

Параметр	Серия GT	Серия АСТ	Серия DCTH	Серия DCW	Серия SSD	Серия SSA	Серия LIN
Диапазон измерений (мм)	$\pm(0,5 \div 0,5)$	$\pm(12,5 \div 470)$	$\pm(2,5 \div 470)$	$\pm(12,5 \div 470)$	$\pm(12,5 \div 100)$	$\pm(12,5 \div 100)$	$\pm(5 \div 25)$
Нелинейн. % ПШ	$\pm(0,1 \div 0,25)$	$\pm(0,1 \div 0,5)$	$\pm(0,1 \div 0,5)$	$\pm(0,1 \div 0,5)$	$\pm(1 \div 0,05)$	$\pm(1 \div 0,05)$	$\pm(1 \div 0,05)$
Разрешение	В	В	В	В	В	В	В
Ресурс	Б	Б	Б	Б	Б	Б	Б
Материал	НС	НС	НС	НС	НС	НС	НС
Температурный диапазон ($^{\circ}\text{C}$)	$-40...+100$	$-50...+125$	$-50...+80$	$-50...+80$	$-40...+60$	$-40...+60$	$-220...+600$
Давление (МПа)	-	-	-	21	23	23	21
Стойкость к радиации (Мрад)	-	-	-	-	-	-	100
Примечание	Миниатюр.		Выход (0-10) В; (4-20) мА	Водозащищен. (погружаемые)	Для морской воды	Для морской воды. (0-10) В; (4-20) мА	Водозащищен. экстремальные условия

Примечания. ПШ — полная шкала; В — высокое разрешение; Б — большой ресурс; НС — нержавеющая сталь.

Приложение 2.3. Отечественные фотоэлектрические АЦПУ

Параметр	ПФ-ДЭ-8-40	ПФ-ДЭ-14-50	ПФ-ДЭ-18-80	ПФ-ДЭ-20-120	ЛИР-458А	ЛИР-458Б	ЛИР-1170А	ЛИР-237А
Число двоичных разрядов	8 (9, 10)	14 (15, 16)	18	20	12 (или код Грея)	14 (или код Грея)	До 900000 имп/об	До 125000 имп/об
Тип АЦПУ	Кодовый однооборотный							
Обновление информации (мкс)	6	6	1	1	-	-	-	-
Погрешность (МЗР)	$\pm(0,5-2,0)$							
Угловая скорость (об/мин)	6000	600 (300, 150)	150	30	$\pm(0,5)$	$\pm(0,5)$	± 2 угл. с	± 150 угл. с
Масса (Г)	300	500	1300	2500	270	270	3500	90
Размеры (мм)	$\varnothing 40 \times 70 \times \varnothing 2$	$\varnothing 50 \times 70 \times \varnothing 4$	$\varnothing 80 \times 70 \times \varnothing 14$	$\varnothing 120 \times 80 \times \varnothing 14$	$\varnothing 57 \times 53 \times \varnothing 6$	$\varnothing 57 \times 53 \times \varnothing 6$	$\varnothing 150 \times 50,3 \times \varnothing 14$	$\varnothing 36,5 \times 34 \times \varnothing 3$
Температурный диапазон (°C)	$-60...+85$							
Напряжение питания (В)	$+5\pm 5\%/1,0$ А, $\pm 9\pm 5\%/0,4$ А		$+5\pm 5\%/2,4$ А	$+5\pm 5\%/3,0$ А	$+5\pm 5\%/150$ мА	$+5\pm 5\%/200$ мА	$+5\pm 5\%/150$ мА	

Приложение 2.4. Емкостные измерительные щупы плунжерного типа

Параметр/Серия	P2	P5	P10	P25	P50	ДЛП-02	ДЛП-1	ДЛП-2
Измерит. диапазон (мм)	2	5	10	25	50	5	20	50
Повторяемость (мкм)	0,2	0,7	0,2	0,2	0,2		-	
Предварит. ход (мм)	0,25	0,7	0,5	0,8	0,8		-	
Масса плунжера (г)	3,4	3,7	4,1	9,6	15,3	2,5	5,2	7,9
Погрешность (мкм)	0,8	1,0	1,0	1,2	2,5	1%	0,15---0,5	0,15---0,5
Измерит. усилие (н)	0,75	0,9	0,8	1,0	1,1		-	
Разрешение (мкм)			0,1				-	
Температ. диапазон (°C)							-20...+50	

Примечание. Серия Р — фирма Sartorius; серия ДЛП — фирма «Микросенсорные технологии».

