

Серия «Схемотехника»

Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств

Г. И. Волович

3-е издание

Рекомендовано Региональным отделением УрФО учебно-методического объединения вузов Российской Федерации по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки 210300 — Радиотехника в УрФО.



Москва
Додэка-XXI
2011

УДК 621.3.049.774.3
ББК 32.844.1
В68

Волович. Г. И.

В68 Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. 3-е изд. стер. / Волович Г. И. — М. : Додэка-XXI, 2011. — 528 с. : ил. — (Серия «Схемотехника»). — ISBN 978-5-94120-254-6.

Освещены свойства и особенности применения аналоговых и аналого-цифровых интегральных микросхем: операционных усилителей, компараторов, таймеров, фильтров, линейных и импульсных стабилизаторов напряжения, коммутаторов, микросхем АЦП и ЦАП, различных датчиков.

В книге нашли отражение последние достижения в элементной базе, при этом основное внимание уделено схемотехнической реализации различных функций электронных устройств. Рассмотрены схемы линейного и нелинейного преобразования сигналов, измерительные и вычислительные схемы, активные электрические фильтры, генераторы и перемножители сигналов, специализированные усилители (широкополосные, изолирующие, измерительные и др.), источники опорного напряжения, различного типа цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи, схемы датчиков температуры, ускорения, давления, влажности, магнитного поля.

Книга будет полезна студентам вузов, обучающимся по специальностям, связанным с электроникой, автоматикой, вычислительной техникой, а также аспирантам и специалистам соответствующего профиля.

УДК 621.3.049.774.3
ББК 32.844.1

Волович Георгий Иосифович

**СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ
ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

Подписано в печать 29.11.2011. Формат 70х100/16. Бумага офсетная.

Гарнитура «NewtonС». Печать офсетная.

Объем 33,0 п. л. Усл. печ. л. 42,9. Тираж 1000 экз. Код СТ(3).

Издательский дом «Додэка-XXI»

ОКП 95 3000

105318 Москва, а/я 70

Тел./факс: (495) 366-04-56, 365-26-95

E-mail: red@dodeca.ru

Отпечатано с готовых диапозитивов в типографии «Мастер Лайн Принт».

105318 Москва, ул. Щербаковская, д. 53

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	9
ВВЕДЕНИЕ	11
Глава 1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ	13
1.1. Общие сведения	13
1.2. Идеальный операционный усилитель.....	15
1.3. Основные схемы включения операционного усилителя.....	16
1.3.1. Дифференциальное включение.....	16
1.3.2. Инвертирующее включение	17
1.3.3. Неинвертирующее включение	18
1.4. Внутренняя схемотехника операционных усилителей.....	19
1.4.1. Требования к ОУ.....	19
1.4.2. Блок-схема операционного усилителя	20
1.4.3. Стандартная схема операционного усилителя	23
1.5. Схема замещения операционного усилителя	24
1.5.1. Входное сопротивление схемы.....	25
1.5.2. Выходное сопротивление схемы	25
1.6. Коррекция частотной характеристики.....	26
1.6.1. Частотные характеристики ОУ.....	27
1.6.2. Полная частотная коррекция	29
1.6.3. Внешняя частотная коррекция	32
1.6.4. Скорость нарастания	33
1.6.5. Компенсация емкостной нагрузки	34
1.7. Параметры операционных усилителей	35
1.7.1. Точностные параметры.....	35
1.7.2. Динамические параметры ОУ	46
1.7.3. Параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока	47
1.7.4. Эксплуатационные параметры ОУ.....	48
1.8. Типы операционных усилителей.....	49
1.9. Улучшение параметров операционных усилителей	53
1.9.1. Снижение напряжения смещения нуля.....	53
1.9.2. Повышение устойчивости ОУ.....	55
1.9.3. Снижение токов утечки	56
1.9.4. Защита операционных усилителей	57
1.9.5. Повышение выходного тока ОУ.....	59
1.9.6. Повышение выходного напряжения ОУ.....	60
1.9.7. Повышение быстродействия ОУ.....	62
1.9.7. Снижение шума ОУ	64
1.9.8. Экспериментальное определение параметров ОУ	65

1.10. Однополярное питание операционных усилителей.....	67
1.10.1. Общие сведения.....	67
1.10.2. Смещение ОУ с однополярным питанием.....	68
1.10.3. Введение искусственной нулевой точки.....	70
1.10.4. Расширение динамического диапазона.....	71
Глава 2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ.....	77
2.1. Линейные аналоговые вычислительные схемы на ОУ.....	77
2.1.1. Схема масштабирования.....	77
2.1.2. Схема суммирования.....	78
2.1.3. Схема интегрирования.....	79
2.1.4. Схема дифференцирования.....	81
2.2. Схемы линейного преобразования сигналов.....	83
2.2.1. Источники напряжения, управляемые током.....	83
2.2.2. Источники тока, управляемые напряжением.....	84
2.2.3. Инверторы сопротивления.....	90
2.2.4. Гираторы.....	91
2.3. Активные электрические фильтры на ОУ.....	95
2.3.1. Основные понятия.....	95
2.3.2. Фильтры нижних частот.....	96
2.3.3. Фильтры верхних частот.....	99
2.3.4. Полосовые фильтры.....	100
2.3.5. Полосно-подавляющие фильтры.....	101
2.3.6. Реализация фильтров на операционных усилителях.....	102
2.3.7. Реализация активных фильтров на основе метода переменных состояния.....	108
2.3.8. Фазовые фильтры.....	111
2.4. Измерительные усилители.....	114
2.4.1. Измерительный усилитель на одном ОУ.....	115
2.4.2. Измерительный усилитель на двух ОУ.....	118
2.4.3. Измерительный усилитель на трех ОУ.....	118
2.4.4. Применение измерительных усилителей.....	121
2.5. Схемы нелинейного преобразования сигналов на ОУ.....	123
2.5.1. Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи.....	123
2.5.2. Прецизионные выпрямители на ОУ.....	126
2.6. Генераторы сигналов на ОУ.....	131
2.6.1. Релаксационные генераторы.....	131
2.6.2. Генераторы синусоидальных колебаний.....	135
2.7. Аналоговые множители.....	138
2.7.1. Множитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора.....	138
2.7.2. Множители на основе управляемых источников тока.....	138
2.8. Измерительные схемы на ОУ.....	141
2.8.1. Измерение заряда.....	141
2.8.2. Измерители амплитуды (пиковые детекторы).....	143
2.8.3. Фотоэлектрические измерения.....	145
2.8.4. Мостовые измерительные схемы.....	147
2.8.5. Измерение температуры.....	150
2.8.6. Измерение действующего значения.....	152
Глава 3. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БАЗЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОУ.....	160
3.1. Широкополосные усилители.....	160
3.1.1. Работа транзисторного усилительного каскада на высоких частотах.....	161
3.1.2. Применение операционных усилителей для усиления радиочастотных сигналов.....	163
3.1.3. Широкополосные ОУ с обратной связью по току.....	164
3.1.4. Усилители дифференциальных линий.....	170
3.2. Изолирующие усилители.....	174
3.3. Усилители класса D.....	178
3.3.1. Общие сведения.....	178

3.3.2. Виды широтно-импульсной модуляции	178
3.3.3. Схемотехника выходных каскадов усилителей класса D	180
3.3.4. Промышленные типы усилителей класса D	182
3.3.5. Помехи, порождаемые усилителями класса D и борьба с ними	183
Глава 4. АНАЛОГОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ И ТАЙМЕРЫ	187
4.1. Общие сведения о компараторах	187
4.2. Аналоговый интегральный компаратор	189
4.2.1. Принципы построения интегральных компараторов	189
4.2.2. Компараторы с однополярным питанием	191
4.2.3. Скоростные компараторы	192
4.3. Применение компараторов	194
4.3.1. Двухпороговый компаратор	194
4.3.2. Детектор пересечения нуля	195
4.3.3. Сравнение напряжений противоположной полярности	195
4.3.4. Мультивибраторы	196
4.3.5. Применение компаратора в качестве ОУ	198
4.3.6. Генератор, управляемый напряжением	199
4.3.7. Логические элементы	201
4.3.8. Одновибраторы	203
4.3.9. Генератор временных задержек	206
4.3.10. Широтно-импульсный модулятор	207
4.3.11. Двухполупериодный выпрямитель	208
4.4. Параметры компараторов	209
4.5. Аналоговые таймеры	210
4.5.1. Таймер NE555	210
4.5.2. Основные схемы включения таймера	212
4.5.3. Типы интегральных таймеров	214
Глава 5. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ	217
5.1. Общие сведения	217
5.2. Схемотехника линейных стабилизаторов напряжения	217
5.2.1. Базовая схема линейного стабилизатора напряжения	218
5.2.2. Интегральный линейный стабилизатор напряжения	219
5.2.3. Стабилизация отрицательных напряжений	221
5.2.4. Уменьшение потерь в стабилизаторах	222
5.3. Устойчивость линейных стабилизаторов напряжения	224
5.3.1. Устойчивость $n-p-n$ -стабилизаторов	224
5.3.2. Устойчивость МПН-стабилизаторов	225
5.4. Основные параметры линейных стабилизаторов напряжения	228
5.4.1. Точностные параметры	228
5.4.2. Динамические параметры	229
5.4.3. Эксплуатационные параметры	231
5.5. Схемы включения линейных стабилизаторов напряжения	232
5.5.1. Типовое включение	232
5.5.2. Увеличение выходного напряжения	232
5.5.3. Повышение максимального выходного тока	233
5.5.4. Стабилизация тока	234
5.5.5. Источник двухполярного напряжения	234
5.5.6. Стабилизатор переменного напряжения	235
5.5.7. Эмиттерный повторитель с максимальной передачей тока в нагрузку	236
5.5.8. Получение искусственной общей точки	236
5.6. Источники опорного напряжения	237
5.6.1. ИОН на стабилитронах	237
5.6.2. ИОН на напряжении запрещенной зоны	239
5.6.3. ИОН на полевых транзисторах	244
5.6.4. Устойчивость ИОН	245

5.6.5. Параметры источников опорного напряжения	247
5.6.6. Применение ИОН	253
Глава 6. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ	260
6.1. Общие сведения	260
6.2. Понижающий импульсный стабилизатор	262
6.2.1. Схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения	262
6.2.2. Электромагнитные процессы в понижающем ИСН	263
6.2.3. Понижающие ИСН с синхронными выпрямителями	267
6.2.4. Многофазные ИСН	268
6.3. Повышающий импульсный стабилизатор	271
6.4. Инвертирующий импульсный стабилизатор	273
6.5. Составные схемы ИСН	275
6.5.1. Схема Кука	275
6.5.2. Несимметричный преобразователь первичной индуктивности	277
6.6. Инверторные схемы	280
6.6.1. Общие сведения	280
6.6.2. Нерегулируемые инверторы	281
6.6.3. Регулируемые инверторы	284
6.6.4. Однотактные инверторы	288
6.6.5. Резонансные инверторы	295
6.7. Сетевые источники питания	303
6.7.1. Общие сведения	303
6.7.2. Импульсные сетевые источники на базе обратногоходового преобразователя	304
6.7.3. Организация обратной связи по выходному напряжению в сетевых источниках	308
6.8. Импульсные источники на коммутируемых конденсаторах	313
6.9. Корректоры коэффициента мощности	318
6.9.1. Общие положения	318
6.9.2. Алгоритмы формирования кривой входного тока	319
6.9.3. Контроллеры ККМ для сетей с широким диапазоном напряжений	323
6.10. Драйверы	325
6.10.1. Общие сведения	325
6.10.2. Схемы драйверов биполярных транзисторов	326
6.10.3. Драйверы МОП- и IGBT-транзисторов	327
6.10.4. Микросхемы драйверов МОП- и IGBT-транзисторов	329
6.11. Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения	333
6.11.1. Общие сведения	333
6.11.2. Устойчивость импульсных стабилизаторов с обратной связью по напряжению	333
6.11.3. Устойчивость импульсных стабилизаторов с дополнительной обратной связью по току дросселя	336
6.11.4. Особенности анализа устойчивости ИСН с силовыми трансформаторами	344
Глава 7. АНАЛОГОВЫЕ КОММУТАТОРЫ	349
7.1. Общие сведения	349
7.2. Электронные коммутаторы	350
7.3. Коммутаторы на полевых транзисторах	350
7.4. Промышленные аналоговые коммутаторы	353
7.4.1. Простейшие коммутаторы	353
7.4.2. Аналоговые мультиплексоры	355
7.4.3. Матричные коммутаторы	358
7.4.4. Оптореле	360
7.5. Характеристики аналоговых коммутаторов	362
7.5.1. Статические характеристики	362
7.5.2. Динамические характеристики	364
7.5.3. Эксплуатационные параметры	368
7.6. Применение аналоговых коммутаторов	369
7.6.1. Влияние нелинейности аналоговых коммутаторов на искажения передаваемых сигналов	369

7.6.2. Защита коммутаторов от перенапряжений.....	371
7.7. Устройства выборки-хранения.....	372
7.7.1. Схемы устройств выборки-хранения.....	372
7.7.2. Основные характеристики УВХ.....	375
7.7.3. Применение УВХ.....	380
7.8. Устройства на переключаемых конденсаторах.....	382
Глава 8. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ.....	387
8.1. Общие сведения.....	387
8.2. Параллельные ЦАП.....	388
8.2.1. ЦАП с суммированием весовых токов.....	388
8.2.2. Параллельный ЦАП на переключаемых конденсаторах (ЦАП с суммированием зарядов).....	400
8.2.3. ЦАП с суммированием напряжений.....	401
8.3. Последовательные ЦАП.....	403
8.3.1. ЦАП с широтно-импульсной модуляцией.....	403
8.3.2. Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах.....	404
8.3.3. Сигма-дельта-ЦАП.....	405
8.4. Интерфейсы цифроаналоговых преобразователей.....	410
8.4.1. ЦАП с последовательным интерфейсом.....	411
8.4.2. ЦАП с параллельным интерфейсом.....	412
8.5. Применение ЦАП.....	414
8.5.1. Обработка чисел со знаком.....	414
8.5.2. Перемножители и делители аналоговых сигналов.....	416
8.5.3. Атенюаторы и интеграторы на ЦАП.....	418
8.5.4. Системы прямого синтеза сигналов.....	419
8.6. Параметры ЦАП.....	423
8.6.1. Статические параметры.....	424
8.6.2. Точность воспроизведения сигналов переменного тока.....	425
8.6.3. Динамические параметры.....	426
8.6.4. Шумы ЦАП.....	427
Глава 9. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ.....	431
9.1. Общие сведения.....	431
9.1.1. Процедура аналого-цифрового преобразования.....	431
9.1.2. Апертурная погрешность.....	432
9.1.3. Шум квантования.....	434
9.1.4. Классификация АЦП.....	435
9.2. Параллельные АЦП.....	436
9.3. Последовательно-параллельные АЦП.....	438
9.3.1. Многоступенчатые АЦП.....	438
9.3.2. Конвейерные АЦП.....	439
9.3.3. Многотактные последовательно-параллельные АЦП.....	441
9.4. Последовательные АЦП.....	442
9.4.1. АЦП последовательного счета.....	442
9.4.2. АЦП последовательного приближения.....	444
9.5. Интегрирующие АЦП.....	446
9.5.1. АЦП многотактного интегрирования.....	446
9.5.2. Сигма-дельта АЦП.....	450
9.5.3. Преобразователи напряжение—частота.....	458
9.6. Интерфейсы АЦП.....	460
9.6.1. Общие сведения.....	460
9.6.2. АЦП с параллельным интерфейсом выходных данных.....	461
9.6.3. АЦП с последовательным интерфейсом выходных данных.....	462
9.6.4. Последовательный интерфейс сигма-дельта АЦП с процессорами.....	463
9.7. Параметры АЦП.....	464
9.7.1. Статические параметры.....	465
9.7.2. Динамические параметры.....	467

