

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	1
Введение	3
Глава 1. Операционные усилители	5
1.1. История изобретения и развития операционных усилителей.....	5
1.2. Общие сведения об ОУ	7
1.3. Идеальный операционный усилитель	9
1.4. Основные схемы включения операционного усилителя	10
1.4.1. Дифференциальное включение	10
1.4.2. Инвертирующее включение	11
1.4.3. Неинвертирующее включение	12
1.5. Внутренняя схемотехника операционных усилителей	13
1.5.1. Требования к ОУ.....	13
1.5.2. Блок-схема операционного усилителя	14
1.5.3. Стандартная схема операционного усилителя.....	17
1.6. Схема замещения операционного усилителя	18
1.6.1. Входное сопротивление схемы.....	18
1.6.2. Выходное сопротивление схемы.....	19
1.7. Коррекция частотной характеристики	20
1.7.1. Частотные характеристики ОУ	20
1.7.2. Полная частотная коррекция	22
1.7.3. Подстраиваемая частотная коррекция	24
1.7.4. Скорость нарастания.....	25
1.7.5. Компенсация ёмкостной нагрузки	26
1.8. Параметры ОУ	27
1.8.1. Точностные параметры	27
1.8.2. Динамические параметры ОУ	38
1.8.3. Параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока	39
1.8.4. Эксплуатационные параметры ОУ	40
1.9. Типы операционных усилителей	40
1.10. Улучшение параметров операционных усилителей.....	47
1.10.1. Снижение напряжения смещения нуля.....	47
1.10.2. Повышение устойчивости ОУ.....	49
1.10.3. Снижение токов утечки	51
1.10.4. Защита ОУ	52
1.10.5. Повышение выходного тока ОУ	55
1.10.6. Повышение выходного напряжения ОУ	56
1.10.7. Повышение быстродействия ОУ	58
1.10.8. Снижение шума ОУ	60
1.10.9. Экспериментальное определение параметров ОУ	61
1.11. Однополярное питание операционных усилителей	63
1.11.1. Общие сведения	63
1.11.2. Смещение ОУ с однополярным питанием	64
1.11.3. Введение искусственной нулевой точки	66
1.11.4. Расширение динамического диапазона	68
Выводы	70
Вопросы и задачи	71
Литература к гл. 1.....	73

Глава 2. Функциональные устройства на ОУ	74
2.1. Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ	74
2.1.1. Схема масштабирования	74
2.1.2. Схемы суммирования.....	75
2.1.3. Схема интегрирования.....	77
2.1.4. Схема дифференцирования.....	79
2.2. Схемы линейного преобразования сигналов	81
2.2.1. Источники напряжения, управляемые током.....	81
2.2.2. Источники тока, управляемые напряжением.....	81
2.2.3. Преобразователь отрицательного сопротивления	93
2.2.4. Гираторы	94
2.3. Активные электрические фильтры на ОУ	97
2.3.1. Основные понятия	97
2.3.2. Фильтры нижних частот.....	98
2.3.3. Фильтры верхних частот	101
2.3.4. Полосовые фильтры.....	101
2.3.5. Полосно-подавляющие фильтры.....	102
2.3.6. Реализация фильтров на ОУ	103
2.3.7. Реализация активных фильтров на основе метода переменных состояния.....	110
2.3.8. Фазовые фильтры	114
2.4. Измерительные усилители	117
2.4.1. Измерительный усилитель на одном ОУ	117
2.4.2. Измерительный усилитель на двух ОУ	120
2.4.3. Измерительный усилитель на трёх ОУ	121
2.4.4. Другие измерительные усилители	122
2.4.5. Применение измерительных усилителей.....	126
2.5. Схемы нелинейного преобразования сигналов на ОУ	128
2.5.1. Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи.....	128
2.5.2. Прецизионные выпрямители на ОУ	134
2.5.3. Прецизионные ограничители на ОУ	139
2.6. Генераторы сигналов на ОУ.....	144
2.6.1. Релаксационные генераторы.....	145
2.6.2. Генераторы синусоидальных колебаний.....	148
2.7. Аналоговые множители	150
2.7.1. Множитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора	150
2.7.2. Множители на основе управляемых источников тока	150
2.8. Измерительные схемы на ОУ	153
2.8.1. Измерение заряда	153
2.8.2. Измерители амплитуды (пиковые детекторы).....	154
2.8.3. Фотоэлектрические измерения.....	156
2.8.4. Мостовые измерительные схемы.....	157
2.8.5. Измерение температуры	163
2.8.6. Измерение среднеквадратичного значения	165
2.8.7. Измерение тока	168
2.8.8. Измерение переменного тока	170
2.8.9. Измерение сопротивления изоляции.....	173
Вопросы и задачи.....	174
Литература к главе 2.....	178

Глава 3. Специализированные усилители	179
3.1. Широкополосные усилители.....	179
3.1.1. Работа транзисторного усилительного каскада на высоких частотах	179
3.1.2. Применение ОУ для усиления радиочастотных сигналов.....	181
3.1.3. Широкополосные ОУ с обратной связью по току.....	183
3.1.4. Особенности применения ОУ с ОСТ.....	188
3.1.5. Усилители дифференциальных линий.....	188
3.1.6. Особенности проектирования печатных плат для схем с широкополосными усилителями	191
3.2. Полностью дифференциальные ОУ.....	200
3.2.1. Общие сведения.....	200
3.2.2. Схемотехника ПД ОУ	200
3.2.3. Применение ПД ОУ R2.....	202
3.2.4. Несимметричные режимы ПД ОУ	205
3.3. Усилители с регулируемым усилением.....	207
3.3.1. Общие сведения	207
3.3.2. Схемотехническая реализация УРУ	207
3.4. Изолирующие усилители	211
3.5. Усилители класса D	215
3.5.1. Общие сведения	215
3.5.2. Виды импульсной модуляции выходного сигнала.....	216
3.5.3. Схемотехника выходных каскадов усилителей класса D	219
3.5.4. Промышленные типы усилителей класса D	220
3.5.5. Помехи, порождаемые усилителями класса D, и борьба с ними	222
Вопросы и задачи	224
Литература к гл. 3.....	225
Глава 4. Аналоговые компараторы и таймеры	226
4.1. Общие сведения о компараторах.....	226
4.2. Аналоговый интегральный компаратор	227
4.2.1. Принципы построения интегральных компараторов	227
4.2.2. Компараторы с однополярным питанием	229
4.2.3. Скоростные компараторы	231
4.3. Применение компараторов	232
4.3.1. Двухпороговый компаратор	232
4.3.2. Детектор пересечения нуля.....	232
4.3.3. Сравнение напряжений противоположной полярности	233
4.3.4. Мультивибраторы	233
4.3.5. Применение компаратора в качестве ОУ	235
4.3.6. Генератор, управляемый напряжением.....	236
4.3.7. Логические элементы.....	238
4.3.8. Одновибраторы.....	240
4.3.9. Генератор временных задержек	242
4.3.10. Широотно-импульсный модулятор	243
4.3.11. Двухполупериодный выпрямитель.....	244
4.3.12. Устройства на аналоговых компараторах для микропроцессорных систем ...	245
4.4. Параметры компараторов.....	247
4.5. Современные ИМС компараторов.....	248
4.6. Аналоговые таймеры	255

4.6.1. Таймер NE555	255
4.6.2. Основные схемы включения таймера	256
4.6.3. Типы интегральных таймеров.....	258
Вопросы и задачи.....	260
Литература к гл. 4.....	260
Глава 5. Линейные стабилизаторы напряжения	261
5.1. Общие сведения	261
5.2. Схемотехника линейных стабилизаторов напряжения.....	261
5.2.1. Упрощённая схема стабилизатора	262
5.2.2. Интегральный линейный стабилизатор напряжения.....	262
5.2.3. Стабилизация отрицательных напряжений	264
5.2.4. Уменьшение потерь в стабилизаторах.....	265
5.3. Устойчивость линейных стабилизаторов напряжения.....	267
5.3.1. Устойчивость n-p-n-стабилизаторов.....	267
5.3.2. Устойчивость LDO-стабилизаторов	268
5.4. Основные параметры линейных стабилизаторов напряжения	270
5.4.1. Точностные параметры	270
5.4.2. Динамические параметры	271
5.4.3. Эксплуатационные параметры.....	273
5.5. Схемы включения линейных стабилизаторов напряжения	274
5.5.1. Типовое включение	274
5.5.2. Увеличение выходного напряжения	275
5.5.3. Повышение максимального выходного тока.....	275
5.5.4. Стабилизация тока.....	276
5.5.5. Источник двухполярного напряжения	276
5.5.6. Стабилизатор переменного напряжения.....	277
5.5.7. Мощный эмиттерный повторитель	277
5.5.8. Программное управление включением источников питания.....	278
5.6. Источники опорного напряжения.....	279
5.6.1. ИОН на стабилитронах.....	279
5.6.2. ИОН с напряжением запрещённой зоны	281
5.6.3. ИОН на полевых транзисторах.....	285
5.6.4. Устойчивость ИОН	286
5.6.5. Параметры источников опорного напряжения.....	288
5.6.6. Применение ИОН.....	295
Вопросы и задачи.....	299
Литература к гл. 5.....	300
Глава 6. Импульсные стабилизаторы напряжения.....	301
6.1. Общие сведения	301
6.2. Понижающий импульсный стабилизатор.....	302
6.2.1. Схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения.....	302
6.2.2. Электромагнитные процессы в понижающем ИСН.....	304
6.2.3. Понижающие ИСН с синхронными выпрямителями.....	307
6.2.4. Многофазные ИСН.....	308
6.3. Повышающий импульсный стабилизатор	310
6.4. Инвертирующий импульсный стабилизатор	312
6.5. Другие составные схемы ИСН.....	313
6.5.1. Схема Кука.....	313