Приложение 2.5. Параметры отечественных ВТ

Параметр	ВТ-5	2,5 ВТ	5БВТ	2,5БВТ	БВТО-60	ВТ-71	ВТ-100	БВТО-100	ДСПУ-128
Габариты (мм)	Ø 55×95	Ø 25×64,5			Ø 60×20	Ø 71×32	Ø 100×60	Ø 100×22	Ø 100×15
Ротор (мм)	-	-	-	-	-	-	-	-	85,3
Редукция	1	1	1	1	32	16	32	64 и 3	128
Напряжение возбуждения (В)	40	12		12	12	6	6	12	12
Частота возбуждения (Гц)	500	400	400	400	2000	400	400	2000	400
Входное сопротивление (Ом)	200	200	200	200	150	98	52	300	
Коэффициент трансформации	0,53	0,56	0,56	0,56	0,05	0,162	0,125	0,1	0,05
Погрешность (угл. мин)	±3	±5	±6	±10	±2	±0,5	±0,5	±0,25	±0,15
Частота вращения (об/мин)	5	5	1000	1000	200			200	3000
Масса (кг)		0,12	0,81	0,13	0,28	0,3	0,4	0,85	0,3
Температура окружающей среды (°C)	-60...+100				-60...+70				
Гарантийная наработка (ч)	6000				15000	25000	10000	25000	10000

Приложение 2.5. (окончание). Цифровые преобразователи сигналов вращающихся трансформаторов (АЦПВТ)

Тип АЦПУ-ВТ	Первичный датчик	Число разрядов кода	Погрешность сменны кода (угл. с)	Частота вращения вала (рад/с)	Выходной код	Напряжение питания (В)	Габариты (мм)	Диапазон рабочих температур (°C)
АЦПВТ-16П	БВТО-60	16	6	9,0	Парал. код	±5; ±15	135×150×20	-60...+70
АЦПВТ-18П	БВТО-100	18	2,5	1,0	Парал. код	±5; ±15	135×150×20	-60...+70
АЦПВТ-16П-МРС	БВТО-60	16	5	3,5	Парал. код	+5 (от шины ISA)	112×125×16	-40...+70
АЦПВТ-18П-МРС	БВТО-100	18	3,0	5,0	Парал. код	+5 (от шины ISA)	112×125×16	-40...+70
АЦПВТ-19С-1	БВТО-100	19	3,0	0,5	Послед. код	±5; ±15	100×100×16	0...+50
АЦПВТ-19С-2	БВТО-100	19	3,0	0,5	Послед. код	+27	100×100×16	-40...+70

Примечания.

1. АЦПВТ вырабатывает 10-разрядный код угловой скорости с погрешностью ±3%.
2. Период обновления выходной информации угла не более 40 мкс; скорости — не более 600 мкс.
3. Время отработки начального рассогласования не более 0,2 с.

Приложение 2.6. Отечественные малоомощные ППЛ с непрерывным режимом генерации при $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Модель прибора	Длина волны (нм)	Мощность (мВт)	Пороговый ток (мА)	Ток накачки (мА)	Напряжение на диоде (В)	Ширина спектра (нм)	Расходимость (угл. град)	Рабочая температура (°C)	Размер (мм)
Видимый диапазон (AlGaInP)									
IDLS 5-640	640	5	40	50	2,3	2,0	10×35	-40...+55	Ø7,8×6,5
IDLS 10-650	650	10	35	65	2,4		10×30		
IDLS 15-670	670	5	35	55	2,3		10×30		
IDLM 20-635	635	20	-	160	2,5		8×30		
IDLM 30-670	670	30	90	160	2,4		8×30	Ø11,4×8,8	
IDLM 50-670	670	50	100	200	2,5		10×35		
IDLM 100-670	670	100	100	260	2,5		10×35		
IDLM 250-670	670	250	300	500	2,5		10×35		
IDLM 250-680	680	250	300	500	2,5		10×35	-	-
ИК диапазон (GaAlAs)									
IDLS 5-760	760	5	55	75	2,2	1,5	10×35	-40...+55	Ø7,8×6,5
IDLS 10-770	770	10	45	80	2,2		8×30		
IDLS 100-780	780	100	55	180	2,2		8×30	Ø11,4×8,8	
IDLS 50-810	810	50	-	130	2,2		10×40		
IDLS 100-810	810	100	-	160	2,2		10×35		
IDLS 50-830	830	50	25	120	2,2		10×30		
IDLS 100-830	830	100	35	160	2,2		10×35		
IDLS 50-850	850	50	40	150	2,2		10×35		
IDLS 100-850	850	100	35	160	2,2		10×35		
IDLS 50-875	875	50	30	130	2,1		10×30		
IDLS 50-900	900	50	40	180	2,2		10×30		

Приложение 2.6 (продолжение). Отечественные импульсные ППЛ при $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

ИК диапазон (InGaAsP)									
IDLS 30-1300	1300	30	20	120	1,75	3,0	20×35	-40...+55	12×12×12
IDLS 50-1300	1300	50	25	200	2,3	3,0			
IDLM 100-1300	1300	100	50	350	3,5	3,5			
IDLS 30-1550	1550	30	25	150	2,0	3,0			
IDLM 100-1550	1550	100	50	400	2,4	3,5			
ИК диапазон (GaInAsP/InP)									
ТЛД-121	1210	10	15	70	5	3-5	-	-20...+55	Ø7,8×6,5
ТЛД-130	1300	10	15	70					
ТЛД-154	1540	5	25	60					
ТЛД-168	1680	5	35	75					