9.7.3. Шумы АЦП.....	467
9.7.4. Параметры, характеризующие качество преобразования сигналов переменного тока	468
9.8. Применение АЦП.....	471
9.8.1. Системы сбора данных.....	471
9.8.2. Кодеки	474
9.8.3. Измерение энергии	475
9.8.4. Управление двигателями переменного тока	477
Глава 10. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ.....	484
10.1. Датчики температуры	484
10.1.1. Интегральные датчики температуры на биполярных транзисторах	484
10.1.2. Датчики температуры с цифровым выходом.....	491
10.1.3. Температурные компараторы	495
10.1.4. Точность датчиков температуры.....	496
10.2. Датчики ускорения (акселерометры).....	498
10.2.1. Общие сведения.....	498
10.2.2. Пленочные пьезоэлектрические акселерометры	499
10.2.3. Объемные интегральные акселерометры	499
10.2.4. Поверхностные интегральные акселерометры	500
10.2.5. Точность интегральных акселерометров.....	507
10.3. Датчики давления	510
10.3.1. Устройство датчиков давления	510
10.3.2. Точность датчиков давления.....	514
10.4. Датчики влажности (гигрометры)	516
10.5. Датчики магнитного поля.....	518
10.5.1. Принцип действия датчика Холла	518
10.5.2. Интегральные датчики Холла	520
10.5.3. Применение датчиков Холла	522
10.5.4. Основные характеристики датчиков Холла	525

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, объемы вузовских курсов по электронике и схемотехнике постоянно сокращаются. Многолетний опыт автора в преподавании курсов электроники и схемотехники студентам вузов, а также руководство дипломным проектированием и научной работой аспирантов показывают, 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 литературы по схемотехнике, изданной на русском языке, наиболее значительными представляются «Полупроводниковая схемотехника» У. Титце и К. Шенка, 1982 г. и трехтомник «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 незатронутыми. 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 и другие интегральные датчики, измерители энергии,

хFET-источники опорного напряжения, микросхемы прямого цифрового синтеза, конвейерные и сигма-дельта АЦП, усилители мощности класса D 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 достаточно упрощенно.

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

При написании этой книги автор попытался осветить, наряду с чисто техническими вопросами, и основные исторические вехи в развитии аналоговой интегральной схемотехники, отметить наиболее яркие творческие успехи ее разработчиков. Все принципы построения микросхем, а также схем их применения, несомненно, являются продуктами творчества. Именно это обстоятельство и позволяет (конечно, с определенными оговорками) назвать аналоговую схемотехнику искусством. К этому можно добавить, что по количеству патентов аналоговая схемотехника многократно превосходит цифровую. А патент — это продукт творчества, не в меньшей степени, чем произведение искусства.

Автор предполагает, что читатели уже изучили основы электротехники и электроники и, в том числе, пусть на элементарном уровне, цифровую технику и начала теории автоматического управления. По цифровой технике можно рекомендовать, помимо уже упоминавшихся книг, прекрасно написанный учебник «Цифровая схемотехника» профессора Е.П. Угрюмова и «Основы цифровой электроники» Р. Токхейма. По теории автоматического управления различных по объему и научному уровню учебников очень много. Например, основные сведения содержит 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. Все это стимулирует ежегодное появление в мире многих десятков новых моделей аналоговых и аналого-цифровых интегральных микросхем (ИМС). С точки зрения технологии изготовления ИМС делятся на полупроводниковые (монокристаллические, твердотельные) — изготавливаемые целиком на одной пластине кремния и гибридные — у которых резисторы, конденсаторы и соединительные проводники изготавливаются методами пленочной технологии, а бескорпусные активные элементы в виде чипов приклеиваются на пассивную часть схемы. Гибридные ИМС дороги, менее надежны и применяются обычно в тех случаях, когда отсутствуют монокристаллические ИМС с необходимыми параметрами. Поэтому большинство современных моделей ИМС монокристаллические.

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 11×1.5 мм. Прологом этого события явилось изобретение Джином Хорни (основателем фирмы Fairchild Semiconductor) планарного транзистора. В 2000 г. Дж. Килби за изобретение интегральной схемы был удостоен совместно с российским физиком Ж. И. Алферовым Нобелевской премии по физике. Появление интегральной микросхемы было вызвано стремлением снизить стоимость и повысить надежность электронных устройств за счет параллельного изготовления в едином технологическом процессе как активных элементов (транзисторов и диодов), так и пассивных (резисторов и конденсаторов). Впоследствии оказалось, что совместное изготовление транзисторов позволило 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. Всерьез тогда ими заинтересовались только военные. Только после того, как при участии все того же Дж. Килби был изготовлен первый микрокалькулятор, началось бурное развитие микросхемотехники и технологии ее реализации. Промежуточные (далеко еще 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 \$1150 млрд. в 2000 г., причем доля собственно микросхем составила в 2000 г. \$177 млрд. Несмотря на доминирование на рынке цифровых электронных компонентов, процентная доля аналоговых устройств с 1970 г. все время остается на одном и том же уровне — примерно 20...25%. Все это позволяет считать, что квалифицированные специалисты по аналоговой схемотехнике будут востребованы еще многие годы.

Глава 1

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1.1. Общие сведения

Операционный усилитель (ОУ) был создан для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах. Первый ламповый ОУ K2W был разработан в 1942 году Л. Джули (США). Он содержал два двойных электровакуумных триода. Первые ОУ представляли собой громоздкие и дорогие устройства. С заменой ламп транзисторами операционные усилители стали меньше, дешевле, надежнее и сфера их применения расширилась. Первые операционные усилители на транзисторах появились в продаже в 1959 году. Р. Малтер (США) разработал ОУ P2, включавший семь германиевых транзисторов и варикапный мостик. Требования к увеличению надежности, улучшению характеристик, снижению стоимости и размеров способствовали развитию интегральных микросхем. Первый интегральный ОУ μ A702 (отечественный аналог — 140УД1), имевший рыночный успех, был разработан Робертом Видларом (R.J. Widlar) в 1963 году. Этот усилитель имел низкий коэффициент усиления, большие входные токи и несимметричный выход (разное выходное сопротивление для положительной и отрицательной полуволн выходного сигнала). Через два года Р. Видлар разработал усилитель μ A709 [1.1, 1.2], трехкаскадный с большим коэффициентом усиления и симметричным выходом, но сложной схемой коррекции частотной характеристики (отечественный аналог — 153УД1). Усилитель μ A709 нашел широкое распространение в массовой аналоговой аппаратуре обработки данных. Ежегодный мировой выпуск этой ИМС оценивался в 1970 г. на уровне 20...30 млн. шт. Решениями, примененными в этом ОУ, была в значительной мере подготовлена схемотехническая база для следующих поколений операционных усилителей.

В 1967—1968 годах Р. Видлар разработал двухкаскадный LM101 [1.3] и его усовершенствованный вариант LM101A (отечественные аналоги соответственно 153УД2 и 153УД6). Эти усилители явились настоящим прорывом в аналоговой интегральной схемотехнике. Для них характерны простая схема частотной коррекции (всего один конденсатор), высокий коэффициент усиления (до 150000) и малые входные токи (особенно у LM101A). Усилители LM101 и LM101A в отличие от μ A709 не требовали внешних цепей защиты входа и выхода, что весьма упрощало их применение. Р. Видлар вышел за рамки привычных представлений о транзисторе как о трехэлектродном приборе. В его новых разработках транзисторы имели по несколько коллекторов и эмиттеров, поэтому принципиальные схемы ОУ стали значительно отличаться от традиционных.

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



Операционные усилители представляют собой усилители постоянного тока с высоким коэффициентом усиления, дифференциальным входом и малыми значениями напряжения смещения нуля и входных токов.

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 внешних обратных связей и отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью. Кроме того, благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных функциональных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на дискретных транзисторах. Поэтому операционные усилители стали сегодня основной элементной базой (своего рода «кирпичиками») во многих областях аналоговой схемотехники.

На **Рис. 1.1** дано схемное обозначение операционного усилителя.

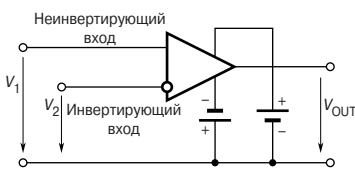


Рис. 1.1. Обозначение ОУ

Входной каскад выполняется в виде дифференциального усилителя, так что в целом ОУ имеет два входа — инвертирующий и неинвертирующий. В дальнейшем будем, при необходимости, обозначать неинвертирующий вход знаком «+» или буквой «*p*» (positive — положительный), а инвертирующий — знаком «-» или буквой «*n*» (negative — отрицательный). На схе-

мах инвертирующий вход дополнительно обозначается кружком. Выходное напряжение V_{OUT} находится в одной фазе с разностью входных напряжений, причем для сохранения знака при вычислении этой разности принято вычитать напряжение на инвертирующем входе из напряжения на неинвертирующем:

$$V_{OUT} = K_V(V_p - V_n),$$

где K_V — дифференциальный коэффициент усиления ОУ.



Разность входных напряжений $V_D = V_p - V_n$ называется *дифференциальным* входным напряжением. Полусумма входных напряжений $V_C = (V_p + V_n)/2$ называется *синфазным* входным напряжением. 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 двухполярное напряжение питания. Для этого нужно предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые, как это показано на **Рис. 1.1**, подключаются к соответствующим внешним выводам ОУ. Чаще всего интегральные операционные усилители рассчитаны на напряжение питания ± 15 В, хотя существует немало моделей, которые питаются от источников как существ-

венно большего, так и заметно меньшего напряжения. В дальнейшем, рассматривая схемы на ОУ, мы, как правило, не будем указывать выводы питания.

Наконец, очень важное обстоятельство: операционный усилитель почти всегда охвачен глубокой *отрицательной обратной связью*, свойства которой и определяют свойства схемы с ОУ.

Принцип введения отрицательной обратной связи иллюстрируется **Рис. 1.2**.

Выход усилителя через цепь обратной связи с коэффициентом передачи β ($|\beta| \leq 1$) связан с его входом. Для случая, показанного на **Рис. 1.2**, когда напряжение, полученное на выходе цепи обратной связи, вычитается из входного напряжения (отрицательная обратная связь) легко составить очевидное уравнение

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

Разрешив это уравнение относительно V_{OUT} , получим выражение для коэффициента усиления схемы с обратной связью:

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

Произведение βK_V носит название петлевого коэффициента усиления.

На практике $K_V \gg 1$ (десятки и сотни тысяч), а значение β лежит в пределах 0.01...1. Тогда $\beta K_V \gg 1$ и коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью) составит

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

Из этого соотношения следует, что коэффициент усиления схемы с отрицательной обратной связью в основном определяется свойствами внешней цепи обратной связи и практически не 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 с высокой точностью нелинейные преобразования сигналов.

1.2. Идеальный операционный усилитель

Для уяснения принципов действия схем на ОУ и упрощения 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 $K_V = \Delta V_{\text{OUT}} / \Delta (V_p - V_n)$ (у реальных ОУ K_V лежит в пределах $10^3 \dots 30 \cdot 10^6$);

б) нулевое напряжение смещения нуля V_{OFF} , т. е. при равенстве входных напряжений выходное напряжение равно нулю независимо от синфазного вход-

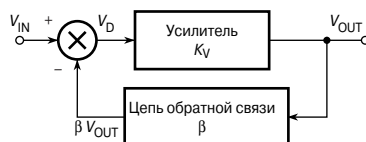


Рис. 1.2. Принцип отрицательной обратной связи

ного напряжения (у реальных ОУ V_{OFF} , приведенное к входу, находится в пределах (1 мкВ ... 50 мВ);

в) нулевые входные токи по обоим входам (у реальных ОУ они лежат в пределах 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 лежит в пределах от единиц нс до сотен мкс).

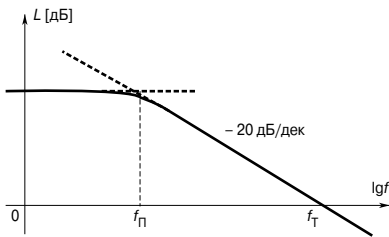


Рис. 1.3. Типичная ЛАЧХ операционного усилителя

Как будет показано в п. 1.6, операционный усилитель, предназначенный для универсального применения, из соображений устойчивости должен иметь такую же частотную характеристику, что и фильтр нижних частот первого порядка (инерционное звено), причем это требование должно удовлетворяться, по крайней мере, вплоть до частоты единичного усиления f_T , т. е. частоты, при которой $|K_V| = 1$. На Рис. 1.3 представлена типичная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) скорректированного операционного усилителя.

В комплексной форме дифференциальный коэффициент усиления такого усилителя выражается формулой:

$$\dot{K}_V = \frac{K_V}{1 + j(f/f_{\Pi})}$$

Здесь K_V — дифференциальный коэффициент усиления ОУ по постоянному току, частота f_{Π} , соответствует границе полосы пропускания на уровне 3 дБ. В диапазоне частот от f_{Π} до f_T модуль коэффициента усиления обратно пропорционален частоте, что приводит к простому соотношению

$$K_V f_{\Pi} = f_T$$

Иными словами, частота единичного усиления f_T равна произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания. Следует иметь в виду, что это утверждение справедливо только для усилителей с полной внутренней коррекцией (см. п. 1.6).

1.3. Основные схемы включения операционного усилителя

1.3.1. Дифференциальное включение

На Рис. 1.4 приведена схема дифференциального включения ОУ.