6.5.2. Несимметричный преобразователь первичной индуктивности.....	315
6.6. Инверторные схемы.....	317
6.6.1. Общие сведения.....	317
6.6.2. Нерегулируемые инверторы.....	317
6.6.3. Регулируемые инверторы.....	321
6.6.4. Однотактные инверторы.....	324
6.6.5. Резонансные инверторы.....	329
6.7. Сетевые источники питания.....	336
6.7.1. Общие сведения.....	336
6.7.2. Импульсные сетевые источники на базе обратногоходового преобразователя.....	337
6.7.3. Организация обратной связи по выходному напряжению в сетевых источниках.....	340
6.7.4. Микромощные бестрансформаторные сетевые источники.....	343
6.8. Импульсные источники на коммутируемых конденсаторах.....	345
6.9. Корректоры коэффициента мощности.....	349
6.9.1. Общие положения.....	349
6.9.2. Алгоритмы формирования кривой входного тока.....	350
6.9.3. Контроллеры ККМ для сетей с широким диапазоном напряжений.....	354
6.10. Драйверы светодиодов.....	356
6.10.1. Общие сведения.....	356
6.10.2. Светодиодные драйверы на повышающих индуктивных преобразователях.....	357
6.10.3. Светодиодные драйверы на коммутируемых конденсаторах.....	358
6.11. Драйверы силовых ключей.....	359
6.11.1. Общие сведения.....	359
6.11.2. Схемы драйверов биполярных транзисторов.....	360
6.11.3. Драйверы МОП-транзисторов и IGBT.....	361
6.11.4. Простейшие схемы драйверов.....	362
6.11.5. Защита силовых ключей.....	364
6.11.6. Микросхемы драйверов МОП-транзисторов и IGBT.....	366
6.11.7. Драйверы IGBT-модулей.....	373
6.12. Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения.....	375
6.12.1. Общие сведения.....	375
6.12.2. Устойчивость импульсных стабилизаторов с обратной связью по напряжению.....	375
6.12.3. Устойчивость импульсных стабилизаторов с дополнительной обратной связью по току дросселя.....	378
6.12.4. Особенности анализа устойчивости ИСН с силовыми трансформаторами.....	384
6.13. Моделирование однотактных импульсных преобразователей в пакете VisSim.....	385
6.13.1. Общие сведения.....	385
6.13.2. Моделирование в VisSime электрических цепей.....	386
6.13.3. Модели силовых ключей.....	387
6.13.4. Моделирование в VisSime понижающих импульсных преобразователей.....	388
6.13.5. Моделирование системы управления преобразователем.....	389
6.13.6. Моделирование повышающего импульсного преобразователя.....	392
6.13.7. Моделирование инвертирующего импульсного преобразователя.....	392

6.13.8. Моделирование преобразователя Кука.....	393
6.13.9. Моделирование SEPIC-преобразователя.....	394
Вопросы и задачи.....	395
Литература к главе 6.....	397
Глава 7. Аналоговые коммутаторы	399
7.1. Общие сведения	399
7.2. Электронные коммутаторы.....	400
7.3. Коммутаторы на полевых транзисторах.....	400
7.4. Промышленные аналоговые коммутаторы.....	402
7.4.1. Простейшие коммутаторы.....	402
7.4.2. Аналоговые мультиплексоры	404
7.4.3. Видеокоммутаторы и видеомultipлексоры.....	406
7.4.4. Матричные коммутаторы.....	407
7.4.5. Оптореле	410
7.5. Характеристики аналоговых коммутаторов.....	411
7.5.1. Статические характеристики.....	411
7.5.2. Динамические характеристики.....	413
7.5.3. Эксплуатационные параметры.....	416
7.6. Применение аналоговых коммутаторов	418
7.6.1. Влияние нелинейности аналоговых коммутаторов на искажения передаваемых сигналов	418
7.6.2. Защита коммутаторов от перенапряжений	419
7.7. Устройства выборки-хранения	420
7.7.1. Схемы устройств выборки-хранения.....	420
7.7.2. Основные характеристики УВХ.....	422
7.7.3. Применение УВХ	427
7.8. Устройства на переключаемых конденсаторах.....	428
Вопросы и задачи.....	431
Литература к главе 7.....	432
Глава 8. Цифро-аналоговые преобразователи	433
8.1. Общие сведения	433
8.2. Параллельные ЦАП.....	435
8.2.1. ЦАП с суммированием весовых токов	435
8.2.2. Параллельный ЦАП на переключаемых конденсаторах (ЦАП с суммированием зарядов)	445
8.2.3. ЦАП с суммированием напряжений.....	446
8.3. Последовательные ЦАП.....	449
8.3.1. ЦАП с время-импульсной модуляцией	449
8.3.2. Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах.....	450
8.4. Интерфейсы цифро-аналоговых преобразователей.....	450
8.4.1. ЦАП с последовательным интерфейсом входных данных	451
8.4.2. ЦАП с параллельным интерфейсом входных данных	452
8.5. Параметры ЦАП	453
8.5.1. Статические параметры.....	453
8.5.2. Точность воспроизведения сигналов переменного тока	455
8.5.3. Динамические параметры	455
8.5.4. Шумы ЦАП.....	456
8.6. Современные модели промышленных ЦАП	456
8.7. Применение ЦАП	462

8.7.1. Обработка чисел со знаком.....	463
8.7.2. Перемножители и делители функций.....	464
8.7.3. Аттenuаторы и интеграторы на ЦАП.....	466
8.7.4. Системы прямого цифрового синтеза сигналов.....	466
Вопросы и задачи.....	470
Литература к главе 8.....	471
Глава 9. Аналого-цифровые преобразователи.....	472
9.1. Общие сведения.....	472
9.1.1. Процедура аналого-цифрового преобразования.....	472
9.1.2. Апертурная погрешность.....	477
9.1.3. Шум квантования.....	478
9.1.4. Классификация АЦП.....	479
9.2. Параллельные АЦП.....	480
9.3. Последовательно-параллельные АЦП.....	481
9.3.1. Многоступенчатые АЦП.....	481
9.3.2. Конвейерные АЦП.....	482
9.3.3. Многотактные последовательно-параллельные АЦП.....	484
9.4. Последовательные АЦП.....	485
9.4.1. АЦП последовательного счёта.....	485
9.4.2. АЦП последовательного приближения.....	486
9.5. Интегрирующие АЦП.....	488
9.5.1. АЦП многотактного интегрирования.....	488
9.5.2. Сигма-дельта-АЦП.....	491
9.5.3. Преобразователи напряжение—частота.....	500
9.6. Сигма-дельта-ЦАП.....	501
9.7. Интерфейсы АЦП.....	505
9.7.1. Сопряжение входов АЦП с источниками аналоговых сигналов.....	505
9.7.2. Цифровые интерфейсы АЦП.....	509
9.7.3. АЦП с параллельным интерфейсом выходных данных.....	511
9.7.4. АЦП с последовательным интерфейсом выходных данных.....	511
9.7.5. Последовательный интерфейс сигма-дельта-АЦП с процессорами.....	512
9.8. Параметры АЦП.....	513
9.8.1. Статические параметры.....	513
9.8.2. Динамические параметры.....	515
9.8.3. Шумы АЦП.....	515
9.8.4. Параметры, характеризующие качество преобразования сигналов переменного тока.....	516
9.9. Современные тенденции развития АЦП.....	517
9.10. Применение АЦП.....	525
9.10.1. Системы сбора данных.....	525
9.10.2. Кодеки.....	530
9.10.3. Измерение параметров электроэнергии.....	531
9.10.4. Управление двигателями переменного тока.....	536
9.10.5. Преобразователи ёмкость—код на основе дельта-сигма-модуляторов.....	539
Вопросы и задачи.....	541
Список литературы к гл. 9.....	542
Глава 10. Интегральные датчики.....	543
10.1. Датчики температуры.....	543
10.1.1. Интегральные датчики температуры на биполярных транзисторах.....	453