Приложение 2.6 (окончание). Отечественные импульсные ППЛ при $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Модель	Длина волны (нм)	Пиковая мощность (Вт)	Длительность импульса (нс)	Частота импульсов (кГц)	Габариты (мм)
LPI-120	890	12	100	15,0	Ø15 × 26,3
ILPI-111	900	100	500	1,0	Ø28,5 × 29
ILPI-130	900	200	150	1,0	Ø28,5 × 29

Приложение 2.7. Зарубежные ультразвуковые датчики для измерения расстояний

Параметры	Miyata (Япония)				SICK AG (Германия)			Repernt+Fuchs (США)			
	Серия MA40B7	Серия MA40E7	Серия MA80A1	Серия MA200A1	UM30- 12112	UM30- 13112	UM30- 14112	Серия 18GM	Серия 30GM	Серия VariCont	
Диапазон срабатывания (м)	0,2—3,0	0,2—3,0	0,5—5,0	0,2—1,0	0,06—0,6	0,2—2,0	0,35—5,0	0,1—1,0	0,3—4,0	0,5—6,0	
Разрешающая способность (мм)	8—9	8	4	2	0,2	0,2	1,0	0,35	0,13	0,13	
Ширина диаграммы (угл. град)	44	75	7	7	-	-	-	10-20	10-20	10-20	
Рабочая частота (кГц)	40	40	75±5	200	400	200	120	205	80-400	-	
Частота переключения (Гц)	10	10	20	4	8	6	3	50	6-15	30	
Длительность импульсов (мс)	0,4	0,4	0,6	20	-	-	0,6	0,2	-	-	
Время отклика (мс)	-	-	-	-	70	110	-	125	15-30	-	
Повторяемость (% от ПШ)	-	-	-	-	0,15	0,15	-	0,1	0,15	-	
Термокомпенсация	-	-	-	-	+	+	-	+	+	-	
Наличие режима Teach-in	-	-	-	-	+	+	-	-	+	+	
Напряжение питания (В)	12—30	12-30	12-30	12-30	12-30	12-30	12-30	10-30	10-30	10-30	
Рабочая температура (°C)	-	-30...+85	-30...+85	10...+60	-20...+70	-30...+60	-20...+70	-20...+70	0...+60	-20...+70	
Габаритные размеры (мм)	12×Ø16	12×Ø18	24,5×Ø1618	24,5×Ø1647	127,5×Ø30	135×Ø30	138,5×Ø30	85×Ø18	135×Ø30	-	

Приложение 2.8. Характеристики отечественных ФПЗС

Тип ФПЗС	Размерность [пиксел]	Размер элемента [мкм]	Число фаз управления/ (по вертикали)	Чувствительность [В/лк с]/ коэффициент преобр-я (мкв/эл)	Коэф. передачи модуляции [%]/ неэффективность переноса заряда	Неравномерность чувствительности [%]	Неравномерность темнового сигнала [%]	Напряжение насыщения [В]/(эл)	Динамический диапазон [дБ]	Макс. частота вывода информации [МГц]
1200ЦЛ1	1000	15×15	3	2,4	40/-	8	4	0,8	70	3
1200ЦЛ2	2000	12×10	3	8	50/-	12	5	1,0	74	6
А 1203	1024	13×13	4	1,6	45/-	20	4	1,4	74	20
А 1155	2048	13×13	4	1,6	45/-	20	4	1,4	74	20
А 1202	1024	13×13	2	5,3	40/-	15	0,9	1,0	68	10
А 1212	4096	13×13	2	5,3	40/-	15	0,9	1,0	68	10
1200ЦМ7	576x360	19×18	3/(3)	10	60/-	10	14	0,1	68	4,5
А 1157	500x582	17×11	4/(2)	4	40/-	20	5	0,2	70	10
А 1186	816x606	17×11	4/(2)	2	40/-	20	10	0,2	74	10
А 1187	795x596	8,6×8,3	4/(2)	1	40/-	25	10	0,5	74	10
ISD017	1040x1160	16×16	-	10/4	-/10 ⁻⁵	3	4,5	(2×10 ⁻⁵)	-	-
ISD029	512x512	16×16	-	15/6	-/10 ⁻⁵	3	4,0	(1,3×10 ⁻⁵)	-	-
ISD048	586x290	22×22	-	15/6	-/10 ⁻⁵	3	-	(3×10 ⁻⁵)	-	-
ISD069	1024x1024	15×15	-	15/4,5	-/10 ⁻⁵	3	100	(2×10 ⁻⁵)	-	-
ФУК 1Л1-1, 2, 4	1024	20×20	-	(1-3) А/ДЖ на 0,56 мкм	-	<20	10-20	-	60-74	7-10
		20×150								
		20×1000								
ФУК 1Л3-1, 2	2056	10×10								
		10×1000								
ФУК 1Л3-3	5120	6×6								