Найдем 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 с учетом свойства (б) 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 в силу свойства (а) 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

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

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

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

При выполнении соотношения $R_1 R_4 = R_2 R_3$

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

Примечание 1.1. Нетрудно убедиться, что соотношения (1.6), (1.7) справедливы и в случае, если вместо резисторов R_1 и R_2 включены любые пассивные двухполюсники, содержащие, в том числе, и реактивные элементы (конденсаторы и катушки индуктивности), с операторными импедансами $Z_1(s)$ и $Z_2(s)$ или даже нелинейные элементы (например, диоды).

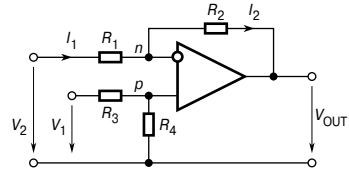


Рис. 1.4. Дифференциальное включение ОУ

1.3.2. Инвертирующее включение

При инвертирующем включении (Рис. 1.5) неинвертирующий вход ОУ соединяется с общей шиной.

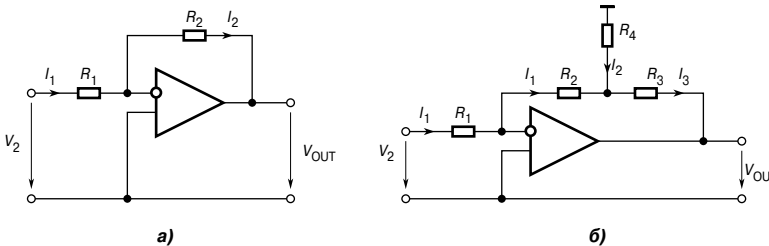


Рис. 1.5. Инвертирующее включение ОУ:

а — типовое, б — с Т-образным включением резисторов обратной связи

В типовой схеме (**Рис. 1.5а**) $R_3 = \infty$, а $R_4 = 0$ и из (1.6) следует

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

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

Найдем входное сопротивление схемы. В силу свойства (а) при заземленном неинвертирующем входе потенциал незаземленного инвертирующего входа также равен нулю. По вышеназванной причине инвертирующий вход в этой схеме иногда называют виртуальным нулем, или мнимой землей. При этом входной ток схемы $I_1 = V_2/R_1$.

Следовательно, входное сопротивление схемы $R_{\text{IN}} = R_1$.

Если от схемы требуется высокое усиление, то согласно (1.8) придется применить резистор R_1 с очень низким сопротивлением, или высокоомный резистор R_2 . В первом случае низкое $R_{\text{IN}} = R_1$ нагружает источник входного сигнала, во втором — снижается стабильность коэффициента усиления. Задача успешно решается применением в цепи обратной связи четырехполюсника в виде Т-образно включенных резисторов (**Рис. 1.5б**). На основании свойств (б) и (в) идеального ОУ и законов Кирхгофа можно записать систему уравнений электрического равновесия схемы, где через φ_a обозначен потенциал общей точки резисторов обратной связи,

$$I_1 = V_2/R_1,$$

$$\varphi_a = I_1/R_1,$$

$$I_2 = \varphi_a/R_4,$$

$$I_3 = I_1 + I_2,$$

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

Разрешив эту систему уравнений для отношения V_{OUT}/V_2 , найдем коэффициент усиления схемы:

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

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

1.3.3. Неинвертирующее включение

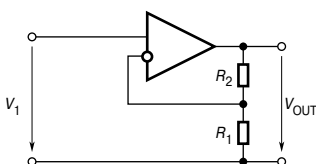


Рис. 1.6. Неинвертирующее включение ОУ

При неинвертирующем включении входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий вход через делитель на резисторах R_1 и R_2 поступает сигнал с выхода усилителя (**Рис. 1.6**).

Найдем коэффициент усиления схемы K , предположив, что в (1.6) при дифференциальном включении $V_2 = 0$, $R_3 = 0$, а $R_4 = \infty$. Получим

$$K = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.9)$$

Видно, что выходной сигнал синфазен входному и коэффициент усиления по напряжению не может быть меньше единицы. В предельном случае, если выход ОУ накоротко соединен с инвертирующим входом, этот коэффициент равен единице. Такие схемы называют неинвертирующими повторителями и изготавливают серийно в виде отдельных ИМС по несколько усилителей в одном корпусе. Входное сопротивление этой схемы в идеале бесконечно. Далее будет показано, что у повторителя на реальном операционном усилителе это сопротивление конечно, хотя и весьма велико.



Упрощенный анализ схемы с операционным усилителем, работающим в линейном режиме, существенно облегчают две предпосылки:
Разность потенциалов между входами равна нулю.
Входные токи усилителя равны нулю.

1.4. Внутренняя схемотехника операционных усилителей

1.4.1. Требования к ОУ

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

- высоким коэффициентом усиления по напряжению, в том числе и в области нулевых частот;
- малым напряжением смещения нуля;
- малыми входными токами по обоим входам;
- высокими входными сопротивлениями по обоим входам;
- низким выходным сопротивлением;
- амплитудно-частотной характеристикой с наклоном в области высоких частот -20 дБ/дек вплоть до частоты единичного усиления f_T (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. Однако, как будет показано в п. 1.6, с ростом числа каскадов усиления увеличивается опасность нарушения устойчивости ОУ с обратными связями и усложняются цепи коррекции. Даже усилители всего лишь с тремя каскадами усиления напряжения (например, 140УД2, 153УД1, 551УД1) требуют столь сложных схем включения, что разработчики стараются избегать их применения. Чтобы уйти от многокаскадности, приходится использовать усилительные каскады с очень высоким коэффициентом усиления по напряжению. Большие трудности проектирования

усилителей постоянного тока связаны также с обеспечением малого смещения нуля ОУ.



Смещение нуля ОУ проявляется в том, что при входном дифференциальном напряжении, равном нулю, выходное напряжение принимает некоторое значение, не равное нулю. Обычно определяют смещение нуля через приведенное ко входу напряжение смещения (или входное напряжение сдвига), под которым понимают такое дифференциальное напряжение V_{OFF} , которое нужно приложить к входу усилителя, чтобы его выходное напряжение стало равным 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 значительное 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 микрон друг от друга, привело к существенному снижению смещения нуля и его временного и температурного дрейфов.

1.4.2. Блок-схема операционного усилителя

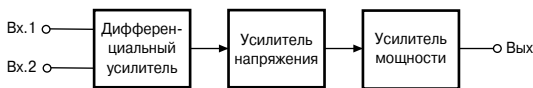


Рис. 1.7. Блок-схема ОУ

Блок-схема операционного усилителя, в большой мере удовлетворяющего требованиям, предъявляемым к ОУ, приведена на Рис. 1.7.

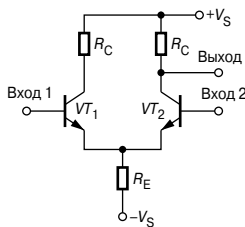


Рис. 1.8. Схема дифференциального усилительного каскада

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. 1.8).

Коэффициент усиления дифференциальных входных напряжений 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, коллектора и базы 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 дифференциального усилителя нужно подать одно и то же напряжение V_{IN} . 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 ($K_{\text{ОСС}}$) определяется как отношение

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



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 $K_{\text{диф}} = 150$, $K_{\text{синф}} = 0.5$, $K_{\text{ОСС}} = 300$. 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. Более эффективный путь улучшения характеристик усилителя состоит в замене 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. 1.9).

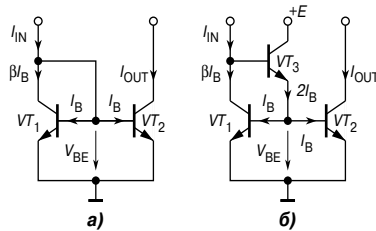


Рис. 1.9. Схемы токовых зеркал

При первом варианте включения (Рис. 1.9а) $V_{CE1} = V_{BE1} > V_{CE_SAT}$, где V_{CE_SAT} — напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения. Следовательно, транзистор VT_1 ненасыщен. Поскольку $V_{BE1} = V_{BE2}$, то при хорошо согласованных по параметрам транзисторах $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ и $I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B$, где β — статический коэффициент передачи тока. При этом

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

Отсюда

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

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

Лучшими характеристиками обладает токовое зеркало, схема которого приведена на **Рис. 1.9б**. 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 . Несложно убедиться, что в этом случае

$$\frac{I_{\text{IN}}}{I_{\text{OUT}}} = 1 + \frac{2}{\beta\beta_3},$$

где β_3 — коэффициент усиления тока базы транзистора VT_3 , т. е. погрешность равенства входного и выходного токов в β_3 раз меньше, чем в схеме на **Рис. 1.9а**. Токовое зеркало на **Рис. 1.9б** было впервые использовано в качестве нагрузки входного дифференциального каскада в усилителях $\mu A741$ и LM101.

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 $K_{\text{ОСС}}$ свыше 10^5 (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 емкостью коллекторного перехода $C_{\text{СВ}}$, пропорциональна этому сопротивлению. Частотные свойства каскада аналогичны частотным свойствам фильтра нижних частот первого порядка, т. е. каскад имеет частотную характеристику передачи малого сигнала вида

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

причем постоянная времени

$$\tau_{\text{ду}} = (1 + K_{\text{диф}})C_{\text{СВ}}R_D$$

(эффект Миллера). Полоса пропускания каскада

$$F_{\text{П}} = 1/(2\pi\tau_{\text{ду}}).$$



Эффект Миллера состоит в том, что в инвертирующем усилительном каскаде малая емкость между входом и выходом (между базой и коллектором каскада с общим эмиттером) динамически увеличивается за счет усиления схемы по напряжению, что эквивалентно включению между входом каскада и общей точкой конденсатора с емкостью

$$C_{\text{СВ}}(1 + K_{\text{диф}}). \quad (1.13)$$

Пример 1.2. В дифференциальном каскаде (см. **Рис. 1.8**) использованы транзисторы с сопротивлением эмиттера $r_E = 250$ Ом и с емкостью $C_{CB} = 5$ пФ. Динамическое сопротивление нагрузки каскада за счет применения токового зеркала составляет 500 кОм. В этом случае согласно (1.10) $K_{диф} = 1000$. Постоянная времени дифференциального каскада $\tau_{дв} = (1 + K_{диф})C_{CB}R_D = 2.5$ мс, а полоса пропускания $f_{п} = 1/(1\pi\tau_{дв}) = 127$ Гц, т. е. довольно узкая.

Для улучшения частотных свойств дифференциальных усилителей необходимо устранить влияние эффекта Миллера. Эта задача решается путем стабилизации либо потенциала коллектора транзистора, на базу которого поступает входной сигнал, либо потенциала базы транзистора, в цепь коллектора которого включена нагрузка. Оба варианта представлены на **Рис. 1.10**.

На **Рис. 1.10а** 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_{OF} . 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 (отечественный аналог — 140УД14) [1.4].

В схеме на **Рис. 1.10б** эмиттерный повторитель управляет каскадом с общей базой. Потенциал колектора 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. Фуллагар (один из основателей фирмы Maxim Integrated Product) в ОУ $\mu A741$.

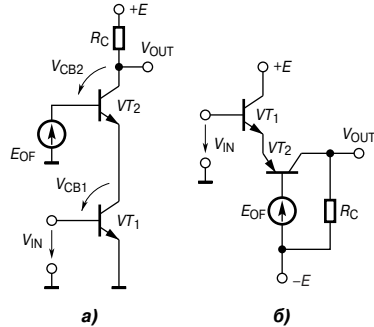


Рис. 1.10. Составные каскады с улучшенными частотными свойствами: *а* — схема стабилизации потенциала коллектора входного транзистора; *б* — схема стабилизации потенциала базы выходного транзистора

1.4.3. 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. Упрощенная схема «классического» двухкаскадного ОУ $\mu A741$ (полная схема включает 24 транзистора) приведена на **Рис. 1.11**.

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:

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

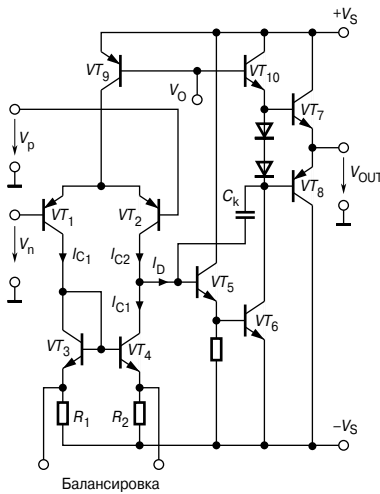


Рис. 1.11. Упрощенная схема двухкаскадного ОУ $\mu\text{A}741$

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 половину токового зеркала (на упрощенной 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 включен эмиттерный повторитель на транзисторе VT_5 . Внутренний конденсатор C_k обеспечивает операционному усилителю частотную характеристику вида, представленного на Рис. 1.3.

Выходной каскад представляет собой двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах VT_7 , VT_8 . Напряжение на участке цепи из двух последовательных диодов, включенных в прямом направлении, обеспечивает небольшой начальный ток покоя этих транзисторов (режим класса 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 [1.1].

1.5. 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. 1.12.

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, обусловленные этими динамическими сопротивлениями, имеют величину порядка нескольких нА. Существенно большие значения имеют постоянные токи, протекающие через входы операционного усилителя и определяемые смещением транзисторов дифференциального каскада. Для универсальных ОУ входные токи нахо-

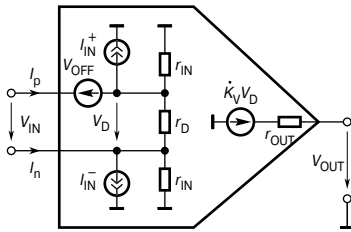


Рис. 1.12. Схема замещения реального операционного усилителя для малых сигналов

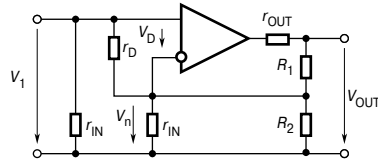


Рис. 1.13. Схема неинвертирующего усилителя с учетом собственных сопротивлений ОУ

дятся в пределах 10 нА...2 мкА, а для усилителей с входными каскадами, выполненными на полевых транзисторах, они составляют доли нА.

Проиллюстрируем влияние собственных входных и выходных сопротивлений ОУ на примере схемы неинвертирующего усилителя (Рис. 1.13).

1.5.1. 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, умножается на коэффициент $1 + K_V \beta$. Согласно Рис. 1.13 для результирующего входного сопротивления схемы имеем

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

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

1.5.2. 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. Однако благодаря отрицательной обратной связи по напряжению динамическое выходное сопротивление схемы на ОУ существенно уменьшается. Физически это объясняется тем, что при снижении выходного напряжения схемы, вызванном падением напряжения на r_{OUT} при подключении нагрузки, снижается и напряжение обратной связи, что приводит к увеличению дифференциального входного напряжения и, как следствие, к возрастанию выходного напряжения практически до исходного значения.