10.1.2. Датчики температуры с цифровым выходом	549
10.1.3. Температурные компараторы.....	551
10.1.4. Точность датчиков температуры	552
10.2. Датчики ускорения (акселерометры)	554
10.2.1. Общие сведения.....	554
10.2.2. Плёночные пьезоэлектрические акселерометры.....	555
10.2.3. Объёмные интегральные акселерометры.....	556
10.2.4. Поверхностные интегральные акселерометры	557
10.2.5. Тепловые акселерометры	565
10.2.6. Точность интегральных акселерометров	568
10.3. Интегральные (микромеханические) гироскопы.....	572
10.3.1. Общие сведения.....	572
10.3.2. Микромеханические гироскопы	573
10.3.3. Параметры интегральных гироскопов.....	580
10.3.4. Промышленные модели интегральных гироскопов.....	582
10.4. Датчики давления	589
10.4.1. Общие сведения.....	589
10.4.2. Устройство датчиков давления	590
10.4.3. Точность датчиков давления	592
10.5. Датчики влажности (гигрометры).....	594
10.5.1. Общие сведения.....	594
10.5.2. Основные параметры датчиков влажности	598
10.6. Датчики магнитного поля.....	598
10.6.1. Принцип действия датчика Холла	598
10.6.2. Интегральные микросхемы с датчиками Холла	601
10.6.3. Применение датчиков Холла	604
10.6.4. Основные характеристики и параметры датчиков Холла.....	615
Вопросы и задачи.....	617
Литература к главе 10.....	618
Предметный указатель.....	620

ПРЕДИСЛОВИЕ

Полупроводниковая электроника представляет собой одну из наиболее динамично развивающихся областей техники. Для современной электроники более, чем для чего бы то ни было иного, справедливы слова Черной Королевы из «Алисы в Зазеркалье» Льюиса Кэрролла: «...здесь, знаешь ли, приходится бежать со всех ног, чтобы только остаться на том же месте. Если же хочешь попасть в другое место, тогда нужно бежать по крайней мере вдвое быстрее!». В то же время, по причине, неизвестной автору, объёмы вузовских курсов для будущих инженеров-электриков по электронике и схемотехнике постоянно сокращаются. Многолетний опыт преподавания автором электроники и схемотехники студентам технических специальностей вузов, а также руководство дипломным проектированием и научной работой аспирантов показывает, что при неплохом знании основ цифровой электроники большинство выпускников вузов не готово к самостоятельной разработке аналоговых устройств. Американские специалисты в области аналоговой техники считают, что для того, чтобы выпускники вузов, решившие специализироваться в области аналоговой техники, «...действительно могли принять на свои плечи настоящую нагрузку требуется от 5 до 10 лет...», в то время как «...этот уровень в области цифровых схем может быть достигнут за год...» (Электроника, 1993. № 11/12. С. 38). Выход один — молодым инженерам следует осваивать современную аналоговую схемотехнику самостоятельно, и в этом им могут помочь советы опытных специалистов, а также, и прежде всего, — книги.

Из книг по схемотехнике, изданных на русском языке, наиболее значительными представляются «Полупроводниковая схемотехника» У. Титце и К. Шенка, 1982 г. и трёхтомник «Искусство схемотехники» П. Хоровица и У. Хилла, 1993 г. В этих замечательных книгах сделана попытка объять необъятное: изложить всю современную электронику, включая дискретные полупроводниковые приборы, цифровые и СВЧ устройства. Как следствие, некоторые важные вопросы, такие, как интерфейсы аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, динамика и устойчивость линейных и импульсных стабилизаторов напряжения и некоторые другие оказались практически не затронутыми. Кроме того, с момента написания этих книг прошло уже более 10 лет и за это время не только кардинально улучшились параметры уже известных типов интегральных микросхем, но и появились новые виды, такие как интегральные акселерометры, гироскопы и другие интегральные датчики, измерители энергии, источники опорного напряжения типа xFET, микросхемы прямого цифрового синтеза, конвейерные АЦП, сигма-дельта-ЦАП, ШИМ усилители мощности и др.

Предлагаемая читателю книга освещает ограниченную, но очень важную область полупроводниковой схемотехники — принципы построения, свойства, схемотехнику и особенности применения аналоговых и аналого-цифровых интегральных микросхем (ИМС). В этой книге не рассматриваются технологии производства микросхем, почти не уделено внимания конструкции интегральных транзисторов, диодов, резисторов и других элементов — читатель может получить эти сведения в специальной литературе. Внутренняя схемотехника ИМС рассмотрена довольно упрощённо.

2 ■ Предисловие

Для того чтобы создать у читателя хотя бы самое общее представление о возможных современных аналоговых и аналого-цифровых микросхем, в книге приведены наиболее важные параметры некоторых промышленных типов ИМС.

При написании этой книги автор попытался проследить, наряду с чисто техническим, и исторический процесс развития аналоговой и аналого-цифровой интегральной схемотехники, отметить творческие удачи разработчиков аналоговых микросхем.

Автор предполагает, что читатели уже изучили основы электротехники и электроники, и в том числе, пусть элементарно, цифровую технику, а также начала теории автоматического управления. По цифровой технике можно рекомендовать, помимо уже упомянутых книг, прекрасно написанный учебник «Цифровая схемотехника» профессора Е. П. Угрюмова, и «Основы цифровой электроники» Р. Токхейма. По теории автоматического управления различных по объёму и научному уровню учебников очень много. Например, основные сведения содержит неплохой компактный учебник «Основы теории и элементы систем автоматического регулирования» В. В. Солодовникова, В. Н. Плотникова и А. В. Яковлева.

Автор выражает благодарность всем коллегам, принявшим участие в обсуждении материалов этой книги, и, в особенности, дочери Татьяне, взявшей на себя большой труд по технической подготовке текста и рисунков.

ВВЕДЕНИЕ

Аналоговые устройства обработки сигналов продолжают занимать важное место в промышленной электронике. Это объясняется тем, что большинство типов первичных преобразователей физических величин — датчики температуры, давления и пр. — являются источниками аналоговых сигналов, а многие исполнительные элементы в объектах управления — электродвигатели, электромагниты и т. п. — управляются непрерывно изменяющимся электрическим током. Сложные системы управления, основой которых являются цифровые вычислительные комплексы, сопрягаются с объектами управления и датчиками с помощью аналоговых и аналого-цифровых устройств. Всё это стимулирует ежегодное появление в мире многих десятков новых моделей аналоговых и аналого-цифровых ИМС. С точки зрения технологии изготовления ИМС делятся на полупроводниковые (монокристалльные, твердотельные), изготавливаемые целиком на одной пластине кремния, и гибридные, у которых резисторы, конденсаторы и соединительные проводники изготавливаются методами плёночной технологии, а бескорпусные активные элементы в виде чипов приклеиваются на пассивную часть схемы. Гибридные ИМС дороги, менее надёжны и применяются обычно в тех случаях, когда отсутствуют монокристалльные ИМС с необходимыми параметрами. Поэтому большинство современных моделей ИМС монокристалльные.

История интегральных микросхем началась 12 сентября 1958 г., когда в лаборатории фирмы Texas Instruments Джеком Килби (Jack S. Kilby) был продемонстрирован генератор сигналов, изготовленный им на кусочке германия размером $11 \times 1,5$ мм. В 2000 г. Дж. Килби за изобретение интегральной схемы был удостоен Нобелевской премии по физике (совместно с российским физиком Жоресом Алфёровым и Гербертом Кремером (США)). В следующем 1959 г. одним из основателей фирмы Fairchild Semiconductor Джином Хорни был запатентован мезапланарный технологический процесс на кремниевой подложке, а другой основатель этой фирмы, Роберт Нойс, предложил основанный на этом процессе вариант интегральной схемы с межсоединениями посредством металлизации, который и получил дальнейшее развитие. Появление интегральной микросхемы было вызвано стремлением снизить стоимость и повысить надёжность электронных устройств за счёт параллельного изготовления в едином технологическом процессе как активных элементов (транзисторов и диодов), так и пассивных (резисторов и конденсаторов). Впоследствии оказалось, что совместное изготовление транзисторов позволяет лучше согласовать их характеристики, а это очень важно, например, для входных каскадов операционных усилителей. Расположение транзисторов в непосредственном тепловом контакте друг с другом обеспечило повышение температурной стабильности аналоговых схем, а микроскопические размеры и близость элементов друг к другу — повышение их быстродействия.