Приложение 2.9. Характеристики отечественных монолитных датчиков Холла

Модель	$R_{\text{вых}}/R_{\text{вых}}$ [Ом]	I_y max [мА]	$U_{\text{от}}$ max [мВ]	$TK(C_N)$ max [%/C]	$TK(U_{\text{от}})$ max [мВ/С]	Кэф. нели. max [%]	K_B min [мВ/мТл]	B max [мТл]	Размер [мм]
ПХЭ606117	15	100	0,05—0,2	+(0,1—0,5)	+5	+(2—5)	0,2—0,5	5	2×1,5×0,6
ПХЭ606118	10	100	0,02—0,05	+(0,005—0,02)	+2	+(0,5—2)	0,03—0,075	15	2×1,5×0,6
ПХЭ606817	10	100	0,02—0,05	+(0,01—0,03)	+2	+(0,5—2)	0,06—0,1	10	2×1,5×0,6
ПХЭ607118	10	100	0,05—0,1	+(0,005—0,02)	+2	+(0,5—2)	0,03—0,075	15	1×1×0,6
ПХЭ607817	10	100	0,05—0,1	+(0,01—0,03)	+2	+(0,5—2)	0,06—0,1	10	1×1×0,6
ИМ101	10	80	0,2	+0,8	+5	-	0,3	-	-
ИМ102	15	100	0,075—0,2	+(0,2—0,5)	+5	+(1—2)	0,2—0,5	5000	(1,5—3)× ×(1,5—3)×0,6
ИМ103	10	100	0,01—0,1	+(0,005—0,01)	+(1—2)	+(0,3—0,5)	0,05—0,1	15000	(1—3)× ×(1—3)×0,6
ПХИ312	5000	-	-	-0,5	+50	-	0,4 [мВ/АТл]	120	-
ПХИ313	900—2400	-	-	-0,1	+50	-	0,15 [мВ/АТл]	-	-
ПХЭ602117	15	100	0,02—0,1	+(0,1—0,5)	+5	+(2—5)	0,2—0,5	5	3×3×0,6
ПХЭ602118	5	100	0,01—0,03	+(0,005—0,02)	+1	+(0,3—1)	0,03—0,075	15	3×3×0,6
ПХЭ602817	10	100	0,01—0,03	+(0,01—0,03)	+2	+(1—2)	0,06—0,1	10	3×3×0,6
ПХЭ605118	5	100	0,01—0,03	+(0,005—0,02)	+1	+(0,5—2)	0,03—0,075	15	2×2×0,6
ПХЭ605817	10	100	0,01—0,03	+(0,01—0,03)	+2	+(0,5—2)	0,06—0,1	10	2×2×0,6

Приложение 2.9 (окончание). Характеристики монолитных датчиков Холла фирмы Honeywell

Модель	B max [мТл]	E_n [В]	I_y max [мА]	$I_{\text{вых}}$ max [мА]	$U_{\text{см0}}$ max [В]	ТК(C_X) max [%/C]	ТК ($U_{\text{см0}}$) max [%/C]	Коэффициент нелинейности max [%]	K_B min [мВ/мТл]	$T_{\text{откл}}$ [мс]	Примечание
SS94A1	±50	6,6–12,6	30	1	4,0 ± 0,04	±0,02	±0,02	1,5	0,5 ± 0,1	3	Общего применения
SS94A1E	±50	6,6–12,6	30	1	4,0 ± 0,04	±0,02	±0,01	1,5	0,5 ± 0,1	3	Малый дрейф
SS94A1F	±10	6,6–12,6	30	1	4,0 ± 0,08	+0,02 -0,055	±0,1	1,5	2,5 ± 0,5	3	Высокая чувствит.
SS94A2C	±100	6,6–12,6	30	1	4,0 ± 0,04	±0,02	±0,0125	1,5	0,25 ± 0,05	3	Высокая чувствит.
SS495A	±60	4,5–10,5	7	1	2,50 ± 0,075	-0,01...+0,05	±0,06	1,5	0,3125 ± 0,125	-	Стандартный
SS495A1	±60	4,5–10,5	7	1	2,50 ± 0,075	-0,01...+0,05	±0,04	1,5	0,3125 ± 0,094	-	Повышен. точности
SS496A1	±75	4,5–10,5	7	1	2,50 ± 0,075	-0,01...+0,06	±0,032	1,5	0,25 ± 0,075	-	Повышен. точности

Примечание. I_y — ток управления; $I_{\text{вых}}$ — выходной ток; $U_{\text{см0}}$ — напряжение смещения нуля; C_X — постоянная Холла; K_B — магнитная чувствительность; B — индукция магнитного поля; $T_{\text{откл}}$ — время отклика; E_n — напряжение питания; $T_{\text{откл}}$ — время отклика.