Подтвердим сказанное расчетом. Выходное сопротивление операционного усилителя, не охваченного обратной связью, определяется выражением

$$r_{\text{OUT}} = - \left. \frac{\partial V_{\text{OUT}}}{\partial I_{\text{OUT}}} \right|_{V_1 = \text{const}}.$$

Для усилителя, охваченного обратной связью, в соответствии со схемой на **Рис. 1.13**, эта формула принимает вид

$$R_{\text{OUT}} = - \left. \frac{\partial V_{\text{OUT}}}{\partial I_{\text{OUT}}} \right|_{V_1 = \text{const}}. \quad (1.13)$$

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

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

Для усилителя с линейной передаточной характеристикой изменение выходного напряжения составляет

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

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

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

Если, например, $\beta = 0.1$, что соответствует усилению входного сигнала в 10 раз, а $K_V = 10^5$, то выходное сопротивление усилителя $\mu\text{A}741$ снизится с 1 кОм до 0.1 Ом, что справедливо в пределах полосы пропускания усилителя $f_{\text{П}}$, которая для $\mu\text{A}741$ 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, превышающих f_T , становится близким к величине выходного сопротивления усилителя без обратной связи.

1.6. Коррекция частотной характеристики

Вследствие наличия паразитных емкостей и многокаскадной структуры операционный усилитель по своим частотным свойствам аналогичен фильтру нижних частот высокого порядка. Системы такого рода, имеющие большой коэффициент усиления, при наличии обратной связи склонны к самовозбуждению (потере устойчивости) Это проявляется в том, что даже при отсутствии сигнала на входе системы на ее выходе могут возникать стационарные или прерывистые колебания относительно большой амплитуды, вплоть до полного размаха выходного напряжения. В результате схема, спроектированная, казалось бы, по всем правилам радиотехники, оказывается неработоспособной. Вопрос этот чрезвычайно важен, поэтому остановимся на нем подробнее.

Поведение ОУ в переходных процессах при малых изменениях сигналов можно математически описать линейным дифференциальным уравнением. Преобразование этого уравнения по Лапласу дает возможность представить отношение переменных величин на входе и выходе усилителя в удобной алгебраической форме

$$K_V(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_D(s)} = K_V \frac{1 + d_1s + d_2s^2 + \dots + d_ms^m}{1 + c_1s + c_2s^2 + \dots + c_ns^n}, \quad (1.15)$$

причем на практике в данном случае всегда $n > m$. Нули полинома в числителе называются нулями передаточной функции, а нули полинома в знаменателе — ее полюсами. Из теории систем автоматического управления известно, что устойчивость системы с обратной связью (в нашем случае усилителя) определяется расположением на комплексной плоскости корней характеристического уравнения

$$K_V(s) \cdot \beta(s) + 1 = 0. \quad (1.16)$$

Здесь $\beta(s)$ — передаточная функция звена обратной связи.



Если все без исключения корни уравнения (1.16) располагаются в левой полуплоскости — усилитель с обратной связью устойчив. Если хотя бы один из корней этого уравнения находится в правой полуплоскости — усилитель неустойчив.

Подставив в (1.15) $s = j\omega$, получим частотную характеристику усилителя

$$\dot{K}_V(j\omega) = K_V(\omega)e^{j\varphi(\omega)}.$$

Функцию $K_V(\omega)$ называют амплитудно-частотной, а $\varphi(\omega)$ — фазо-частотной характеристиками.

1.6.1. Частотные характеристики ОУ

Наиболее удобно исследовать устойчивость усилителей по диаграммам Боде, на которых амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики изображаются асимптотически в логарифмическом масштабе, и называются соответственно ЛАЧХ и ЛФЧХ. Эти характеристики легко определяются экспериментально и позволяют достаточно просто и наглядно судить об устойчивости конкретного ОУ и осуществить подбор корректирующих цепей. Типичные асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ ОУ без частотной коррекции в функции циклической частоты $f = \omega/2\pi$ приведены на **Рис. 1.14**.

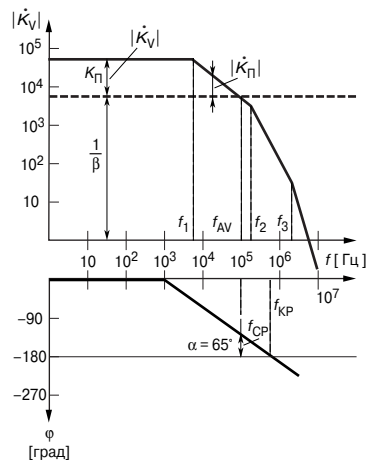


Рис. 1.14. Типичные логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики некорректированного ОУ



Асимптотической называется характеристика, образованная соединенными отрезками касательных, проведенных к точной ЛАЧХ с наклоном, кратным 20 дБ/дек. Асимптотическая ЛАЧХ позволяет легко определить полюса и нули передаточной функции усилителя, которые находятся в точках пересечения асимптот.

На частоте f_1 находится первый (самый низкочастотный) полюс передаточной функции, который определяется инерционным звеном с максимальной постоянной времени. Обычно полюс, соответствующий частоте f_1 , определяется частотными свойствами второго каскада ОУ — усилителя напряжения. Фазовый сдвиг на частоте первого полюса -45° (если пренебречь влиянием следующих полюсов). Коэффициент усиления в области частот от f_1 до f_2 убывает со скоростью -20 дБ/дек. Выше частоты f_2 (второй полюс) начинает действовать второе инерционное звено (как правило, это инерционность входного дифференциального усилителя), теперь коэффициент усиления убывает со скоростью -40 дБ/дек, а фазовый сдвиг между \dot{V}_D и \dot{V}_{OUT} приближается к -180° .



Частота, при которой выполняется условие $\varphi = -180^\circ$, называется критической (ω_{KR} или f_{KR}).
Частота, при которой модуль коэффициента усиления петли обратной связи (коэффициента петлевого усиления) $|\dot{K}_n| = |\beta \dot{K}_v| = 1$, называется частотой среза (ω_{CP} или f_{CP}).

В соответствии с изложенным в п. 1.3 как для инвертирующего, так и для неинвертирующего включения ОУ при резистивной обратной связи коэффициент передачи звена обратной связи β определяется формулой

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2).$$

Согласно выражениям (1.8), (1.9), между β и коэффициентом усиления входного сигнала K для схемы с идеальным ОУ существует следующая взаимосвязь:

$$\frac{1}{\beta} \approx \begin{cases} 1 - K & \text{для инвертирующего включения,} \\ K & \text{для неинвертирующего включения.} \end{cases} \quad (1.17)$$

В соответствии с логарифмическим вариантом критерия Найквиста для минимально-фазовых систем, к которым можно отнести ОУ с отрицательной обратной связью, усилитель будет устойчив, если для логарифмических частотных характеристик разомкнутой петли обратной связи $\beta \dot{K}_v$ выполнено условие

$$f_{CP} < f_{KR}. \quad (1.18)$$

Для минимально-фазовых систем вид ЛАЧХ однозначно определяет вид ЛФЧХ. Поэтому для суждения об устойчивости усилителя достаточно иметь перед глазами только ЛАЧХ.



Для устойчивости усилителя с обратной связью необходимо и достаточно, чтобы точная ЛАЧХ петли регулирования пересекала ось частот с наклоном меньшим (по абсолютной величине), чем 40 дБ/дек.

При резистивной обратной связи ЛФЧХ петлевого усиления совпадает с ЛФЧХ усилителя, а ЛАЧХ петли проходит на $20\lg(1/\beta)$ ниже ЛАЧХ усилителя, так что частота среза f_{CP} соответствует точке пересечения графика ЛАЧХ усилителя с горизонтальной прямой, проведенной на $20\lg(1/\beta)$ выше оси частот. На диаграмме **Рис. 1.14** видно, что при больших значениях K (и соответственно малых β) условие (1.18) выполняется, причем имеется достаточный запас устойчивости по фазе. Однако, при $K < 200$ операционный усилитель с частотными характеристиками, такими, как на **Рис. 1.14**, теряет устойчивость.

Степень устойчивости, а также мера затухания переходных процессов приближенно определяется запасом устойчивости по фазе α . Под этой величиной понимается дополнительный до 180° угол к фазовому запаздыванию на критической частоте:

$$\alpha = 180^\circ - \varphi(f_{KP}).$$

На **Рис. 1.15** представлены типичные графики переходных функций (реакций на единичный скачок входного напряжения) операционного усилителя, включенного по схеме неинвертирующего повторителя при различных запасах устойчивости по фазе α (45° , 65° и 90°).

По диаграмме Боде разомкнутого ОУ можно непосредственно определить, какая величина затухания окажется у схемы усилителя с заданным значением β . Для иллюстрации на **Рис. 1.14** приведен пример оценки запаса устойчивости для петлевого усиления $1/\beta = 8000$. При этом из диаграммы находим $f_{CP} = 100$ кГц и $\alpha = 65^\circ$. Как видно из **Рис. 1.15**, в этом случае переходный процесс практически не имеет колебаний, заметных при запасе по фазе 45° . В случае более глубокой обратной связи величина α быстро уменьшается и при $1/\beta = 200$ достигает нуля.

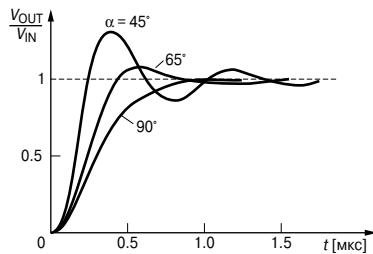


Рис. 1.15. Переходные характеристики ОУ, охваченного обратной связью

1.6.2. Полная частотная коррекция

Если операционный усилитель разрабатывается для универсального применения, то фазовое запаздывание его частотной характеристики при $|K_V| > 1$ должно быть меньше 120° . При этом для любого коэффициента обратной связи $0 \leq \beta \leq 1$ запас устойчивости по фазе будет составлять не менее 60° . Это требование выполняется путем коррекции частотной характеристики, причем коррекция производится так, чтобы при $|K_V| > 1$ она была аналогична характеристике фильтра нижних частот первого порядка (т. е. имела бы вид, показанный на **Рис. 1.2**). Так как нежелательные инерционные звенья с частотами среза f_2 и f_3 , (**Рис. 1.14**), не могут быть устранены из схемы усилителя, то необходимо путем подбора конденсатора коррекции C_k (см. **Рис. 1.11**) настолько уменьшить частоту полюса f_1 основного инерционного звена, чтобы условие $|K_V| < 1$ было бы выполнено до того, как начнет сказываться влияние второго инерционного звена. Для выполнения этого условия достаточно удовлетворить соотношению:

$$f_1 \leq f_2 / K_V(0),$$

где $K_V(0)$ — коэффициент усиления ОУ на нулевой частоте.

При этом частота единичного усиления ОУ будет равна

$$f_T = \dot{K}_V(0)f_1 \leq f_2,$$

а запас по фазе будет близок к 45° .

На Рис. 1.16 представлен этот вариант коррекции.

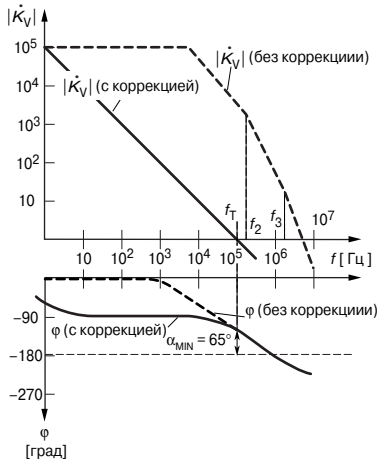


Рис. 1.16. Логарифмические частотные характеристики ОУ с полной частотной коррекцией

Частотная коррекция подобного типа увеличивает фазовый сдвиг усилителя на нижних частотах на 90° , а на более высоких частотах практически на него не влияет. Для многих ОУ общего применения достаточна емкость корректирующего конденсатора $C_K = 30$ пФ. У усилителей с полной внутренней коррекцией, таких, как, например, 140УД6, 140УД7, 140УД17 и др., корректирующий конденсатор изготавливается непосредственно на кристалле методами интегральной технологии.

Рассмотренный выше способ коррекции частотной характеристики ОУ смело можно назвать наипростейшим. Он грубо, но надежно решает проблему устойчивости, давая, однако, осложнения в виде ухудшения быстродействия усилителя. Более тонкий, но одновременно более сложный и критичный способ коррекции заключается в компенсации второго полюса передаточной функции ОУ, соответствующего частоте f_2 , за счет введения фазопережающей связи (т. н. метод подачи сигнала вперед). Его применил Р. Добкин (позднее один из основателей фирмы Linear Technology Corp.) при проектировании быстродействующего ОУ LM118 [1.5] (отечественный аналог — 140УД10).

Улучшение динамических свойств этого ОУ, в частности повышение максимальной скорости нарастания выходного напряжения до 70 В/мкс, здесь было получено за счет увеличения токов покоя входного дифференциального каскада ОУ (см. п. 1.6.4). При этом для сохранения усилительных свойств ОУ и обеспечения возможности введения фазопережающей коррекции число каскадов усиления напряжения было увеличено до трех. Весьма упрощенная схема ОУ LM118 представлена на Рис. 1.17.

Важно иметь в виду, что в случае полной частотной коррекции (когда частотная характеристика ОУ вплоть до частоты единичного усиления совпадает с характеристикой инерционного звена) и при наличии резистивной цепи обратной связи полоса пропускания f_{Π} и частота единичного усиления f_T связаны через коэффициент усиления на постоянном токе

$$f_{\Pi} = f_T \cdot \dot{K}_V(0) / [1 + \beta \cdot K_V(0)].$$

Практически, поскольку обычно петле-вое усиление $\beta \cdot \dot{K}_V(0) \gg 1$

$$f_{\Pi} = \beta f_T.$$

Можно отметить также, что при таком способе частотной коррекции полоса пропускания разомкнутого ОУ существенно сужается.

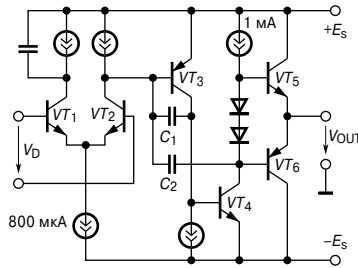


Рис. 1.17. Упрощенная схема ОУ LM118

Как видно, помимо входного дифференциального каскада, усилитель содержит еще два каскада усиления напряжения на транзисторах VT_3 и VT_4 . Конденсаторы C_1 и C_2 осуществляют частотную коррекцию.