Парадоксально, но в 1958 г. даже в США промышленность оказалась не готова к восприятию интегральных микросхем, несмотря на то, что проблемы, связанные с увеличением числа компонентов в одном изделии, уже тогда стояли очень остро. Всерьёз тогда ими заинтересовались только военные. Только после того, как при участии Дж. Килби

4 ■ Введение

был изготовлен первый микрокалькулятор, началось бурное развитие микросхемотехники и технологии её реализации. Промежуточные (далеко ещё не окончательные) итоги этого развития мы можем наблюдать сейчас. Если в 1958 г. одиночный транзистор с посредственными, по нынешним понятиям, характеристиками стоил \$10, то сегодня за те же деньги можно приобрести модуль памяти, содержащий несколько сотен миллионов транзисторов.

Во многом благодаря развитию интегральных схем мировой рынок электроники вырос с \$29 млрд в 1961 г. до \$1275 млрд в 2005 г., причём доля собственно микросхем составила в 2005 г. \$193 млрд. Несмотря на доминирование на рынке цифровых электронных компонентов, процентная доля аналоговых устройств с 1970 г. всё время остаётся на одном и том же уровне — примерно 20...25%. Всё это позволяет считать, что квалифицированные специалисты по аналоговой и аналого-цифровой схемотехнике будут востребованы ещё многие годы.

ГЛАВА 1

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1.1. История изобретения и развития операционных усилителей

Операционный усилитель (ОУ) был создан для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах. Термин «операционный усилитель» был введён в 1947 г. профессором Колумбийского университета Джоном Рагаззини для обозначения усилителя «...соединённого так, что он может выполнять математические операции над напряжениями, приложенными к его входу...».

Основой ОУ является дифференциальный усилительный каскад, запатентованный в 1936 г. Аланом Бламлином (Великобритания). На базе этого изобретения Гарольд Гольдберг в 1940 г. разработал многокаскадный дифференциальный усилитель с непосредственными связями для усиления биомедицинских сигналов.

Начало Второй Мировой войны вызвало потребность в быстрых расчётах, в частности, для вычисления упреждения в приборах управления артиллерийским зенитным огнём (ПУАЗО). Уже в мае 1941 г. Кларенс Ловелл запатентовал «Артиллерийский предсказатель» на основе ОУ, выполняющих повторение, инвертирование, суммирование и дифференцирование электрических сигналов. Применение ПУАЗО М-9, выпущенных во время войны фирмой Western Electric в количестве 3000 шт., позволило сократить расход снарядов на один сбитый самолёт в 10 раз!

ОУ, используемые в М-9, были очень дороги, тихоходны (полоса пропускания без обратной связи — всего 1 Гц) и громоздки. После войны Лейб Джули, сотрудник Дж. Рагаззини, спроектировал полностью дифференциальный ОУ на двух двойных электровакуумных триодах, который имел полосу 1 кГц. Впоследствии Джордж Филбрик, по заказу которого Л. Джули выполнял свою разработку, усовершенствовал этот ОУ и под названием K2-W, запустил в массовое производство в 1953 г. Усилитель K2-W (Рис. 1.1) обладал коэффициентом усиления 15000, потреблял 4.5 мА от источников ± 300 В и стоил \$20.

Первые ОУ представляли собой громоздкие устройства. С заменой ламп транзисторами операционные усилители стали меньше, надёжнее, и сфера их применения расширилась. Один из первых операционных усилителей на транзисторах Р65, был разработан в конце 50-х



Рис. 1.1. Операционный усилитель K2-W.

годов Аланом Пирлменом в фирме GAP/R Дж. Филбрика. Более совершенный ОУ P45 этой фирмы, спроектированный Робертом Пизом, начал выпускаться в 1963 г. Он включал два дифференциальных каскада, усилитель напряжения и двухтактный эмиттерный повторитель. Усиление напряжения составляло 50000, а произведение усиление на полюсу — 100 МГц! Розничная цена P45 также была немалой — \$118. Требования к увеличению надёжности, улучшению характеристик, снижению стоимости и размеров способствовали развитию интегральных микросхем. Первый интегральный ОУ μ A702 (отечественный аналог 140УД1), имевший некоторый рыночный успех, был разработан Робертом Видларом (R. J. Widlar) в 1963 г. Этот усилитель, построенный по традиционной схеме, имел низкий коэффициент усиления, большие входные токи и несимметричный выход (разное выходное сопротивление для положительной и отрицательной полуволны выходного сигнала). Значительно уступая по характеристикам модульным ОУ на дискретных транзисторах, он был воспринят многими инженерами скептически.

Роберт Видлар (Рис. 1.2) — один из основных творцов аналоговых интегральных схем. Без преувеличения его можно назвать гением аналоговой электроники. Закончив в 1962 г. Колорадский университет (США), в 1963 г. он возглавил отдел линейных интегральных схем в фирме Fairchild. За три года работы в этой фирме Видлар разработал и внедрил в производство свою всемирно известную «линейную серию» (в скобках указаны отечественные репликаты этих классических изделий): μ A702 (140УД1), μ A709 (153УД1), μ A710 (521CA2), μ A711 (521CA1), μ A723 (142ЕН2), μ A726.

В 1966 г. он перешёл в фирму National Semiconductor, заняв должность директора по перспективным схемам и до 1971 г. сделал микросхемы следующего поколения: LM101 (153УД2), LM101A (153УД6), LM108 (140УД14), LM102, LM109 (142ЕН5), LM111 (521CA3), LM139 (1401CA1). Таким образом, Р. Видлар заложил основы для развития четырёх направлений аналоговых ИС: операционных усилителей, аналоговых компараторов, источников опорного напряжения на ширине запрещённой зоны и линейных стабилизаторов напряжения.

Через два года Р. Видлар разработал усилитель μ A709 [1.2], трёхкаскадный, с большим коэффициентом усиления и симметричным выходом, но сложной схемой коррекции частотной характеристики. Этот усилитель по своим характеристикам мало чем уступал своим модульным современникам, выгодно отличаясь от них размерами и ценой. Усилитель μ A709 нашёл широкое распространение в массовой аналоговой аппаратуре обработки данных. Ежегодный мировой выпуск этой ИМС оценивался в 1970 г. на уровне 20...30 млн шт. В основном на применении этого ОУ была подготовлена схемотехническая база для применения следующих поколений операционных усилителей.

В 1967—68 гг. Р. Видлар разработал двухкаскадный ОУ LM101 [3] и его усовершенствованный вариант LM101A. Эти усилители явились настоящим прорывом в аналоговой интегральной схемотехнике. Для них характерны простая система частотной коррекции (всего один конденсатор), высокий коэффициент усиления (до 150 000) и низкие входные токи (особенно у LM101A). Усилители LM101 и LM101A в отличие от μ A709 не



Рис. 1.2. Роберт Видлар (1937—91).

требовали внешних цепей защиты входа и выхода, что весьма упрощало их применение. Видлар вышел за рамки привычных представлений о транзисторе как о трёхэлектродном приборе. В его новых разработках транзисторы имели по несколько коллекторов и эмиттеров, поэтому принципиальные схемы ОУ стали значительно отличаться от традиционных. (Более полно история создания и развития ОУ изложена в [1.13]).

В настоящее время номенклатура ОУ насчитывает сотни наименований. Операционные усилители выпускаются в малогабаритных корпусах и очень дешёвы, что способствует их массовому распространению.

Операционные усилители представляют собой усилители постоянного тока с низкими значениями напряжения смещения нуля и входных токов и с высоким коэффициентом усиления

По размерам и цене ОУ общего применения практически не отличаются от отдельного транзистора. В то же время преобразование сигнала схемой на ОУ почти исключительно определяется свойствами цепей обратных связей усилителя и отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью. Кроме того, благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных электронных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Поэтому операционные усилители в основном вытеснили отдельные транзисторы в качестве элементов схем («кирпичиков») во многих областях аналоговой схемотехники.

1.2. Общие сведения об ОУ

На Рис. 1.3, а приведено схемное обозначение операционного усилителя. Входной каскад его выполняется в виде дифференциального усилителя, так что операционный усилитель имеет два входа. В дальнейшем будем обозначать неинвертирующий вход буквой p (positive — положительный), а инвертирующий — буквой n (negative — отрицательный). Выходное напряжение V_{OUT} зависит от разности входных напряжений:

$$V_{OUT} = f(V_1 - V_2).$$

Упрощённый график этой зависимости приведён на Рис. 1.3, б.

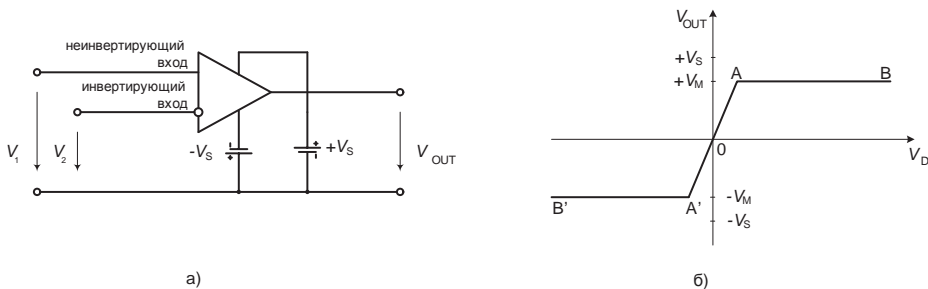


Рис. 1.3. Обозначение ОУ (а) и его статическая переходная характеристика (б).