Приложение 2.10. Зарубежные магниторезистивные датчики фирм Murata, Honeywell

Модель/ фирма	Выходной сигнал [мВ]/ зазор [мм]	Ширина чувствительной зоны/ геометрическое разрешение [мм]	Входное сопротивление [кОм]	Полоса рабочих частот [кГц]	Разность фаз выходных сигналов [угл. град]	Рабочая температура [°C]	Напряжение питания [В]	Примечания
BS05C1HFAA Murata	400/-	3 0,75	0,5—6	0—50	-	0—50	5	Магнитный полумост высокой чувствительности
BS05M1HFAA Murata	150/-	3 0,75	0,5—6	0—50	-	0—50	5	8 шт. дифференциальных МР с шагом 5 мм
BS05N1HFAA Murata	400/-	3 0,75	0,5—6	0—50	-	0—50	5	Магнитный полумост высокой чувствительности
BS05C1HFAA Murata	235/-	3 0,75	0,5—6	0—50	-	0—50	5	Чтение с магнитных лент
BS05C1HFAA Murata	330/-	3 0,75	0,5—6	0—50	-	0—50	5	Магнитный полумост высокой чувствительности
FR05CM12AL Honeywell	450/0,15	0,4/-	0,2—1	0—100	90±5	-10...+80	5	Датчик угловой скорости (квадратурный выходной сигнал)
FR05CM62AF Honeywell	350—600/0,3	0,4	0,2—1,2	0—100	90±5	-10...+70	5	Датчик угловой скорости (квадратурный выходной сигнал и опорное напряжение)
FR05CM65AF Honeywell	300—600/0,3	0,4	0,1—1	0—100	90±5	-10...+80	5	Датчик угловой скорости (четырёхфазный выходной и индексный сигнал)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии рассмотрены схемотехнические вопросы построения АЦП электрических величин и АЦП перемещений (АЦПП) для систем сбора данных (ССД) информационно-измерительных систем (ИИС) и информационно-управляющих систем (ИУС).

Повсеместное внедрение ИИС и ИУС способствует быстрому развитию интегральных ССД. Постоянно улучшаются их технические и экономические характеристики. Знание аналоговой схемотехники ССД необходимо современному инженеру для проектирования и эксплуатации микропроцессорной аппаратуры управления.

Законодателями мод (крупнейшими изготовителями ЦАП/АЦП и ССД) являются Analog Devices (47% рынка в 2007 г.), Texas Instruments (19%), Maxim (10%), National Semiconductor, Linear Technology и другие американские фирмы. Например, в каталоге (номенклатуре) фирмы Maxim к началу 2009 г. значится 440 типов АЦП, 294 типа ЦАП, 124 типа цифровых потенциометров, 479 типов усилителей и компараторов, 503 типа аналоговых мультиплексоров и коммутаторов сигналов и т.д. Каждый день фирма анонсирует новую микросхему. Analog Devices также производит свыше 500 АЦП для различных областей применения. Разобраться в этом море информации для грамотного построения систем управления невозможно без знания основ аналого-цифровой техники. Данное пособие в первую очередь направлено на решение именно этой задачи.

Если несколько лет назад фантастически выглядели АЦП с разрешением в 24 бита, то сегодня Texas Instrument анонсировала АЦП с разрешением 31 бит, который обеспечивает чувствительность в нановольтовом (!) диапазоне. Высокотемпературные АЦП на диапазон $-55...+210$ °С), системы на кристалле существенно расширяют область применений АЦП. Достигнутый уровень в создании интегральных АЦП электрических величин приводится на рис. 217, перспективы реализуемости на рис. 218.

Развитие микроэлектроники позволило также внедрить интегральные АЦП в состав современных АЦПП.

Отечественная промышленность также выпускает обширную номенклатуру надежных первичных датчиков для АЦПП/АЦПУ. Они строятся в основном на традиционных индуктивном и фотоэлектрическом принципах. Наряду с этим в последнее время стали выпускаться законченные модули АЦПП вместе с блоками обработки информации датчиков (БОСД), что значительно упростило применение преобразователей перемещений в ИУС.

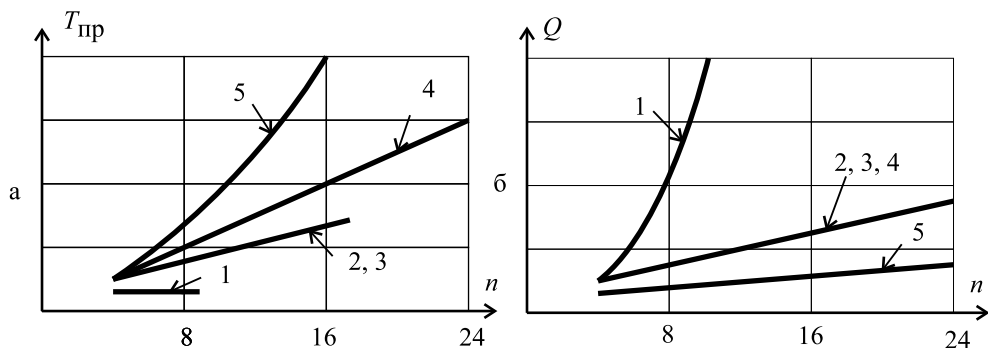


Рис. 217. Сравнительные характеристики АЦП: $T_{пр}$ — время преобразования; Q — объем оборудования; 1 — флэш (Flash) АЦП; 2 — АЦП с РПП (SAR); 3 — конвейерные АЦП (pipeline); 4 — Σ - Δ АЦП; 5 — интегрирующие АЦП