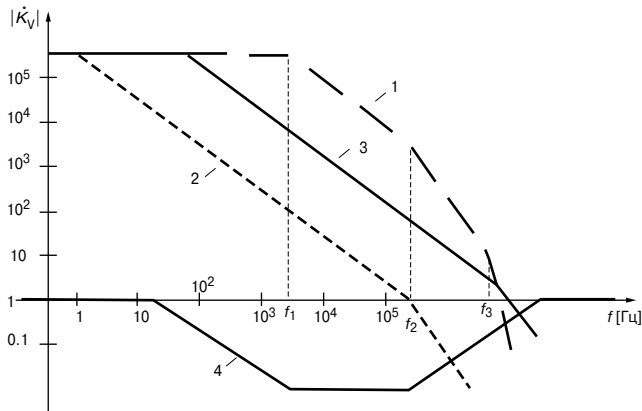


Рис. 1.18. Амплитудно-частотные характеристики ОУ LM118

Асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ LM118 без коррекции приведена на **Рис. 1.18** (линия 1). Если пойти традиционным путем и выбрать конденсатор C_1 достаточно большим (около 600 пФ), то получим полностью скорректированный усилитель с частотой единичного усиления $f_T = 300$ кГц, ЛАЧХ которого представлена линией 2 на **Рис. 1.18**.

Разработчик пошел другим путем. Он включил между коллектором и базой транзистора VT_3 конденсатор C_1 емкостью 20 пФ (гибкая отрицательная обратная связь), а между коллектором транзистора VT_2 и базой транзистора VT_3 конденсатор C_2 емкостью 6 пФ (гибкая положительная обратная связь). В результате исходная ЛАЧХ получила добавку, отображенную линией 4, и приобрела вид, представленный линией 3. Введение гибкой положительной обратной связи иллюстрирует структурная схема на **Рис. 1.19**.

Вид линии 4 (**Рис. 1.18**) показывает, что частотная коррекция ОУ в области низких частот осуществляется интегрирующим звеном с фазовым запаздыванием, а в области высоких частот — форсирующим звеном, дающим опережение по фазе. В результате получился полностью скорректированный монолитный

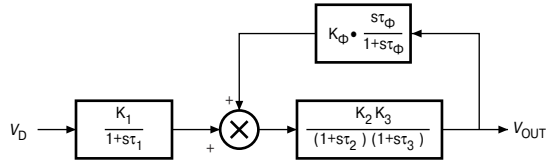


Рис. 1.19. Структурная схема ОУ с фазопережающей коррекцией

ОУ с частотой единичного усиления 15 МГц, что для начала 70-х годов прошлого века было рекордным достижением.

Следует отметить, что введение гибкой положительной обратной связи с использованием форсирующей цепочки значительно сложнее коррекции интегрирующим звеном. Здесь требуется проведение тщательных расчетов, поскольку даже небольшая ошибка в оценке параметров корректирующих элементов может привести к резкому ухудшению устойчивости усилителя.

1.6.3. Внешняя частотная коррекция

Полная частотная коррекция операционного усилителя гарантирует достаточный запас устойчивости по фазе для резистивной отрицательной обратной связи с любыми параметрами. Однако, как уже отмечалось, этот способ плох тем, что ширина полосы пропускания усилителя, охваченного обратной связью, обратно пропорциональна общему коэффициенту усиления схемы K . Смысл этого соотношения наглядно пояснен на Рис. 1.20.

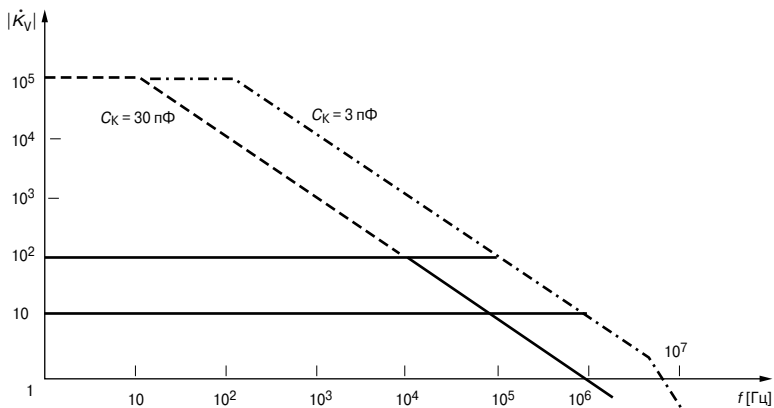


Рис. 1.20. Зависимость полосы пропускания от коэффициента усиления при подстраиваемой частотной коррекции

При менее глубокой обратной связи для стабилизации усилителя достаточно было бы меньшего снижения усиления в области средних и высоких частот, так как в этом случае точка $|\beta K_v| = 1$ достигается при $|K_v| = 1/\beta > 1$. Как видно из Рис. 1.20, при $1/\beta = 10$ ширину полосы пропускания ОУ без обратной связи можно безболезненно увеличить с 10 до 100 Гц уменьшением C_K с 30 до 3 пФ. При этом полоса пропускания усилителя с обратной связью возрастет со 100 кГц до 1 МГц.

Для того чтобы можно было осуществить подобные изменения частотной коррекции, выпускаются операционные усилители, у которых отсутствует встроенный корректирующий конденсатор, а вместо этого выведены соответствующие точки схемы (например в ОУ 153УД6, 140УД14) для подключения внешней цепи коррекции. В других вариантах, например, в ОУ 544УД2, осуществляется неполная частотная коррекция с уменьшенным значением корректирующей емкости. Для подключения дополнительного конденсатора (в случаях, когда надо обеспечить устойчивость при значениях β , близких к единице) также имеются соответствующие выводы. В паспортных данных некоторых типов ОУ указываются минимальные значения коэффициентов усиления ОУ в неинвертирующем включении, при которых усилитель сохраняет устойчивость. Например, для ОУ AD840 это значение составляет 10, для ОРА605 — 50 и т. д. Некоторые фирмы выпускают усилители с одинаковой схмотехникой, но отличающиеся наличием или отсутствием встроенного корректирующего конденсатора. Например, ОУ типа ОР27 и ОР37 (отечественные аналоги соответственно 140УД25А...Г и 140УД26А...Г). Первый из них имеет встроенный корректирующий конденсатор, частоту единичного усиления $f_T = 8$ МГц, максимальную скорость нарастания 2.8 В/мкс и работает устойчиво вплоть до 100% обратной связи. ОУ типа ОР37 не имеет корректирующего конденсатора. Его частота единичного усиления $f_T = 60$ МГц, скорость нарастания 17 В/мкс. Он работает устойчиво, если коэффициент усиления входного сигнала более пяти.

В комплексе мероприятий по обеспечению устойчивости схемы с операционным усилителем (особенно быстродействующим) важное место занимает его правильный монтаж. Проводники, соединяющие резисторы обратной связи с инвертирующим входом усилителя, должны иметь минимальную длину. При невыполнении этого правила на входе ОУ образуется паразитная емкость, которая при наличии близлежащих площадок или слоев заземления может составлять 0.4 пФ на миллиметр проводника. Эта емкость совместно с резисторами обратной связи образует дополнительное инерционное звено в петле обратной связи, уменьшающее запас устойчивости по фазе. Некоторую компенсацию этого эффекта дает включение форсирующего конденсатора C_Φ равной емкости между выходом ОУ и инвертирующим входом (Рис. 1.21).

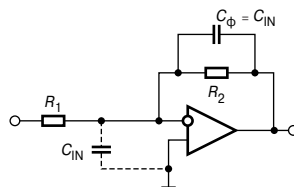


Рис. 1.21. Компенсация фазового запаздывания, вносимого входной емкостью ОУ

1.6.4. Скорость нарастания

Наряду со снижением полосы пропускания усилителя частотная коррекция с включением конденсатора C_K (Рис. 1.11) дает еще один нежелательный эффект: существенно снижается скорость нарастания выходного напряжения. Максимальное значение скорости нарастания ρ определяется в основном скоростью заряда корректирующего конденсатора:

$$\rho_{\text{MAX}} = \left. \frac{dV_{\text{OUT}}}{dt} \right|_{\text{MAX}} = I_{D_MAX} / C_K.$$

Максимальный выходной ток дифференциального каскада (см. **Рис. 1.11**) равен току источника в цепи эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 . Принимая его равным 20 мкА, найдем для емкости корректирующего конденсатора $C_K = 30$ пФ:

$$\rho_{\text{МАХ}} = 0.67 \text{ В/мкс.}$$

Вследствие относительной малости этой величины при быстрых изменениях выходного напряжения возникают характерные искажения сигнала, которые не могут быть устранены путем введения отрицательной обратной связи. Их называют динамическими искажениями. Если входной сигнал усилителя синусоида, то чем больше ее амплитуда, тем при меньшей частоте появляются динамические искажения.

1.6.5. Компенсация емкостной нагрузки

Если операционный усилитель работает на емкостную нагрузку (например, на несогласованный ВЧ-кабель), то последняя вместе с выходным сопротивлением усилителя образует фильтр нижних частот, который вносит дополнительное фазовое запаздывание выходного напряжения (образует дополнительный полюс передаточной функции усилителя). Все это уменьшает запас устойчивости по фазе, и схема усилителя может самовозбуждаться уже при незначительной величине нагрузочной емкости, т. е. система теряет устойчивость и переходит в режим генерации колебаний. Порой достаточно коснуться выхода усилителя щупом осциллографа, чтобы усилитель начал самовозбуждаться. Для устранения этого явления в цепь обратной связи включается дополнительный форсирующий конденсатор C_Φ (**Рис. 1.22а**).

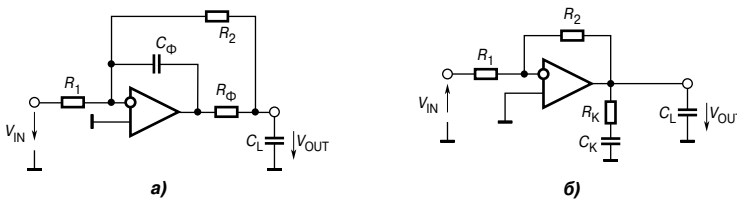


Рис. 1.22. Компенсация емкостной нагрузки включением:
а — форсирующего конденсатора C_Φ , б — последовательной цепи $R_K C_K$ параллельно выходу

В этом случае цепь обратной связи представляет собой интегро-дифференцирующее фазопередающее звено, создающее в окрестности частоты среза положительный фазовый сдвиг, компенсирующий запаздывание, вносимое емкостью нагрузки. Недостаток этого решения — при значительных выходных токах снижается динамический диапазон выходного напряжения за счет падения напряжения на резисторе R_Φ .

Вместо этого можно включить параллельно выходу последовательную цепочку $R_K C_K$ (**Рис. 1.22б**). В области высоких частот эта цепь ведет себя как резистор, шунтируя емкость нагрузки C_L и тем самым уменьшая порождаемое ею фазовое запаздывание (а зачастую и петлевое усиление). Рекомендуется выбирать $C_K = (5 \dots 10)C_L$ и $R_K = (0.3 \dots 0.7)r_{\text{OUT}}$.

Многие современные модели ОУ разрабатываются с учетом возможности работы на емкостную нагрузку. Например, ОУ AD820 обеспечивает устойчивую работу со 100% обратной связью на нагрузку емкостью до 350 пФ. С ростом усиления K схемы и соответственно с уменьшением петлевого усиления βK_V допустимая величина емкости нагрузки возрастает. На **Рис. 1.23** приведена зависимость минимально-необходимой величины $1/\beta$ от емкости нагрузки при 20°-м запасе устойчивости по фазе для ОУ AD820.

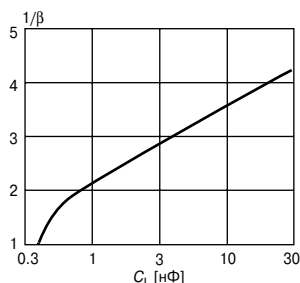


Рис. 1.23. Зависимость минимально необходимой величины $1/\beta$ от емкости нагрузки для ОУ AD820

Недавно фирма National Semiconductor начала выпуск ОУ LM8272, который может устойчиво работать на нагрузку неограниченной емкости. Увеличение емкости нагрузки сказывается только на уменьшении скорости нарастания выходного напряжения. Если, например, при емкости 10 пФ скорость нарастания достигает 20 В/мкс, то подключение к выходу усилителя конденсатора емкостью 0.02 мкФ снижает этот показатель до 4 В/мкс.

1.7. Параметры операционных усилителей

Параметры, описывающие качество ОУ, можно разделить на три группы: точностные, динамические и эксплуатационные.

1.7.1. Точностные параметры

К *точностным параметрам* относятся: дифференциальный коэффициент усиления по напряжению K_V , коэффициент ослабления синфазного сигнала КОСС, напряжение смещения нуля V_{OFF} , входной ток I_{IN} , разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам I_p , коэффициент подавления нестабильности питания $K_{п.п}$ и коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров, а также шумовые параметры. Действие точностных параметров проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходное напряжение ОУ отличается от расчетного, определяемого выражением (1.4). Для возможности сопоставления погрешности обычно приводят ко входу ОУ.

Определим погрешность ОУ, вносимую конечным значением *дифференциального коэффициента усиления*. Пусть на вход неинвертирующего усилителя с коэффициентом передачи цепи обратной связи β подано постоянное напряжение V_{IN} . Выходное напряжение схемы при $K_V = \infty$ определится соотношением

$$V_{OUT} = V_{IN}/\beta. \quad (1.19)$$

При конечном K_V выходное напряжение будет отличаться на величину ΔV_{OUT} :

$$V_{OUT} + \Delta V_{OUT} = V_{IN} K_V / (1 + \beta K_V). \quad (1.20)$$

Вычтя из (1.20) (1.19), получим

$$\Delta V_{OUT} = -V_{IN}/\beta/(1 + \beta K_V). \quad (1.21)$$

Как следует из (1.19), соответствующее отклонение, приведенное к входу, с точностью до величин второго порядка малости:

$$\Delta V_{IN} = \Delta V_{OUT}\beta,$$

откуда находим окончательно относительную погрешность, приведенную ко входу:

$$\frac{\Delta V_{IN}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + \beta K_V} \approx \frac{1}{\beta K_V}.$$

Из последнего выражения следует, что погрешность преобразования входного сигнала схемой на ОУ обратно пропорциональна коэффициенту петлевого усиления. Для гармонических сигналов можно получить аналогичное соотношение:

$$\frac{\Delta|\dot{V}_{IN}|}{|V_{IN}|} = \frac{1}{|1 + \beta \dot{K}_V|} \approx -\frac{1}{|\beta \dot{K}_V|}.$$

Коэффициент усиления ОУ существенно зависит от сопротивления нагрузки R_L . Это связано с тем, что снижение сопротивления нагрузки оконечного каскада приводит к уменьшению эквивалентного сопротивления нагрузки предыдущего каскада усиления напряжения, и как следствие, к снижению его коэффициента усиления. В качестве примера на **Рис. 1.24** приведены зависимости $K_V(R_L)$ при различных напряжениях питания для ОУ AD820, а на **Рис. 1.25** его статические переходные характеристики при различных сопротивлениях нагрузки. При низких сопротивлениях нагрузки отчетливо виден нелинейный характер статических характеристик ОУ.