В линейном режиме (на участке АОА') выходной сигнал пропорционален входному

$$V_{OUT} = K_V(V_1 - V_2),$$

где K_V — коэффициент усиления дифференциального сигнала.

На участках ограничения АВ и А'В' коэффициент усиления равен нулю:

$$K_V = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_D} = 0$$

Разность входных напряжений $V_D = V_1 - V_2$ называется входным напряжением (дифференциальным сигналом). Полусумма входных напряжений $V_C = (V_1 + V_2)/2$ называется *синфазным* входным напряжением (синфазным сигналом). Иногда синфазным называют также напряжение на неинвертирующем входе.

Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, следует использовать двуполярное питающее напряжение. Для этого нужно предусмотреть два источника постоянного тока, которые, как это показано на **Рис. 1.3, а**, подключаются к соответствующим внешним выводам ОУ. Первоначально интегральные операционные усилители были рассчитаны на напряжение питания ± 15 В, а в настоящее время существует немало моделей, которые имеют как существенно большее, так и заметно меньшее напряжение питания. В дальнейшем, рассматривая схемы на ОУ, мы, как правило, не будем указывать выводы питания.

Напряжения насыщения выхода $+V_M$ и $-V_M$ определяются напряжениями питания и схемой выходного каскада ОУ. По абсолютной величине они несколько меньше соответствующих напряжений питания.

Наконец, **очень важное обстоятельство**: операционный усилитель почти всегда охвачен глубокой *отрицательной обратной связью* (ООС), свойства которой и определяют свойства схемы с ОУ. Обратная связь в усилителях запатентована Гарольдом Блэком в 1928 г.

Принцип введения отрицательной обратной связи иллюстрируется **Рис. 1.4**.

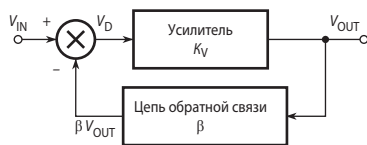


Рис. 1.4. Принцип отрицательной обратной связи.

Часть выходного напряжения возвращается через цепь обратной связи ко входу усилителя. Если, как это показано на **Рис. 1.4**, напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения, обратная связь называется отрицательной, в противном случае — положительной.

Для физического анализа схемы, представленной на **Рис. 1.4**, допустим, что входное напряжение изменилось от нуля до некоторого положительного значения V_{IN} . В первый момент выходное напряжение V_{OUT} , а следовательно, и напряжение обратной связи βV_{OUT} также равны нулю. При этом напряжение, приложенное ко входу операционного усилителя, составит $V_D = V_{IN}$. Так как это напряжение усиливается усилителем с большим коэффициентом усиления K_V , то величина V_{OUT} быстро возрастёт до некоторого положительного значения, и вместе с ней возрастёт также величина βV_{OUT} . Это приведёт к уменьшению напряжения V_D , приложенного ко входу усилителя. Тот факт, что выходное напряжение воздействует на входное напряжение, причём так, что это влияние направлено в сторону, противоположную изменениям входной величины, и есть проявление отрицательной обратной связи. После достижения устойчивого состояния выходное напряжение ОУ

$$V_{OUT} = K_V V_D = K_V (V_{IN} - \beta V_{OUT}).$$

Решив это уравнение относительно V_{OUT} , получим:

$$K = V_{OUT} / V_{IN} = K_V / (1 + \beta K_V). \quad (1.1)$$

При $\beta K_V \gg 1$ коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью, составит

$$K \approx 1/\beta. \quad (1.2)$$

Таким образом, из этого соотношения следует, что коэффициент усиления ОУ с обратной связью определяется почти исключительно обратной связью и мало зависит от параметров самого усилителя. В простейшем случае цепь обратной связи представляет собой резистивный делитель напряжения. При этом схема с ОУ работает как линейный усилитель, коэффициент усиления которого определяется только коэффициентом ослабления цепи обратной связи. Если в качестве цепи обратной связи применяется RC-цепь, то образуется активный фильтр. Наконец, включение в цепь обратной связи ОУ диодов и транзисторов позволяет реализовать нелинейные преобразования сигналов с высокой точностью.

1.3. Идеальный операционный усилитель

Для уяснения принципов действия схем на ОУ и приближённого их анализа оказывается полезным ввести понятие *идеального операционного усилителя*. Будем называть операционный усилитель идеальным, если он имеет следующие свойства:

- а) бесконечно большой дифференциальный коэффициент усиления по напряжению $K_V = \Delta V_{\text{OUT}} / \Delta(V_1 - V_2)$ (у реальных ОУ от 1 тыс. до 30 млн);
- б) нулевое напряжение смещения нуля V_{OFF} , т. е. при равенстве входных напряжений выходное напряжение равно нулю независимо от синфазного входного напряжения (у реальных ОУ V_{OFF} , приведённое ко входу, находится в пределах от 1 мкВ до 50 мВ);
- в) нулевые входные токи (у реальных ОУ от сотых долей пА до единиц нкА);
- г) нулевое выходное сопротивление (у реальных маломощных ОУ от десятков Ом до единиц кОм);
- д) коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю;
- е) мгновенный отклик на изменение входных сигналов (у реальных ОУ время установления выходного напряжения от единиц наносекунд до сотен микросекунд).

Как будет показано ниже в п. 1.7, операционный усилитель, предназначенный для универсального применения, из соображений устойчивости должен иметь такую же частотную характеристику, что и фильтр нижних частот первого порядка (инерционное звено), причём это требование должно удовлетворяться, по крайней мере, вплоть до *частоты единичного усиления* (f_T), т. е. такой частоты, при которой $|K_V| = 1$. На **Рис. 1.5** представлена типичная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) скорректированного ОУ. В комплексной форме дифференциальный коэффициент усиления такого усилителя выражается формулой:

$$\underline{K}_V = \frac{K_V}{1 + j(f / f_B)},$$

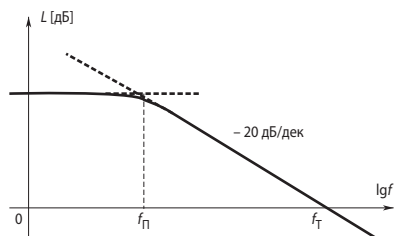


Рис. 1.5. Типичная ЛАЧХ операционного усилителя.

Здесь K_V — дифференциальный коэффициент усиления ОУ на постоянном токе. Выше частоты f_{Π} , соответствующей границе полосы пропускания на уровне 3 дБ, модуль коэффициента усиления K_V обратно пропорционален частоте. Таким образом, в этом диапазоне частот выполняется соотношение

$$|K_V| \cdot f = K_V f_{\Pi} = f_T.$$

На частоте единичного усиления f_T модуль дифференциального коэффициента усиления $|K_V| = 1$. Как следует из последнего выражения, частота f_T равна произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания. Следует иметь в виду, что последнее утверждение справедливо только для усилителей с полной внутренней коррекцией (см. п. 1.7).

1.4. Основные схемы включения операционного усилителя

1.4.1. Дифференциальное включение

На Рис. 1.6 приведена схема, называемая схемой дифференциального включения ОУ. Найдём зависимость выходного напряжения ОУ от входных напряжений. Вследствие свойства (а) идеального операционного усилителя разность потенциалов между его входами p и n равна нулю. Соотношение между входным напряжением V_1 и напряжением V_p между неинвертирующим входом и общей шиной определяется коэффициентом деления делителя на резисторах R_3 и R_4 :

$$V_p = V_1 R_4 / (R_3 + R_4). \quad (1.3)$$

Поскольку напряжение между инвертирующим входом и общей шиной $V_n = V_p$, ток I_1 определится соотношением:

$$I_1 = (V_2 - V_p) / R_1. \quad (1.4)$$

Вследствие свойства (б) идеального ОУ $I_1 = I_2$. Выходное напряжение усилителя в таком случае равно:

$$V_{\text{OUT}} = V_p - I_1 R_2. \quad (1.5)$$

Подставив (1.3) и (1.4) в (1.5), получим:

$$V_{\text{OUT}} = \frac{(R_1 + R_2) R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2. \quad (1.6)$$

При выполнении соотношения $R_1 R_4 = R_2 R_3$,

$$V_{\text{OUT}} = (V_1 - V_2) R_2 / R_1. \quad (1.7)$$

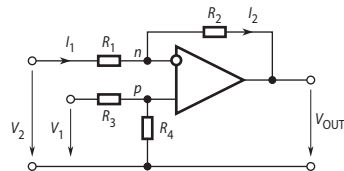


Рис. 1.6. Дифференциальное включение ОУ.