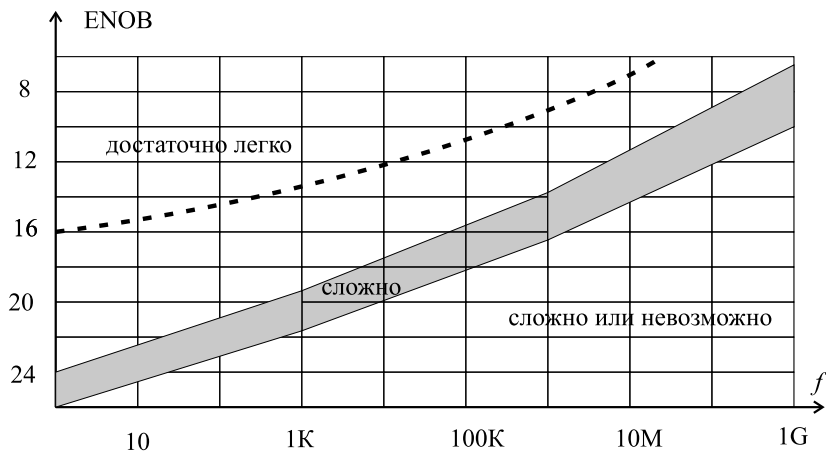


Рис. 218. График приблизительной реализуемости АЦП электрических величин

Если на предыдущих этапах развития АЦПП требовались высокоточные первичные датчики, что позволяло не предъявлять чрезмерных требований к точности (алгоритмам) БОСД, то с развитием микроэлектроники приоритеты несколько изменились. Общие тенденции развития АЦПП состоят в отнесении многих функций (линеаризации, калибровки, коррекции, тестирования и т.д.) на электронику БОСД, что позволяет во многих случаях резко снизить требования к точности первичных датчиков перемещений. Теперь для АЦПП требуются в основном высокостабильные, надежные, простые, но не обязательно точные датчики перемещений. К ним относятся дешевые АЦПП, выполненные в твердом теле на базе датчиков Холла, координатно-чувствительных фотоприемников, а также на лазерных и волоконно-оптических технологиях.

Применение подобного рода АЦП и АЦПП в ССД в сочетании с микро-процессорной обработкой информации неизмеримо расширит область знаний и приведет к новым открытиям и революционным решениям в биомедицине, нанотехнологиях, физике, робототехнике, военном деле и других приоритетных областях развития науки и техники.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Аналого-цифровые преобразователи электрических сигналов (АЦП — ADC-A/D)

13–17, 23, 26, 29, 30, 32, 35–39, 55, 59–80, 82–84, 89–93, 95–101, 105, 107, 110, 111, 117–119, 128, 130–136, 140–142, 144, 147, 151, 152, 156, 157, 159, 166, 176, 178, 183–185, 187, 189, 195, 197, 201, 206, 219, 223–228, 230, 234–238, 242, 245–249, 251, 255, 259–261, 263–265
амплитудный 130, 156, 234, 236, 246
быстродействующий 38, 63, 96, 97
двухтактного интегрирования 78, 79, 91, 96
интегрирующий 60, 68, 82, 91, 98
конвейерный 60, 61, 63, 64, 66–68
параллельный 61–67, 97, 236–238, 242
последовательно-параллельный 64, 65, 67
поразрядного уравнивания 69, 73, 77, 238
развертывающего уравнивания 69–71
с промежуточным преобразованием в частоту 83
сигма-дельта ($\Sigma - \Delta$ АЦП) 60, 91, 92
слеящего уравнивания 69, 71–73
амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) 51, 96, 98

Аналого-цифровые преобразователи линейных перемещений (АЦПП)

13, 14, 128, 130–136, 140, 142, 144, 147, 151, 156, 157, 159, 176, 178, 187, 197, 206, 219, 224–228, 234, 238, 245, 246, 248, 251, 255, 259, 261, 263, 264
амплитудный 130, 156, 234, 236, 246
амплитудный потенциометрический 156
емкостной 247
индуктивный на дифференциальных трансформаторах (LVDT) 226, 234, 251
инкрементный 132
кодовый 142, 144, 152, 261, 263
магнитный 187, 197
магниторезистивный 26, 33, 193–196
магнитострикционный 198, 199
многоотсчетный 245, 263

на аналоговом КЧФП 176
на датчиках Холла 187
накапливающий (инкрементный) 132
на цифровом КЧФП 178
позиционный (кодовый) 130, 142
потенциометрический 156, 238
псевдоабсолютный 136
радарный 156
растровый фотоэлектрический 236, 255
с электрической редукией 255, 263
фазовый 130, 246
циклический 245

Аналого-цифровой преобразователь угла (АЦПУ)

13, 14, 131, 136, 141, 152, 184, 185, 201, 223, 225, 228, 230, 234, 236, 246, 247, 249, 251, 255, 260, 261, 263, 265
амплитудный на ВТ 234
волоконно-оптический 201, 261
лазерный 201
параметрический 246, 247
растровый фотоэлектрический 236, 255
тригонометрический 234–238
фотоэлектрический 132, 135, 140, 151, 236, 255

аналого-цифровой сигнальный процессор (ADSP)

16

антиалайзинговый ФНЧ

Би-МОП — комбинированная биполярная/МОП технология или прибор

46, 55–58
блок обработки сигналов механического датчика (БОСД) 128, 135, 158, 242, 243, 245, 248–250

Волоконно-оптический гироскоп (ВОГ)