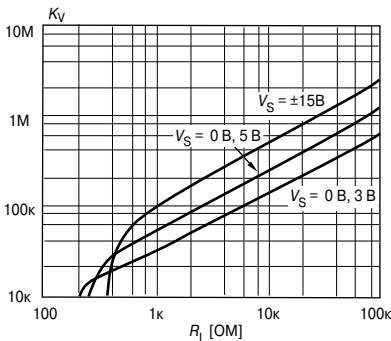


Рис. 1.24. Зависимости усиления ОУ AD820 от нагрузки

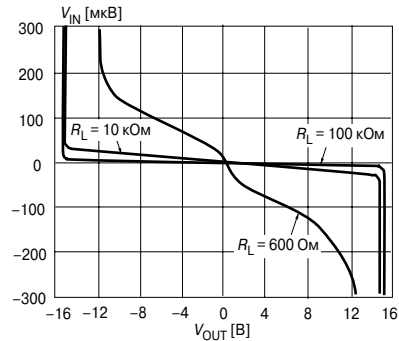


Рис. 1.25. Статические переходные характеристики ОУ AD820 при различных сопротивлениях нагрузки

Снижение коэффициента усиления при уменьшении сопротивления нагрузки может быть использовано для повышения устойчивости ОУ. Если усилитель возбуждается на плате, порой достаточно подключить параллельно его выходу дополнительный резистор, чтобы ОУ «успокоился».

Погрешность, обусловленная *синфазным входным напряжением* ОУ, может быть определена следующим образом. Выходное напряжение усилителя являет-

ся функцией как дифференциального $V_D = V_p - V_n$, так и синфазного $V_C = (V_p + V_n)/2$ входных напряжений:

$$V_{OUT} = V_{OUT}(V_D, V_C).$$

Приращение этого напряжения определяется соотношением

$$\Delta V_{OUT} = \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{IN}} \right|_{V_C = \text{const}} \Delta V_{IN} + \left. \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_C} \right|_{V_{IN} = \text{const}} \Delta V_C,$$

или

$$\Delta V_{OUT} = K_V \Delta V_D + K_C \Delta V_C,$$

где K_C — коэффициент усиления синфазного сигнала. При $\Delta V_{OUT} = 0$ из последней формулы следует:

$$-\frac{\Delta V_D}{\Delta V_C} = \frac{K_V}{K_C} = K_{ОСС}.$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала показывает, какое значение дифференциального входного напряжения ΔV_D следует приложить к входу усилителя, чтобы скомпенсировать усиление входного синфазного сигнала. КОСС тесно связан по величине с дифференциальным коэффициентом усиления ОУ.

Найдем погрешность, обусловленную *смещением нуля* усилителя. Смещение нуля ОУ проявляется в наличии постоянного напряжения на выходе усилителя при отсутствии входного напряжения. Обычно определяют смещение нуля, приведенное к входу, т. е. смещение выходного напряжения, умноженное на коэффициент передачи цепи обратной связи β . Смещение нуля является результатом действия двух факторов: собственно напряжения смещения V_{OFF} , и постоянных входных токов усилителя I_{IN}^+ и I_{IN}^- (см. **Рис. 1.12**). Величина V_{OFF} определяется в основном разбросом напряжений Э-Б-переходов входных транзисторов дифференциального каскада в усилителях на биполярных транзисторах или напряжений затвор—исток в ОУ с полевыми транзисторами на входах. Эта величина составляет 0.1...5 мВ для усилителей общего назначения с биполярными и 0.5...20 мВ с полевыми транзисторами на входе. Путем лазерной подгонки удастся уменьшить смещение нуля до 10 мкВ (МАХ400М) у первого типа усилителей и до 100 мкВ (ОРА627В) у второго. Дальнейшее снижение смещения нуля достигается применением цепей внешней балансировки или схем автоматической компенсации смещения нуля.

Для ручной балансировки некоторые усилители (например, 140УД7, 140УД8 и др.) имеют специальные выводы (см. **Рис. 1.11**), к которым подключается подстроечный резистор. При перемещении движка, подключенного к выводу источника отрицательного напряжения, изменяется соотношение сопротивлений резисторов в цепях эмиттеров транзисторов VT_3 , VT_4 токового зеркала, а это приводит к изменению баланса дифференциального усилительного каскада. Балансировочные выводы имеют и прецизионные ОУ (например, МАХ400 и 140УД25).

Ручная балансировка усложняет изготовление и эксплуатацию электронных устройств, поэтому в тех случаях, когда требуется очень малое смещение, применяют различные системы автоматической компенсации.

В ранних моделях ОУ, в том числе ламповых, широко применялся метод компенсации смещения нуля, основанный на структуре модулятор—усилитель

переменного тока — демодулятор (МДМ). Изготавливалась даже микросхема с каналом МДМ 140УД13. Однако в настоящее время эта схема практически не применяется из-за плохих частотных свойств и высокого уровня помех. Кроме того, для реализации канала МДМ требуется много внешних элементов.

Лучшими характеристиками обладают усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля [6] (в переводной литературе такие ОУ обычно называют усилителями со стабилизацией прерыванием) (Рис. 1.26).

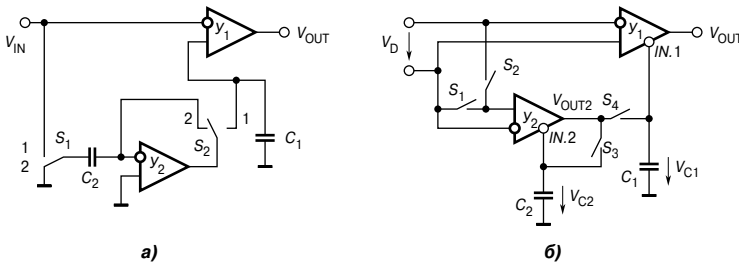


Рис. 1.26. Схемы ОУ с периодической компенсацией дрейфа:
а — простая, б — усложненная

На Рис. 1.26а приведена упрощенная схема простейшего инвертирующего ОУ с периодической компенсацией дрейфа, в состав которого входит основной $У_1$ и вспомогательный $У_2$ усилители с коэффициентами усиления K_1 и K_2 и напряжениями смещения нуля V_{OFF1} и V_{OFF2} соответственно, два ключа S_1 и S_2 , два запоминающих конденсатора C_1 и C_2 и генератор периодических импульсов УГ, управляющий работой ключей (на схеме не показан). Усилители, входящие в состав схемы обычно выполняются по КМОП-технологии и потому обладают довольно значительным смещением нуля.

Период прерывания состоит из двух частей. В первой части периода оба ключа находятся в положении 2, усилитель $У_1$ усиливает сигнал как обычный ОУ, а усилитель $У_2$ отсоединен от входа и охвачен 100% отрицательной обратной связью. При этом конденсатор C_1 заряжается до значения напряжения смещения нуля $У_2$. Во второй части периода оба ключа переключаются в положение 1. При условии $V_{IN} = 0$ (речь идет о дрейфе нуля) напряжение на входе и выходе усилителя $У_2$ не меняется, что равносильно тому, как если бы смещение нуля $У_2$ было равно V_{OFF2}/K_2 . Усилители при этом положении ключей включены последовательно, поэтому смещение нуля всего ОУ, приведенное к инвертирующему входу $У_1$

$$V_{OFF} = (V_{OFF1} + V_{OFF2})/K_2,$$

а общее усиление $K_V = K_1 K_2$.

Как правило, в виде ИМС реализуются дифференциальные ОУ. На Рис. 1.26б приведена схема ОУ с периодической компенсацией дрейфа, наиболее часто применяемая на практике. Ее отличие от предыдущей схемы состоит в том, что оба усилителя $У_1$ и $У_2$ имеют вспомогательные инвертирующие входы ($IN.1$ и $IN.2$), по которым осуществляется компенсация. Усилители имеют практически тождественные характеристики.

Как и ранее, цикл работы схемы состоит из двух фаз, повторяющихся с периодом $T_{Ц}$ — фазы автокоррекции нуля и фазы усиления.

1. *Фаза автокоррекции нуля.* Ключи S_1 и S_3 замкнуты, S_2 и S_4 — разомкнуты. Вход усилителя коррекции нуля Y_2 замкнут, а его выход подключен к запоминающему конденсатору C_2 . Напряжение на его выходе

$$V_{\text{OUT}2}(t) = K_2 V_{\text{OFF}2}(t) - G_2 V_{\text{OUT}2}(t), \quad (1.22)$$

где K — коэффициент усиления усилителя по основному входу, G — коэффициент усиления усилителя по вспомогательному входу. Из (1.22) следует

$$V_{\text{OUT}2}(t) = \frac{K_2 V_{\text{OFF}2}(t)}{1 + G_2}. \quad (1.23)$$

2. *Фаза усиления.* Ключи S_2 и S_4 замкнуты, S_1 и S_3 — разомкнуты. Вход усилителя коррекции нуля Y_2 подключен к входу всего усилителя, а его выход соединен со вспомогательным входом основного усилителя. В таком случае

$$V_{\text{OUT}2}(t) = K_2 [V_{\text{OFF}2}(t) + V_D(t)] - G_2 V_{C_2}(t). \quad (1.24)$$

Напряжение на конденсаторе C_2 в фазе усиления практически совпадает с выходным напряжением усилителя Y_2 в фазе автокоррекции

$$V_{C_2}(t) = V_{\text{OUT}2}\left(t - \frac{T_{\text{II}}}{2}\right). \quad (1.25)$$

Подставив (1.23) и (1.25) в (1.24), получим

$$V_{\text{OUT}2}(t) = K_2 [V_{\text{OFF}2}(t) + V_D(t)] - \frac{K_2 G_2 V_{\text{OFF}2}\left(t - \frac{T_{\text{II}}}{2}\right)}{1 + G_2}. \quad (1.26)$$

Поскольку напряжение смещения нуля меняется очень медленно, будем считать его в цикле постоянным. Тогда (1.26) переписывается в виде

$$K_{\text{OUT}2}(t) = K_2 \left[\frac{V_{\text{OFF}2}}{1 + G_2} + V_D(t) \right]. \quad (1.27)$$

Выходное напряжение усилителя Y_1

$$V_{\text{OUT}}(t) = K_1 [V_{\text{OFF}1} + V_D(t)] + G_1 V_{C_1}(t). \quad (1.28)$$

Но в этой фазе

$$V_{C_1}(t) = V_{\text{OUT}2}(t).$$

Поэтому

$$V_{\text{OUT}}(t) = K_1 [V_{\text{OFF}1} + V_D(t)] + G_1 K_2 \left[V_D(t) + \frac{V_{\text{OFF}2}}{1 + G_2} \right]. \quad (1.29)$$

Перегруппировав (1.29), получим

$$V_{\text{OUT}}(t) = (K_1 + G_1 K_2) V_D(t) + \frac{K_2 G_1 V_{\text{OFF}2}}{1 + G_2} + K_1 V_{\text{OFF}1}.$$

Если принять, что $K_1 = K_2 \gg 1$ и $G_1 = G_2 \gg 1$, то $G_1 K_2 \gg K_1$. Тогда приближенно

$$V_{\text{OUT}}(t) \approx K_2 G_1 V_D(t) + K_2 (V_{\text{OFF}1} + V_{\text{OFF}2}). \quad (1.30)$$

Таким образом, $V_{\text{OFF}1}$ и $V_{\text{OFF}2}$ снижают свой вес в выходном напряжении в G_1 раз по сравнению со входным дифференциальным напряжением.

Один из первых ОУ с периодической компенсацией дрейфа ICL7650 (отечественный аналог — 140УД24) был создан на фирме Intersil (США) почти 20 лет назад. Этот усилитель имеет внутренний генератор синхроимпульсов, работающий с частотой около 200 Гц. Типовая емкость двух внешних конденсаторов хранения 0.1 мкФ. Смещение нуля при комнатной температуре не превышает 5 мкВ. Поскольку усилитель выполнен по КМОП-технологии, его входные токи составляют менее 10 пА. Недостатком этого усилителя, как и большинства других усилителей с периодической компенсацией дрейфа, является значительный шум, вызванный, в первую очередь, инжекцией заряда при коммутации МОП-ключей схемы компенсации нуля.

В настоящее время выпускаются модели с пониженным уровнем шума (ICL7652) и со встроенными конденсаторами хранения (MAX430, AD8571; последний имеет сдвоенный и счетверенный аналоги).

В конце 80-х годов прошлого века в фирме Maxim Г. Шаффер создал два прецизионных трехкаскадных ОУ MAX425 и MAX426 с уникальными параметрами: $K_V = 10^8$, $V_{OFF} < 1$ мкВ, причем декомпенсированный MAX426 развивает скорость нарастания выходного напряжения до 5 В/мкс. Для уменьшения фликкер-шума (или как его еще называют $1/f$ -шума), возникающего из-за случайных колебаний процесса диффузии в транзисторе и преобладающего в области инфранизких частот, входы и выходы входного дифференциального каскада меняются местами с частотой 300 Гц. В результате полярность шума входных транзисторов периодически меняется (при этом спектр шума переносится в более высокочастотную область), а полярность сигнала остается неизменной. В результате размах напряжения шума в полосе 0.1...10 Гц не превышает 0.5 мкВ. Смещение нуля и его дрейф снижаются цифровым методом. Усилители имеют в своем составе два цифроаналоговых преобразователя (ЦАП) — 16-разрядный, управляющий смещением нуля первого каскада, и 8-разрядный, обслуживающий второй каскад. Цикл установки нуля занимает 125 мс и автоматически повторяется примерно 1 раз в минуту, если нет запрета. Цикл начинается с того, что инвертирующий вход отключается от внешних цепей и соединяется с неинвертирующим. Устанавливается последовательным приближением смещение нуля второго каскада до значения ниже 50 мкВ, а затем 16-разрядный ЦАП уменьшает напряжение смещения до значения около 0.1 мкВ. Этот схемотехнический прием позволил снизить температурный дрейф смещения до практически неизмеряемой величины 0.02 мкВ/°С, а временной — до 0.1 мкВ/год. Анонсированные в 1989 году по цене 7.5 долларов за штуку в партии по 100 штук, эти усилители уже 5 лет спустя отсутствовали в каталогах фирмы. По-видимому, они опередили свое время.