Примечание 1.1. Нетрудно убедиться, что соотношения (1.6), (1.7) справедливы и в случае, если вместо резисторов R_1 и R_2 включены двухполюсники, содержащие в общем случае конденсаторы и катушки индуктивности, с операторным входным сопротивлением, соответственно, $Z_1(s)$ и $Z_2(s)$.

1.4.2. Инвертирующее включение

При инвертирующем включении неинвертирующий вход ОУ соединяется с общей шиной (Рис. 1.7, а). Тогда $R_3 = \infty$, а $R_4 = 0$ и из (1.6) следует

$$K = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_2} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.8)$$

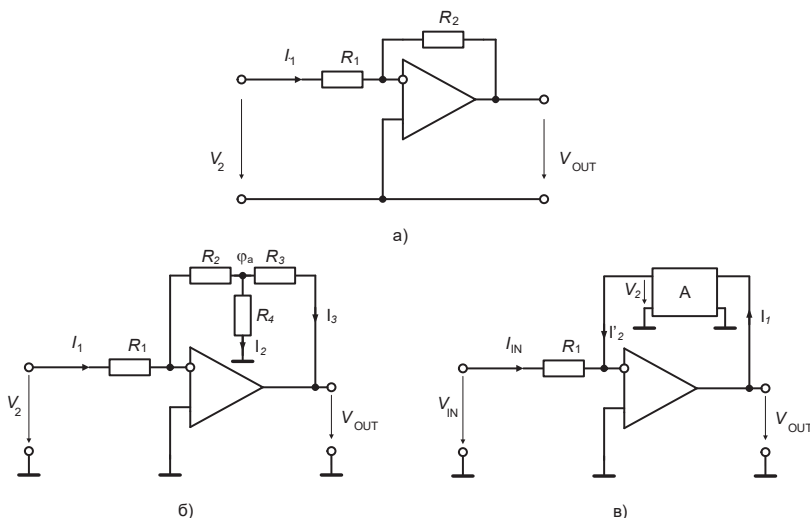


Рис. 1.7. Инвертирующее включение ОУ.

Таким образом, выходное напряжение усилителя в инвертирующем включении находится в противофазе по отношению ко входному. Коэффициент усиления входного сигнала по напряжению этой схемы в зависимости от соотношения сопротивлений резисторов может быть как больше, так и меньше единицы.

Найдём входное сопротивление схемы. Поскольку напряжение на неинвертирующем входе относительно общей шины равно нулю, согласно свойству (а) идеального ОУ входной ток схемы $I_1 = V_2/R_1$. Следовательно, входное сопротивление схемы $R_{\text{IN}} = R_1$. Поскольку напряжение на неинвертирующем входе усилителя равно нулю, а согласно свойству (а) идеального ОУ разность потенциалов между его входами равна нулю, то инвертирующий вход в этой схеме иногда называют виртуальным (т. е. воображаемым) нулём.

Если требуется высокое усиление, то, чтобы не применять высокоомные резисторы, в схеме на Рис. 1.5, а придётся выбрать резистор R_1 с низким сопротивлением, а это нежелательно, так как низкое $R_{\text{IN}} = R_1$ нагружает источник входного сигнала. В этом случае можно применить Т-образное включение резисторов обратной связи (Рис. 1.7, б). На основании свойств (б) и (в) идеального ОУ и законов Кирхгофа можно записать систему уравнений электрического равновесия схемы

$$I_1 = V_2/R_1,$$

$$\phi_a = I_1 R_2,$$

$$I_2 = \phi_a/R_4,$$

$$I_3 = I_1 + I_2,$$

$$V_{\text{OUT}} = -\phi_a - I_3 R_3.$$

Разрешив эту систему для отношения V_{OUT}/V_2 , найдём коэффициент усиления схемы

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_2} = -\frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4}{R_1}.$$

Выбрав R_4 сравнительно малым, можно получить очень высокий коэффициент усиления схемы, при достаточно высоком R_{IN} .

Более общий случай — включение четырёхполюсника в обратной связи ОУ — представлен на схеме **Рис. 1.7, в**. Запишем уравнения четырёхполюсника в форме А:

$$V_{OUT} = A_{11}V_2 + A_{12}I_2;$$

$$I_1 = A_{21}V_2 + A_{22}I_2.$$

Поскольку при идеальном ОУ $V_2 = 0$, а $I_2 = -I_{IN}$, то с учётом того, что $I_{IN} = V_{IN}/R_1$, получаем

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{A_{12}}{R_1}.$$

1.4.3. Неинвертирующее включение

При неинвертирующем включении входной сигнал подаётся на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий вход через делитель на резисторах R_1 и R_2 поступает сигнал с выхода усилителя (**Рис. 1.8, а**). Здесь коэффициент усиления схемы K найдём, положив в (1.6), $V_2 = 0$, $R_3 = 0$, а $R_4 = \infty$. Получим:

$$K = \frac{V_{ВЫХ}}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \tag{1.9}$$

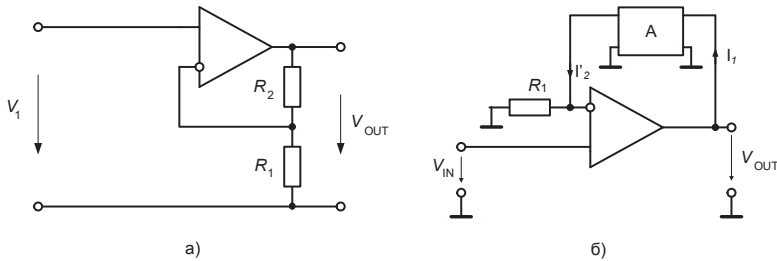


Рис. 1.8. Неинвертирующее включение ОУ.

Как видно, здесь выходной сигнал синфазен входному. Коэффициент усиления по напряжению не может быть меньше единицы. В предельном случае, если выход ОУ коротко соединён с инвертирующим входом, этот коэффициент равен единице. Такие схемы называют неинвертирующими повторителями (или буферами) и изготавливают серийно в виде отдельных ИМС по несколько усилителей в одном корпусе. Например, семейство AD8568, AD8569 и AD8570 — двух-, четырёх- и восьмиканальные буферы фирмы Analog Devices. Входное сопротивление неинвертирующего повторителя в идеале — бесконечно. Ниже будет показано, что у повторителя на реальном операционном усилителе это сопротивление конечно, хотя и весьма велико.

Грубый (приближённый, оценочный, качественный) анализ схемы с операционным усилителем, работающим в **линейном режиме**, сильно облегчают две предпосылки, вытекающие из свойств идеальных ОУ:

1. Разность потенциалов между входами равна нулю.
2. Входные токи усилителя равны нулю.

В более общем случае в цепи обратной связи неинвертирующей схемы может быть включён четырёхполюсник (Рис. 1.8, б). Уравнения четырёхполюсника в форме А для этого случая суть:

$$V_{\text{OUT}} = A_{11}V_{\text{IN}} + A_{12}I'_2;$$

$$I_1 = A_{21}V_{\text{IN}} + A_{22}I'_2.$$

Поскольку $I'_2 = V_{\text{IN}}/R_1$, коэффициент передачи схемы

$$K = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = A_{11} + \frac{A_{12}}{R_1}.$$

1.5. Внутренняя схемотехника операционных усилителей

1.5.1. Требования к ОУ

Для достаточной устойчивости и выполнения математических операций над сигналами с высокой точностью реальный операционный усилитель должен обладать следующими свойствами:

- 1) высоким коэффициентом усиления по напряжению, в том числе и по постоянному;
- 2) малым напряжением смещения нуля;
- 3) малым входным током;
- 4) высоким входным и низким выходным сопротивлением;
- 5) амплитудно-частотной характеристикой с наклоном в области высоких частот -20 дБ/дек (см. п. 1.6).

Из п. 1) следует, что операционный усилитель должен быть усилителем постоянного тока (УПТ) с высоким коэффициентом усиления по напряжению и, следовательно, содержать несколько каскадов усиления напряжения. Как будет показано ниже в п. 1.6, с ростом числа каскадов усиления напряжения увеличивается опасность нарушения устойчивости ОУ с обратными связями и усложняются цепи коррекции. Даже усилители с тремя каскадами усиления напряжения (например, 140УД2, 153УД1, 551УД1) имеют сложные схемы включения, и разработчики стараются их не применять. Это вызывает необходимость использования усилительных каскадов с очень высоким коэффициентом усиления по напряжению. Большие трудности проектирования усилителей постоянного тока связаны также со смещением нуля ОУ.

Смещение нуля ОУ проявляется в том, что при входном дифференциальном напряжении, равном нулю, выходное напряжение не равно нулю. Обычно определяют смещение нуля, приведённое ко входу, как такое дифференциальное напряжение, которое нужно приложить ко входу усилителя, чтобы его выходное напряжение было бы равно нулю.