203–205
вольт-амперная характеристика (ВАХ) 101–103

Время

74, 78, 79, 93, 113, 114, 116, 140, 169, 227, 228, 231, 232, 235
преобразования 16, 18, 20, 30, 31, 36, 37, 39, 40, 42, 54, 55, 59–64, 66, 68–70, 73, 76–80, 83, 85, 90, 95–97, 100, 117, 119, 128, 130, 145, 146, 159, 180, 199, 207, 217–222, 224–226, 229, 234–237, 241, 248
установления 35, 36, 47, 65, 76, 77, 114, 172, 237

Вращающийся трансформатор 73, 207, 211, 212, 216
однополюсный
многополюсный 249–250
редуктосин 246, 249–251
сельсин 73
гигантский магниторезистивный эффект 195
Дальномер 165–168, 176, 177
лазерный 165–168
ультразвуковой 170, 175
Делитель 41–44, 49–52, 61, 68, 140, 156, 162, 166, 170, 171, 185, 204, 209, 222, 230, 231, 236, 237, 239, 241, 261
емкостный 162
Кельвина 50, 61
Кельвина—Варлея 50
резистивный 41, 49, 51, 52, 61, 68, 241
двоично-сдвинутые коды (ДСК) 144
двоичный код 49, 55, 58, 62, 83, 142–152, 236, 241, 263
Дискретизации функций 18, 19
квантование во времени 19
квантование по уровню 26–29
Единица младшего разряда (EMP/LSB) 26, 33
емкостные шупы 159, 161
Интерферометр 140
лазерный 140, 141, 201
Майкельсона 140, 141
Индуктосин 251
круговой (поворотный) 251, 255
линейный 251–255
интерполяция 20–22, 50, 135, 136, 196
интерполяционный полином Ньютона 21
информационно-измерительная система (ИИС) 13
информационно-управляющая система (ИУС) 13, 17, 32, 142, 144, 204
источник опорного напряжения (ИОН) 16, 36, 39, 101, 107
Кодовая шкала 142–148, 150–155
в коде Грея 147–152
двоичная 142–145, 147, 150, 151
квантованная 132, 140
кодová 142
однопереходная 148
рекурсивная 152–155
с двоично-сдвинутыми кодами 144–147
с однопереходными кодами 147–152

количество эффективных разрядов (ENOB) 77, 91, 96, 97
кольцевой лазерный гироскоп (КЛГ) 201–203, 205
коэффициент влияния источника питания (КВИП/PSRR) 88, 106, 124
коэффициент ослабления синфазного сигнала (КООС/CMRR)
координатно-чувствительный фотоприемник (КЧФП) 176–178, 184
КЧФП аналоговый 176–178, 184
КЧФП цифровой 178
Линейная голографическая дифракционная решетка (ЛГДР) 136
линии считывания кода (ЛСК) 142–145, 264
линейный дифференциальный трансформатор с переменным коэффициентом передачи (LVDT — Linear Variable Differential Transformers) 157
Метод формирования кода на выходе фазовращателя 217
формирования кода на выходе фазовращателя компенсационный 224–228
формирования кода на выходе фазовращателя по методу бегущей стробирующей метки 221–222
формирования кода на выходе фазовращателя прямой 217–222
формирования кода на выходе фазовращателя следящий 222–224
формирования кода на выходе фазовращателя счетно-импульсный 217–221
младший значащий разряд (МЗР/LSB) 40
многополюсный ВТ 246, 249–251
многочлен Лагранжа 20
Нелинейность 33
дифференциальная 32, 34, 65, 91, 96, 99
интегральная 32, 33, 35, 86, 99
неоднозначность считывания 143, 144
отрицательная обратная связь (ООС) 69
операционная схема (ОпС)
обратная связь (ОС) 47, 60, 68, 69, 72, 76, 85, 87, 92, 106, 110, 115–117, 128, 135, 152, 158, 162, 189, 191, 223, 224, 228, 242, 243, 245, 248–250
Отсчет
грубый 130, 245, 246, 253, 261, 264–266
точный 24, 66, 245, 246, 248, 261, 264, 265