В 1999 году фирма Analog Devices начала выпускать семейство прецизионных усилителей AD8601/2/4 с иным видом цифровой подгонки смещения нуля. На кристалле усилителя встроена цифровая часть, включающая нечто вроде упрощенных цифроаналоговых преобразователей. После изготовления микросхемы осуществляется цифровая подгонка при низких и высоких уровнях синфазного входного напряжения, затем по специальному выводу программируется встроенная память путем пережигания перемычек. Этот способ настройки оказывается дешевле, чем лазерная подгонка элементов на открытом кристалле. Такие ОУ при очень низкой цене (\$0.65 за одноканальный и \$1.59 за счетверенный варианты при продаже партиями по 1000 шт.) обладают начальным смеще-

нием нуля не более 300 мкВ, типичным температурным дрейфом 2 мкВ/°С и частотой единичного усиления 8 МГц.

Постоянные *входные токи*, протекая по резисторам цепей обратной связи и источников сигналов, создают разность падений напряжения ΔV . Например, в дифференциальной схеме включения ОУ (Рис. 1.4) эта разность определяется выражением:

$$\Delta V = I_{\text{IN}}^+ (R_3 \parallel R_4) - I_{\text{IN}}^- (R_1 \parallel R_2).$$

Обозначим

$$I_{\text{IN}}^+ = I_{\text{IN}} + I_p/2; \quad I_{\text{IN}}^- = I_{\text{IN}} - I_p/2.$$

Тогда

$$\Delta V = I_{\text{IN}}[(R_3 \parallel R_4) - (R_1 \parallel R_2) + I_p(R_3 \parallel R_4) + (R_1 \parallel R_2)]/2. \quad (1.31)$$

Величину I_{IN} называют в технических характеристиках ОУ входным током, а I_p — разностью входных токов. Анализ выражения (1.31) показывает, что составляющая ΔV , вызванная входным током, может быть устранена правильным выбором соотношения резисторов в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов, другую же составляющую ΔV , обусловленную разностью входных токов, можно уменьшить, только выбирая номиналы резисторов по возможности минимальными.

Пример 1.2. Для снижения смещения нуля инвертирующего усилителя, имеющего существенные входные токи, следует между неинвертирующим входом и общей точкой схемы включить компенсирующий резистор R_K (Рис. 1.27). Сопротивление этого резистора определяется соотношением: $R_K = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Заметим, что в ранних моделях ОУ разность входных токов I_p достигала значений соизмеримых с входным током I_{IN} . Например, усилитель ОР27 имеет $I_{\text{IN}} = 10$ нА, а $I_p = 7$ нА. В таком случае меры, подобные приведенным в примере 1.2, малоэффективны. В некоторых новых моделях входные токи в значительной мере выравнены. В частности, входной ток усилителя ОР196 составляет $I_{\text{IN}} = 10$ нА, а разность $I_p = 1.5$ нА.

Входные токи ОУ с биполярными транзисторами на входе можно уменьшить, если подключить к входам ОУ источники тока, равные по величине входным, но противоположного направления. Именно так достигается снижение входного тока прецизионного ОР177 до типичного значения 1 нА. При этом вследствие разброса параметров входной ток может принимать отрицательные значения (до -0.2 нА у ОР177).

Входные токи ОУ с полевыми транзисторами на входах настолько малы, что составляющая смещения нуля, обусловленная входными токами, пренебрежимо мала по сравнению со смещением, вызванным разбросом напряжений затвор—исток, и никаких мер по снижению этой составляющей обычно не принимают.

На точность преобразования постоянного входного сигнала существенное влияние оказывают температурные дрейфы напряжения смещения $\partial V_{\text{OFF}}/\partial T$ и входного тока $\partial I_{\text{IN}}/\partial T$. Особенно существенное влияние может оказать дрейф прогрева, который проявляется при быстром изменении температуры в первое

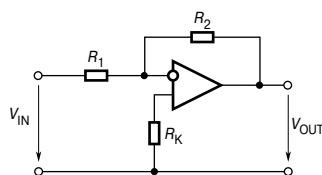


Рис. 1.27. Включение компенсирующего резистора

время после включения питания. При этом приращение V_{OFF} может быть существенно больше значения, получаемого при медленном изменении температуры. Это явление связано с возникновением термического градиента внутри подложки микросхемы. Наибольшее влияние разницы температур проявляется в парных транзисторах дифференциального усилительного каскада, где она нарушает баланс дрейфов их эмиттерно-базовых напряжений. Длительность процесса установления температуры может достигать несколько десятков секунд. Поскольку при увеличении выходного напряжения нагруженного усилителя кристалл микросхемы разогревается за счет увеличения потерь в транзисторах выходного каскада, происходит дополнительное смещение нуля ОУ, т. е. возникает термическая обратная связь, которая в зависимости от конструкции кристалла может быть как положительной, так и отрицательной. Эта связь может повлиять на дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя по постоянному току.

Важное значение имеет также временной дрейф, который обычно определяется как приращение напряжения смещения за месяц или за 1000 часов работы.

Коэффициент подавления нестабильности питания $K_{\text{п.п}}$ обычно определяют как отношение статического (т. е. очень медленного) изменения напряжения одного из источников питания обычно на 1 В к приведенному к входу ОУ соответствующему изменению выходного напряжения ΔV_{OUT} . Обычно имеет размерность дБ или В/мкВ. С ростом частоты пульсаций напряжения питания коэффициент подавления нестабильности питания $K_{\text{п.п}}$ уменьшается, поэтому для ослабления паразитных каналов прохождения помех по цепям питания между каждым из выводов питания ОУ и общей точкой обязательно включают пару блокирующих конденсаторов. Типичное значение емкостей для маломощных ОУ общего назначения: оксидный конденсатор емкостью 2.2 мкФ и керамический конденсатор — 0.1 мкФ. Керамический блокирующий конденсатор должен быть подключен как можно ближе к выводам питания ОУ.

Шумы операционных усилителей, накладываясь на полезный сигнал, обуславливают аддитивную погрешность в измерительных системах и помехи в аудио- и видеоустройствах. Необходимо различать шумы, пришедшие в усилитель с входными сигналами (внешние шумы) и собственные шумы усилителей (внутренние шумы). С первыми можно бороться схемотехническими и конструктивными средствами, например усреднением и другими видами фильтрации, экранированием, рациональным расположением элементов на плате и созданием связей, компенсирующих паразитные емкостные и индуктивные связи. Внутренние шумы уменьшают преимущественно путем использования малошумящих усилителей.



Обычно под термином «внутренний шум» подразумевают мешающий сигнал, порождаемый теми или иными физическими явлениями (чаще всего тепловыми) в компонентах электронного устройства. Шум характеризуется своим частотным спектром, распределением амплитуд и источником происхождения.

Основные виды шума в электронных схемах: тепловой, дробовый и фликкер-шум. Рассмотрим их подробнее.

Тепловой шум. Такой шум генерирует на своих выводах любой резистор. Тепловой шум имеет нормальное распределение и равномерный частотный спектр,

т. е. он является гауссовым «белым» шумом. Действующее (среднеквадратичное) напряжение теплового шума в незамкнутой цепи, порожденное сопротивлением R , находящимся при температуре T , выражается формулой

$$E_N = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.32)$$

где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, Δf — полоса частот в герцах. При комнатной (20°C) температуре спектральная плотность шума

$$e_N = E_N/\sqrt{\Delta f} = 1.27 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{R} \text{ мкВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

Например, резистор сопротивлением 10 кОм при комнатной температуре генерирует в полосе частот 10 кГц тепловой шум с действующим напряжением 1.27 мкВ.

Дробовый шум. Электрический ток представляет собой движение дискретных зарядов. Число зарядов, проходящих через некоторое сечение проводящей среды в единицу времени (т. е. ток), колеблется (флуктуирует) вокруг некоторого среднего значения и носит статистический характер. Действующее значение флуктуирующего тока определяется формулой

$$I_N = \sqrt{2eI_\infty\Delta f}, \quad (1.33)$$

где e — заряд электрона ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл), I_∞ — постоянная составляющая (среднее или установившееся значение) тока, а Δf — ширина полосы измерения. Например, постоянный ток силой в 1 мкА в полосе частот 10 кГц имеет среднеквадратичные флуктуации, составляющие 0.006%, т. е. -85 дБ, а при постоянном токе 1 пА флуктуации тока будут уже составлять 5.6%. Как и тепловой шум, это гауссовский белый шум.

Приведенная выше формула для дробового шума выведена в предположении, что создающие ток носители заряда действуют независимо друг от друга. Это справедливо, когда заряды преодолевают некоторый барьер, например, p - n -переход, где заряды перемещаются за счет диффузии, но это не так, если ток распространяется в металлическом проводнике, где между зарядами существует тесная связь. Поэтому ток в простой резистивной схеме имеет намного меньшую шумовую составляющую, чем это предсказывает формула (1.33).

Фликкер-шум (шум $1/f$). Этот шум, называемый также *мерцающим*, имеет частотный спектр, примерно описываемый зависимостью $1/f$ (постоянная мощность на декаду частоты). Иногда шум с таким спектром называют розовым шумом (в отличие от белого шума с равномерным спектром). В ОУ этот шум вызывается флуктуирующим захватом зарядов ловушками, образуемыми неоднородностями структуры полупроводника. Наиболее важное значение имеет фликкер-шум в области низких частот, где его амплитудный спектр может значительно превосходить спектр шумов иной природы. На

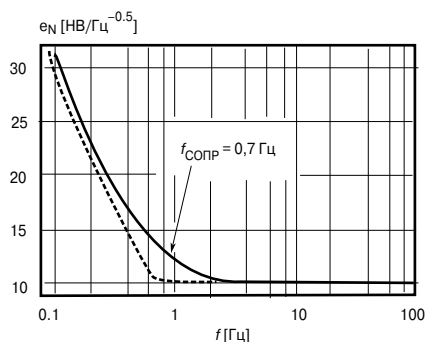


Рис. 1.28. График амплитудного спектра напряжения шума ОУ AD707

Рис. 1.28 приведен график амплитудного спектра напряжения шума прецизионного ОУ AD707, приведенного к его входу.

На графике видно, что в области низких частот преобладает фликкер-шум. Частоту перехода от зависимости $e_N \sim 1/f$ к $e_N = \text{const}$ называют частотой сопряжения $f_{\text{сопр}}$.

Для усилителей с периодической компенсацией дрейфа характерно отсутствие шумовой составляющей вида $1/f$. Как следствие, в области очень низких частот ОУ этого типа (в целом более шумные) генерируют меньший шум, чем малошумящие прецизионные ОУ без компенсации дрейфа. Например, ОУ AD707 имеет в полосе частот 0.1...10 Гц напряжение шума от пика до пика 0.24 мкВ (п-п), а ОУ AD8571 с периодической компенсацией дрейфа в той же полосе — 1.04 мкВ (п-п). Но уже в полосе 0.0001...0.01 Гц напряжение шума ОУ AD8571 составляет всего 33 нВ (п-п) по сравнению с 118 нВ (п-п) у AD707.

В конечном счете все эти шумовые компоненты обуславливают определенное напряжение шума на выходе ОУ. Спектральная плотность этого напряжения, приведенного ко входу, определяется формулой

$$e_{N_{\text{общ}}} = \sqrt{e_N^2 + 4kTR_S + 4(i_N R_S)^2}. \quad (1.34)$$

Как правило, в технических характеристиках (спецификации) усилителей приводят следующие шумовые параметры: спектральную плотность входного напряжения шума e_N , спектральную плотность входного тока шума i_N и размах входного напряжения шума от пика до пика $E_{N_{\text{п-п}}}$ в полосе частот 0.1...10 Гц, т. е. там, где наиболее сильно проявляется фликкер-шум.

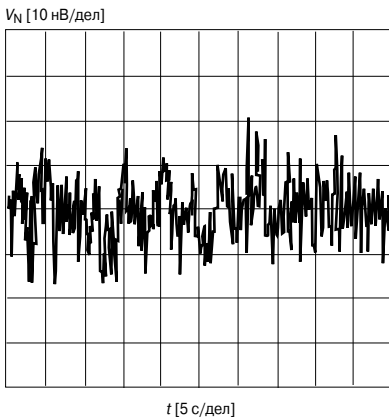


Рис 1.29. Осциллограмма входного шума ОУ AD797 в полосе 0.1...10 Гц

К малошумящим, как правило, относят усилители, у которых e_N не превышает $10 \text{ нВ}/\text{Гц}^{1/2}$. Для малошумящих усилителей на биполярных транзисторах характерны значительные входные токи и токи потребления. Например, один из лучших в своем классе ОУ AD797 при типичных $e_N = 0.9 \text{ нВ}/\text{Гц}^{1/2}$, $i_N = 2 \text{ пА}/\text{Гц}^{1/2}$ на частоте 1 кГц, $E_{N_{\text{п-п}}} = 50 \text{ нВ}$ в полосе частот 0.1...10 Гц, имеет входной ток 250 нА, а ток потребления — 8.5 мА. В то же время микромощные усилители, потребляющие от источника ток менее 10 мкА, как правило, сильно шумят (TLC1078, типичное значение $e_N = 68 \text{ нВ}/\text{Гц}^{1/2}$). На **Рис. 1.29** приведена осциллограмма входного шума усилителя AD797 в полосе 0.1...10 Гц.

Полевые транзисторы имеют значительно меньшие уровни шумов, чем биполярные, прежде всего из-за малого уровня входной токовой шумовой составляющей i_N [1.1]. Для полевых транзисторов характерны несколько физических механизмов генерации шума. Прежде всего, в выходной цепи полевого транзистора, выведенного в область насыщения тока стока, действует тепловой шум. Источником шума в этом случае является сопротивление канала транзистора.

Тепловой ток шума пропорционален крутизне S переходной характеристики прибора

$$I_N^2 = 4kTR_T\Delta f(S')^2,$$

где $R_T = 0.7/S$ — эквивалентное сопротивление шумов, $S' = S/(1 + S R_S)$ — эквивалентная крутизна переходной характеристики с учетом влияния внутреннего сопротивления истоковой области.