Смещение нуля по сути является аддитивной погрешностью выполнения математических операций ОУ над входными сигналами. Смещение нуля может иметь существенные температурный и временной дрейфы. Операционные усилители на дискретных транзисторах имели неудовлетворительное смещение нуля, связанное с неидентичностью транзисторов. Только применение и усовершенствование интегральной технологии, позволившей изготавливать парные транзисторы дифференциального каскада в едином производственном цикле и на расстоянии нескольких микрометров друг от друга, привело к существенному снижению смещения нуля и дрейфов.

1.5.2. Блок-схема операционного усилителя

Блок-схема операционного усилителя, в большой мере удовлетворяющего требованиям, предъявляемым к ОУ, приведена на **Рис. 1.9**.



Рис. 1.9. Блок-схема ОУ.

Первый каскад определяет важнейшие точностные параметры ОУ, такие, как напряжение смещения нуля, коэффициент ослабления синфазной составляющей входного напряжения, входные токи и входное сопротивление, поэтому он выполняется по схеме дифференциального усилителя (**Рис. 1.10**).

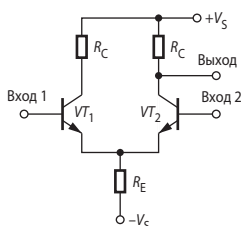


Рис. 1.10. Схема дифференциального усилительного каскада.

Коэффициент усиления по дифференциальному напряжению каскада приблизительно определяется выражением:

$$K_{\text{диф}} = \frac{\beta R_C \parallel r_C}{2[r_B + (1 + \beta)r_E]} \approx \frac{R_C}{2r_E}, \quad (1.10)$$

где r_E , r_C , r_B — динамические сопротивления, соответственно эмиттера, базы и коллектора транзисторов, β — коэффициент усиления тока транзисторов в схеме с общим эмиттером. Дифференциальное напряжение обычно усиливается таким каскадом более чем в 100 раз.

Для того чтобы определить коэффициент усиления синфазного сигнала, на оба входа усилителя нужно подать одно и то же напряжение $u_{\text{вх}}$. В этом случае оба транзистора со своими коллекторными нагрузками включены по существу параллельно. Через резистор R_E протекают оба эмиттерных тока. Поэтому

$$K_{\text{синф}} \approx -\frac{R_C}{2R_E + r_E}. \quad (1.11)$$

Сопротивление r_E обычно много меньше R_E и им пренебрегают. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) определяется как отношение

$$\text{КОСС} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{синф}}} \approx \frac{R_E}{r_E}.$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала — важный параметр операционного усилителя, характеризующий его точность при дифференциальном включении. КОСС численно равен отношению синфазного входного напряжения к дифференциальному входному напряжению, вызывающим одно и то же приращение выходного напряжения ОУ. Измеряется обычно в дБ.

Пример 1.1

В дифференциальном каскаде использованы транзисторы с сопротивлением эмиттера $r_E = 250$ Ом. Сопротивления резисторов $R_C = R_E = 75$ кОм. В этом случае $K_{\text{диф}} = 150$, $K_{\text{синф}} = 0.5$, КОСС = 300. При питании от источников ± 15 В ток покоя цепей коллекторов равен 100 мкА при напряжении на коллекторах относительно общей точки 7.5 В.

Улучшить параметры дифференциального усилителя в принципе можно простым увеличением сопротивлений резисторов R_C и R_E , но при этом уменьшится ток покоя транзисторов и, как следствие, ухудшится температурная и временная стабильность усилителя. Эффективный путь улучшения характеристик усилителя состоит в замене линейных резисторов источниками тока, обладающими высоким динамическим сопротивлением при достаточно больших токах. В частности, в качестве динамической нагрузки в цепи коллекторов транзисторов дифференциального усилителя широко используется так называемое *токовое зеркало* (Рис. 1.11, а).

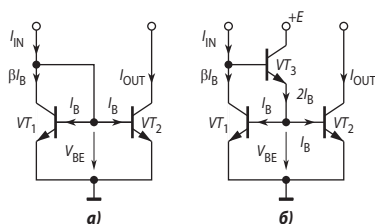


Рис. 1.11. Схемы токовых зеркал.

При таком включении $V_{CE} = V_{BE} > V_{CE_SAT}$. Следовательно транзистор T_1 ненасыщен. Поскольку $V_{BE1} = V_{BE2}$, то при хорошо согласованных по параметрам транзисторах $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ и $I_{C1} = I_{C2} = BI_B$, где B — статический коэффициент передачи тока. При этом

$$I_{IN} = BI_B + 2I_B \quad \text{и} \quad I_{OUT} = BI_B.$$

Отсюда

$$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = 1 + \frac{2}{B}.$$

Таким образом, поскольку $B \gg 1$, выходной ток схемы почти повторяет входной, почему эта схема и называется токовым зеркалом.

Лучшими характеристиками обладает токовое зеркало, схема которого приведена на Рис. 1.11, б. Как видно из этой схемы, разность входного и выходного токов схемы при идеальном согласовании транзисторов VT_1 и VT_2 равна току базы транзистора VT_3 . Не сложно убедиться, что в этом случае

$$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = 1 + \frac{2}{BB_3},$$

где B_3 — коэффициент усиления по току транзистора VT_3 , т. е. погрешность равенства входного и выходного токов в B_3 раз меньше, чем в схеме на Рис. 1.11, а. Токовое зеркало на Рис. 1.11, б впервые было использовано в качестве нагрузки входного дифференциального каскада усилителей LM101 и $\mu A741$.

Использование токовых зеркал в качестве динамической нагрузки дифференциального каскада и в качестве источника тока в цепи эмиттеров позволяет получить коэффициент усиления входного дифференциального напряжения на одном каскаде свыше 5000 (при условии что нагрузка на выходе усилителя отсутствует) и КОСС свыше 100 000 (100 дБ). Выпускаются усилители, например, $\mu A776$ (отечественный аналог — 140УД12),

у которых в схеме почти нет резисторов, а динамические нагрузки и источники стабильного тока представляют собой систему токовых зеркал, ток которых устанавливается одним внешним резистором.

Огромное динамическое сопротивление токового зеркала R_D как коллекторной нагрузки, увеличивая усиление, заметно ухудшает частотные свойства дифференциального каскада, так как постоянная времени паразитной отрицательной обратной связи, обусловленной ёмкостью коллекторного перехода (C_{CB}), пропорциональна этому сопротивлению. Частотные свойства каскада аналогичны частотным свойствам фильтра нижних частот первого порядка, т. е. каскад имеет частотную характеристику передачи малого сигнала вида

$$W(j\omega) = \frac{K_{\text{диф}}}{1 + j\omega T_{\text{ду}}}, \quad (1.12)$$

причём постоянная времени $T_{\text{ду}} = K_{\text{диф}} C_{CB} R_D$ (эффект Миллера). Полоса пропускания каскада $f_{\Pi} = 1/(2\pi T_{\text{ду}})$.

Пример 1.2

В дифференциальном каскаде использованы транзисторы с сопротивлением эмиттера $r_E = 250$ Ом и с ёмкостью $C_{CB} = 5$ пФ. Динамическое сопротивление нагрузки каскада за счёт применения токового зеркала составляет 500 кОм. В этом случае согласно (1.10) $K_{\text{диф}} = 1000$. Постоянная времени каскада $T_{\text{ду}} = K_{\text{диф}} C_{CB} R_D = 2.5$ мс, а полоса пропускания $f_{\Pi} = 1/(2\pi T_{\text{ду}}) = 127$ Гц, т. е. довольно узкая.

Для улучшения частотных свойств дифференциальных усилителей необходимо устранить влияние эффекта Миллера. Один из способов решения этой задачи заключается в стабилизации потенциала базы транзистора, в цепь коллектора которого включена нагрузка, и потенциала коллектора транзистора, на базу которого поступает входной сигнал. Два варианта такого решения представлены на **Рис. 1.12**.

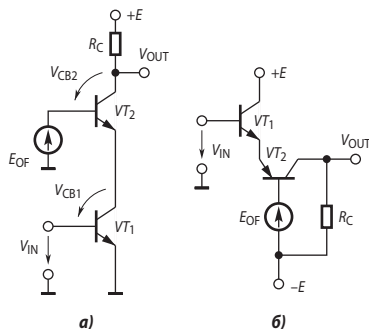


Рис. 1.12. Составные каскады с улучшенными частотными свойствами.

На **Рис. 1.12, а** приведена так называемая каскодная схема. Здесь каскад с общим эмиттером на транзисторе VT_1 управляет каскадом с общей базой на транзисторе VT_2 . Потенциал коллектора транзистора VT_1 фиксируется практически на уровне E_{OFF} . Поэтому обратной связи по напряжению коллектора нет. Ток коллектора транзистора VT_2 практически равен току коллектора транзистора VT_1 , поэтому усиление по напряжению каскодной схемы такое же, что и в схеме с общим эмиттером. Поскольку потенциал базы транзистора VT_2 фиксирован, эффект Миллера не проявляется. Эта схема применена Р. Видларом в конструкции ОУ повышенной точности LM108 [1.4].