- операционный усилитель (ОУ) 16, 39–42, 44, 49, 52–54, 67, 68, 80, 86, 87, 91, 92, 106, 108–110, 113, 115, 117, 162, 164, 236, 262
- отношение сигнал/шум (S/N) 29, 37, 91, 92, 95, 137, 139, 222, 224, 253
- пьезокерамический элемент (ПКЭ) 170–172
- полная шкала (диапазон) измерений (ПШ/FS) 135
- положительная обратная связь (ПОС) 106
- прибор с зарядовой связью (ПЗС) 135, 178–186
- Преобразователь** 53, 199
- напряжение-частота (ПНЧ/VFC) 83, 89
 - фаза-код 224, 226
- передаточная характеристика (ПХ) 33, 34
- Репер** 135, 137–139
- реперные последовательности 140
 - реперный сигнал (РЕС) 135–137
- регистр последовательных приближений (РПП/SAR) 36, 68, 73
- Синтез цепного (лестничного) делителя** 44
- система сбора данных (ССД/DAS) 16, 39, 66
- синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ) 211, 212
- согласование отсчетов 65, 66, 246, 263–266
- схема выборки и хранения (СВХ) 182, 235
- система сбора данных (ССД/DAS) 16, 39, 66
- старший значащий разряд (СЗР/MSB). 65, 128, 142, 145, 149, 150, 263, 265
- Температурный коэффициент (ТК)** 35, 40, 51, 107, 108, 110, 111, 193
- напряжения (ТКН) 107, 108
 - сопротивления (ТКС) 40, 51, 193
- Транзистор** 41, 46, 47, 101, 105, 107–110, 115, 183, 187
- транзистор биполярный (БПТ) 46
 - транзистор униполярный (МОП) 40, 41, 44, 45, 51, 52, 63, 74, 83, 99, 115, 164, 179, 183, 184, 191
- Устройства выборки и хранения сигнала (УВХ)** 16, 54, 64–66, 74, 75, 77, 112–117
- ультразвуковые датчики (УЗД) 168, 170, 173, 175
- усилитель с программируемым коэффициентом усиления (PGA) 16
- Фазовращатель (ФВ)** 94, 206–220, 222–226, 229, 230, 239, 243, 249, 251, 253, 255, 258, 261–264
- гониометрического типа 206–208, 211, 218, 222, 255, 258
 - емкостной 208
 - на вращающихся трансформаторах 211
 - на сельсине 207, 208
 - параметрический 206
 - с фильтром обратной последовательности 215
 - фотоэлектрический однооборотный 261
- фоточувствительные приборы с зарядовой связью (ФПЗС) 135, 178–186
- холловский элемент (ХЭ) 187–191, 193
- Фильтр** 23, 26, 37, 52, 82, 90–93, 95–98, 100, 172, 182, 183, 214, 221, 222, 224, 227, 229, 255, 257, 261, 262
- высоких частот (ФВЧ) 94
 - низких частот (ФНЧ) 23, 26, 89, 91, 94, 98, 99, 117, 223, 224, 227
 - обратной последовательности (ФОП) 214–216, 224
 - полосовой фильтр (ПФ) 224, 225, 229, 230, 232, 233, 261, 262
- Цифро-аналоговый преобразователь электрических сигналов (ЦАП/DAC)** 13, 14, 17, 30, 32–36, 39–58, 63–69, 72–77, 92, 96, 97, 101, 105, 107, 110, 111, 119, 130, 226–228, 234
- биполярный 46, 55–57
 - многосекционный 54
 - на коммутируемых конденсаторах 52–54, 75
 - на матрице R-2R 39, 41–43, 45, 50
 - с весовыми резисторами 39–41, 43
 - сегментированные резистивные (струнные) 47, 50
 - умножающий 44, 52
 - функциональный ЦАП (ФЦАП) 226–228
- цифровой потенциометр 47, 51
- цифровая обработка сигналов (ЦОС) 135, 191
- Электроакустический преобразователь (ЭАП)** 170
- электростатический генератор 247–249
 - экстраполятор 229–233
 - энкодер 131, 132, 135, 140

ОБ АВТОРЕ



ТОПИЛЬСКИЙ ВИКТОР БОРИСОВИЧ

Доктор технических наук, профессор кафедры вычислительной техники Национального исследовательского университета «МИЭТ», ведущий научный сотрудник НИИ «Вычислительные средства и системы управления» при «МИЭТ», имеет почетное звание «Заслуженный работник МИЭТ», научный руководитель ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в области разработки фотоэлектрических преобразователей «угол-код», автор свыше 100 научных трудов, 15 авторских свидетельств.

Основное направление научной деятельности — прецизионные цифровые фотоэлектрические преобразователи перемещений.

Автор программ и инженерных курсов лекций по дисциплинам «Преобразователи информации», «Системотехника измерительных устройств», «Аналоговая схемотехника биомедицинских систем (БИМАС)». Издал 2 монографии по читаемым курсам. В рамках инновационной программы в 2007 г. подготовил к изданию курс лекций и лабораторных работ «Основы схемотехники микроэлектронных измерительных преобразователей».

Производство книг на заказ
Издательство «ТЕХНОСФЕРА»
125319, Москва, а/я 91
тел.: (495) 234-01-10
e-mail: knigi@technosphera.ru

Реклама в книгах:

- модульная
- статьи

Подробная информация о книгах на сайте
<http://www.technosphera.ru>

В.Б. Топильский

**Схемотехника аналого-цифровых преобразователей.
Учебное издание**

Компьютерная верстка – В.Ю. Кознов
Корректор – О.Ч. Кохановская
Дизайн – М.А. Костарева
Выпускающий редактор – С.Ю. Артемова
Ответственный за выпуск – С.А. Орлов

Подписано в печать 18.06.2014.
Формат 70х100/16. Печать офсетная.
Гарнитура Ньютон.
Печ.л.18. Тираж 1000 экз. (1-й завод 500 экз.) Зак. №
Бумага офсет №1, плотность 65 г/м²

Издательство «ТЕХНОСФЕРА»
Москва, ул. Краснопролетарская, д.16, стр.2

Отпечатано в типографии ООО «ТДДС-СТОЛИЦА-8»
Тел. 8 (495) 363-48-84
<http://capitalpress>