В схеме на **Рис. 1.12, б** эмиттерный повторитель управляет каскадом с общей базой. Потенциал коллектора транзистора VT_1 и потенциал базы транзистора VT_2 зафиксированы, поэтому эффект Миллера отсутствует. Такое включение использовали практически в одно время Р. Видлар в ОУ LM101 и Д. Фулларг (впоследствии один из основателей фирмы Maxim Integrated Product) в ОУ $\mu A741$.

1.5.3. Стандартная схема операционного усилителя

Операционные усилители универсального применения должны обеспечивать значительно больший дифференциальный коэффициент усиления, чем способен дать один каскад. Поэтому они строятся в основном по двухкаскадной схеме. Упрощённая схема «классического» двухкаскадного ОУ $\mu A741$ (полная схема включает 24 транзистора) приведена на **Рис. 1.13**.

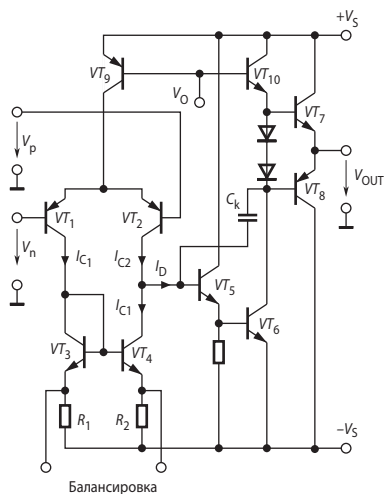


Рис. 1.13. Упрощённая схема двухкаскадного ОУ $\mu A741$.

Входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя на $p-n-p$ -транзисторах VT_1 и VT_2 . В качестве нагрузки использовано токовое зеркало на $n-p-n$ -транзисторах VT_3 и VT_4 . Для выходного тока входного каскада, следовательно, можно записать следующее соотношение:

$$I_D = I_{C2} - I_{C1}.$$

Благодаря тому, что выходным сигналом дифференциального каскада является разностный ток, синфазные изменения коллекторных токов входных транзисторов взаимно компенсируются, что значительно ослабляет синфазные входные сигналы.

Источник тока эмиттеров выполнен на транзисторе VT_9 , который также представляет собой половинку токового зеркала (на упрощённой схеме вторая половина не показана). Вторую ступень усиления образует каскад с общим эмиттером на транзисторе VT_6 . Он имеет в качестве нагрузки источник тока на транзисторе VT_{10} . Для повышения входного сопротивления этого каскада на его входе включён эмиттерный повторитель на транзисторе VT_5 . Внутренний конденсатор C_k обеспечивает операционному усилителю частотную характеристику, изображённую на **Рис. 1.5**.

Выходной каскад представляет собой двухтактный комплементарный эмиттерный повторитель на транзисторах VT_7 и VT_8 . Напряжение на участке цепи из двух последовательных диодов, включённых в прямом направлении, обеспечивает малый начальный

ток покоя этих транзисторов (режим АВ), что позволяет устранить переходные искажения сигнала. Такая схема обеспечивает симметрию выходного сопротивления ОУ при различной полярности выходного напряжения. Как правило, выходной каскад включает цепи защиты от короткого замыкания выхода. Более подробно внутренняя схемотехника ОУ рассмотрена в книге В. Л. Шило [1.1].

1.6. Схема замещения операционного усилителя

При построении высокоточных схем на ОУ необходимо учитывать влияние неидеальности усилителя на характеристики схемы. Для этого удобно представить усилитель схемой замещения, содержащей существенные элементы неидеальности. Полная схема замещения ОУ для малых медленных изменений сигналов представлена на **Рис. 1.14**.

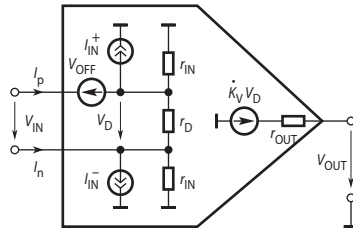


Рис. 1.14. Схема замещения реального операционного усилителя для малых сигналов.

У операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе динамическое входное сопротивление для дифференциального сигнала r_D составляет несколько мегаом, а динамическое входное сопротивление для синфазного сигнала r_{IN} — несколько гигаом. Вариации входных токов, определяемые этими сопротивлениями, имеют величину порядка нескольких наноампер. Существенно бóльшие значения имеют постоянные токи, протекающие через входы операционного усилителя и определяемые смещением транзисторов дифференциального каскада. Для универсальных ОУ входные токи находятся в пределах от 10 нА до 2 мкА, а для усилителей с входными каскадами на полевых транзисторах они составляют доли наноампер или даже фемтоамперы.

Для иллюстрации влияния собственных сопротивлений усилителя на характеристики схемы на ОУ рассмотрим схему неинвертирующего усилителя (**Рис. 1.15**).

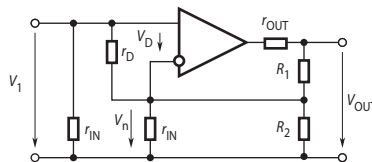


Рис. 1.15. Схема неинвертирующего усилителя с учётом собственных сопротивлений ОУ.

1.6.1. Входное сопротивление схемы

Благодаря наличию обратной связи к сопротивлению r_D приложено очень малое напряжение

$$V_D = V_{OUT}/K_V = V_1/(1 + K_V\beta),$$

где $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи делителя в цепи обратной связи. Таким образом, через это сопротивление протекает только ток, равный $V_1/r_D(1 + K_V\beta)$. Поэтому дифференциальное входное сопротивление, благодаря действию обратной связи, умно-

жается на коэффициент $1 + K_V\beta$. Согласно **Рис. 1.15**, для результирующего входного сопротивления схемы имеем:

$$R_{IN} = r_D(1 + K_V\beta) \parallel r_{IN}.$$

Эта величина даже для ОУ с биполярными транзисторами на входах превышает 10^9 Ом. Следует, однако, помнить, что речь идёт исключительно о *динамическом* сопротивлении; это значит, что изменения входного тока малы, тогда как среднее значение входного тока может принимать несравненно большие значения.

1.6.2. Выходное сопротивление схемы

Реальные операционные усилители довольно далеки от идеала в отношении выходного сопротивления. Так, рассмотренный выше ОУ типа $\mu A741$ имеет r_{OUT} порядка 1 кОм. Это сопротивление, правда, в значительной степени уменьшается применением отрицательной обратной связи по напряжению. Снижение выходного напряжения схемы, вызванное падением напряжения на r_{OUT} при подключении нагрузки, передаётся на n -вход усилителя через делитель напряжения R_1, R_2 . Возникающее при этом увеличение дифференциального напряжения компенсирует изменение выходного напряжения.

Выходное сопротивление ОУ, не охваченного обратной связью, определяется выражением:

$$r_{OUT} = - \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial I_{OUT}} \right|_{V_{IN} = \text{const}}.$$

Для усилителя, охваченного обратной связью, в соответствии со схемой на **Рис. 1.15**, эта формула принимает вид:

$$R_{OUT} = - \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial I_{OUT}} \right|_{V_I = \text{const}}. \quad (1.13)$$

При работе усилителя, охваченного обратной связью, величина V_D не остаётся постоянной, а изменяется на величину

$$dV_D = -dV_n = -\beta dV_{OUT}. \quad (1.14)$$

Для усилителя с линейной передаточной характеристикой изменение выходного напряжения составляет

$$dV_{OUT} = K_V dV_D - r_{OUT} dI_{OUT}.$$

Величиной тока, ответвляющегося в делитель напряжения обратной связи, в данном случае можно пренебречь. Подставив в последнее выражение величину dV_D из (1.14) с учётом (1.13), получим искомый результат:

$$R_{OUT} = \frac{r_{OUT}}{1 + \beta K_V}.$$

Если, например, $\beta = 0.1$, что соответствует усилению входного сигнала в 10 раз, а $K_V = 10^5$, то выходное сопротивление усилителя $\mu A741$ снизится с 1 кОм до 0.1 Ом. Вышеизложенное, вообще говоря, справедливо в пределах полосы пропускания усилителя f_B , которая для $\mu A741$ составляет всего только 10 Гц. На более высоких частотах выходное сопротивление ОУ с обратной связью будет увеличиваться, т. к. величина $|K_V|$ с ростом частоты будет уменьшаться со скоростью 20 дБ на декаду (см. **Рис. 1.3**). При этом оно приобретает индуктивный характер и на частотах более f_T становится близким к величине выходного сопротивления усилителя без обратной связи.