Флуктуации тока в канале при прохождении носителями заряда потенциального барьера управляющего p - n -перехода порождают дробовые шумы. Дробовая составляющая входного шумового тока

$$I_N = \sqrt{2eI_{3,ут}\Delta f}$$

определяется током утечки затвора $I_{3,ут}$

В полевых приборах, как и в биполярных, генерируется фликкер-шум вида $1/f$. Этот вид шумов вызывается возмущениями потока носителей вблизи раздела поверхностей полупроводника и изолятора. Уровень шумов вида $1/f$ для транзисторов с управляющим p - n -переходом значительно меньше, чем для МОП-приборов. В частности, мал шумящий ОУ AD745 с полевыми транзисторами, управляемыми p - n -переходом, на входе, обладая типичными $e_N = 2.9 \text{ нВ}/\text{Гц}^{1/2}$ на частоте 10 кГц , $i_N = 6.9 \text{ фА}/\text{Гц}^{1/2}$ на частоте 1 кГц , $e_{N_{п-п}} = 380 \text{ нВ}$ в полосе частот $0.1 \dots 10 \text{ Гц}$, имеет входной ток 150 пА , а ток потребления — 8 мА .

Операционные усилители с полевыми транзисторами на входе имеют чаще всего большие шумовые напряжения, но меньшие шумовые токи, чем биполярные ОУ того же класса. Это дает им преимущество при усилении сигналов источников с высоким внутренним сопротивлением. На **Рис. 1.30** представлены графики зависимости общей спектральной плотности шума $e_{N_{общ}}$ на частоте 1 кГц от сопротивления источника сигнала R_S для биполярного ОР37 и полевого AD745 ОУ, рассчитанные по формуле (1.34).

Шумовые свойства усилителей часто характеризуются нормированными эквивалентными величинами, в число которых входят:

- коэффициент шума F ;
- логарифмический коэффициент шума NF ;
- эквивалентное шумовое сопротивление $R_{N_{экр}}$.

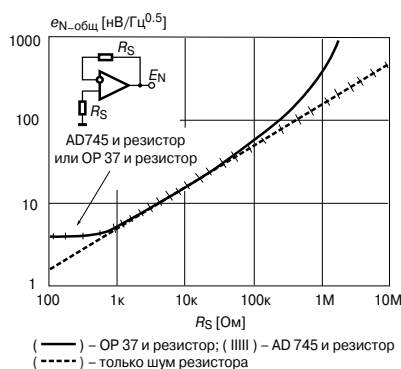


Рис. 1.30. Графики зависимости спектральной плотности шума на частоте 1 кГц от сопротивления источника сигнала для биполярного (ОР37) и полевого (AD745) ОУ



Коэффициент шума F показывает во сколько раз отношение мощности шума к мощности сигнала на выходе усилителя увеличивается по сравнению с аналогичным отношением на его входе.

Выражение для коэффициента шума можно представить в виде

$$F = \frac{V_{N_IN_общ}^2 + V_{N_IN_S}^2}{V_{N_IN_S}^2} = \frac{E_{N_изм}^2}{4kTR_S} = \frac{4kTR_{N_экв}}{4kTR_S} = \frac{R_{N_экв}}{R_S},$$

где $V_{N_IN_общ}$ — общее напряжение шума на входе усилителя, определяемое его шумовыми свойствами, $V_{N_IN_S}$ — напряжение шума, генерируемого внутренним сопротивлением источника сигнала R_S ; $R_{N_экв}$ — эквивалентное шумовое сопротивление, $E_{N_изм}$ — измеренная ЭДС шума (среднеквадратичное значение).

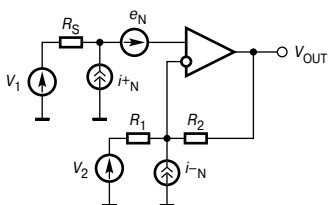


Рис. 1.31. Шумовая модель ОУ

Наиболее удобен и чаще всего применяется логарифмический коэффициент шума NF (noise factor)

$$NF = 10 \lg(F).$$

Для расчета напряжения шума на выходе усилителя удобно использовать шумовую модель ОУ, изображенную на **Рис. 1.31**.

Согласно этой схеме спектральная плотность выходного напряжения шума определяется соотношением

$$e_{N_OUT}^2 = K_N^2 [e_{N1}^2 + i_{N+}^2 R_S^2 + 4kTR_S + R_1 \parallel R_2] + i_{N-}^2 R_S^2 + (e_{N1} K_N)^2 + [e_{N2} (K_N - 1)]^2,$$

где $K_N = 1 + R_2/R_1$ — коэффициент усиления шума, равный коэффициенту усиления неинвертирующего усилителя, e_{N1} , e_{N2} — спектральные плотности шумов источников входных напряжений соответственно V_1 и V_2 .

Среднеквадратичное значение шумового напряжения на выходе усилителя определится по формуле

$$E_{N_OUT}^2 = \int_0^\infty e_{N_OUT}^2(f) |W(jf)| df.$$

Здесь $W(jf)$ — передаточная функция усилителя, нормированная относительно K_N . В простейшем случае при постоянной e_{N_OUT} и АЧХ усилителя, такой, как у полосового фильтра второго порядка

$$E_{N_OUT}^2 = e_{N_OUT}^2 \cdot (1.3f_B - 0.8f_H),$$

где f_B и f_H — соответственно верхняя и нижняя граничные частоты фильтра.

1.7.2. Динамические параметры ОУ

Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на две группы: параметры для малого и большого сигналов. К первой группе динамических параметров относятся: полоса пропускания $f_{П}$, частота единичного усиления f_T и время установления $t_{уст}$. Эти параметры называются малосигнальными, т. к. они измеряются в линейном режиме работы всех каскадов ОУ ($\Delta V_{OUT} \leq 1$ В). Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения ρ и мощностная полоса пропускания f_p . Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале ОУ (более 50 мВ). Некото-

рые из этих параметров рассмотрены выше. *Время установления* $t_{уст}$ отсчитывается по переходной характеристике от момента подачи на вход ОУ ступеньки входного напряжения до момента, когда в последний раз станет справедливым равенство

$$\left| \frac{V_{OUT}(t \rightarrow \infty) - V_{OUT}(t_{уст})}{V_{OUT}(t \rightarrow \infty)} \right| \cdot 100\% = \delta,$$

где δ — допустимое отклонение (ошибка) выходного сигнала от установившегося значения (**Рис. 1.32**).

Мощностная полоса пропускания ОУ определяется по виду амплитудно-частотной характеристики, снятой при максимально возможной амплитуде неискаженного выходного сигнала. Методика ее определения заключается в следующем: вначале на низких частотах устанавливают такую амплитуду сигнала от генератора гармонических колебаний, чтобы амплитуда выходного сигнала V_{OUT_MAX} немного не доходила до уровня ограничения (границы насыщения усилителя). Затем увеличивают частоту входного сигнала. Мощностная полоса пропускания соответствует значению частоты f_p , на которой V_{OUT} станет равным 0.707 от первоначального значения. Величина мощностной полосы пропускания непосредственно связана со скоростью нарастания и поэтому снижается при увеличении емкости корректирующего конденсатора.

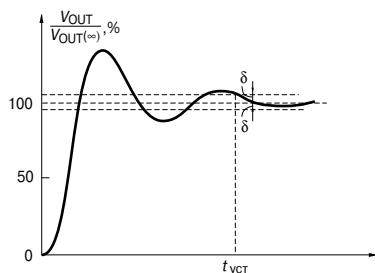


Рис. 1.32. Переходная характеристика ОУ

1.7.3. Параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока

Эти характеристики имеют особое значение для усилителей низкой частоты (аудиоусилителей) и скоростных ОУ, применяемых чаще всего в системах связи.

Отношение сигнал/шум (SNR) — это отношение среднеквадратичного значения входного сигнала к среднеквадратичному значению шума, который определяется как сумма всех остальных спектральных компонент, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую. Измеряется для уровня входного сигнала (−1 дБ) от полной шкалы.

Отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) по смыслу мало отличается от рассмотренного выше отношения сигнал/шум (SNR) но учитывает дополнительные аддитивные искажения различного характера и происхождения, имеющие большое значение при конструировании устройств аудио- и радиотехники. Здесь сигнал — это среднеквадратичное значение основной гармоники, а (шум + искажения) — это среднеквадратичное значение суммы всех остальных компонент сигнала, кроме основной гармоники и постоянной составляющей сигнала.

Суммарный коэффициент гармоник (THD) — это выраженное в дБ отношение среднеквадратичного значения суммы гармоник к среднеквадратичному значению основной гармоники. Определяется по формуле

$$\text{THD} = 10 \log[V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_i^2 / V_1^2],$$

где V_1 — среднеквадратичное значение основной гармоники, а $V_2 \dots V_i$ — среднеквадратичные значения гармоник от второй до i . Обычно $i = 6$ или 9 .

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR), — это выраженная в дБ разность между среднеквадратичными значениями основной составляющей входного сигнала и максимальной паразитной составляющей (максимальной гармоникой или шумовой компонентой).

Интермодуляционные искажения (IMD). Когда на вход усилителя подается сигнал, представляющий собой сумму двух синусоид с разными частотами, f_a и f_b , то вследствие нелинейности переходной характеристики ОУ, в выходном сигнале будут присутствовать составляющие с суммарными и разностными частотами $mf_a \pm nf_b$, где $m, n = 0, 1, 2, 3 \dots$ Интермодуляционными членами называются те, для которых ни m , ни n не равны нулю. Например, члены второго порядка это $(f_a + f_b)$ и $(f_a - f_b)$, а члены третьего порядка — это $(2f_a + f_b)$, $(2f_a - f_b)$, $(f_a + 2f_b)$ и $(f_a - 2f_b)$. Если ОУ тестируется с использованием международного стандарта CCIF, то на его вход подаются две синусоиды с частотами вблизи верхней граничной частоты входного сигнала. В этом случае частоты членов 2-го и 3-го порядка имеют различное значение. Члены 2-го порядка обычно значительно отстоят по частоте от входных синусоид, тогда как частоты членов 3-го порядка обычно близки к входным частотам. Вследствие этого члены 2-го и 3-го порядка в спецификациях указываются отдельно. Наиболее важны члены третьего порядка. IMD вычисляется аналогично TND и равно выраженному в дБ отношению суммы среднеквадратичных значений отдельных составляющих интермодуляционных искажений к среднеквадратичному значению основной гармоники.

Коэффициент подавления двухтональных интермодуляционных искажений. Это отношение мощности одного из двух входных сигналов к мощности максимальной интермодуляционной компоненты 3-го порядка.

1.7.4. Эксплуатационные параметры ОУ

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к источникам питания, а также температурный диапазон работы усилителя. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы ОУ. К основным эксплуатационным параметрам относятся: номинальное значение питающего напряжения V_{CC} ; допустимый диапазон питающих напряжений; ток, потребляемый от источника питания I_S ; максимальный выходной ток I_{OUT_MAX} ; максимальные значения выходного напряжения при номинальном питании; максимально допустимые значения синфазных и дифференциальных входных напряжений.

1.8. Типы операционных усилителей

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных ОУ. Все это многообразие можно разделить на группы, объединенные общей технологией и схмотехникой, точностными, динамическими или эксплуатационными характеристиками, причем эти группы могут пересекаться, т. е. включать общие элементы.

С точки зрения внутренней схмотехники операционные усилители можно разделить на биполярные, биполярно-полевые и КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным затвором). В биполярно-полевых ОУ полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом или МОП-транзисторы обычно используются в качестве входных в дифференциальном входном каскаде. За счет этого достигается высокое входное сопротивление и малые входные токи.

Большая часть номенклатуры ОУ относится к *усилителям общего назначения*. Это дешевые усилители среднего быстродействия, невысокой точности и малой выходной мощности. Обычные параметры: $K_V = 20000 \dots 200000$; $V_{OFF} = 0.1 \dots 20$ мВ; $f_T = 0.1 \dots 10$ МГц. Типичные представители: 140УД6, 140УД8, 153УД6, LF411.

Быстродействующие усилители при средних точностных параметрах имеют высокие динамические характеристики ($f_T = 20 \dots 1000$ МГц, $\rho = 10 \dots 1000$ В/мкс). Быстродействие ОУ ограничивают два обстоятельства. Одно из них имеет место в биполярных ОУ с $p-n-p$ -транзисторами во входном дифференциальном каскаде. Эти транзисторы обладают худшими частотными свойствами из-за меньшей подвижности дырок по сравнению со свободными электронами. Второе ограничение связано с конечной скоростью нарастания заряда корректирующего конденсатора C_K (см. п. 1.6.4). Влияние первого фактора устраняют, используя во входном каскаде более быстродействующие p -канальные полевые транзисторы. Чтобы повысить скорость заряда C_K можно либо увеличить ток дифференциального каскада, либо уменьшить емкость C_K . В первом случае увеличивается ток потребления ОУ, а во втором ухудшается устойчивость. Повысить устойчивость можно, вводя дополнительные фазопередающие звенья в схему усилителя или вне его. Выше, в п. 1.6.1, описан ОУ LM118 как пример применения фазопередающей коррекции. Со времени создания этого усилителя существенно снижены размеры элементов схем ОУ. Как следствие, это привело к уменьшению межэлектродных емкостей и улучшению частотных свойств транзисторов. Типичные представители высокочастотных ОУ обычного типа (с сигналом обратной связи в виде напряжения): 574УД3, 154УД4, AD825, AD8042, LM6165. Заметное повышение скорости нарастания выходного напряжения дает применение в ОУ обратной связи по току (см. п. 3.1).

Некоторые модели высокоскоростных усилителей лишь с натяжкой можно назвать операционными — они имеют всего один каскад усиления напряжения и, как следствие, довольно низкий коэффициент усиления (менее 10000). Зато практически нет проблем с устойчивостью, и не требуется коррекция. Эти усилители применяют, в основном, для усиления видеосигналов, в качестве буферов для высокоскоростных АЦП, драйверов для высокочастотных линий пере-

дачи и т. п. Примеры: AD9632, OPA680. Более детально усилители этого типа будут рассмотрены в главе 3.

Прецизионные усилители имеют высокий дифференциальный коэффициент усиления по напряжению, малые напряжения смещения нуля, малые входные токи и, как правило, низкое быстродействие. Увеличение K_V возможно путем усложнения каскадов усиления по напряжению или применением трехкаскадной схемы (например, 551УД1), что усложняет частотную коррекцию. Радиально уменьшить смещение нуля позволяет применение модуляции-демодуляции (в настоящее время практически не применяется) либо периодическая компенсация дрейфа (прерывание). Типичные примеры прецизионных усилителей: AD707, 140УД26, MAX400M (без прерывания), 140УД24, MAX430, AD8571 (с прерыванием).

Микромощные усилители используются в приборах, получающих питание от гальванических или аккумуляторных батарей. Эти усилители потребляют очень малый ток от источников питания (например, ОУ MAX406 потребляет ток не более 1.2 мкА). Все другие параметры (особенно быстродействие) у них обычно невысокие. Появился целый класс микросхем (так называемых наноамперных), работающих при напряжении питания 3 В и потребляющих при этом ток менее 1 мкА. Примерами ОУ с наноамперным потреблением могут служить TLV2401 (880 нА) и двоярный LMC6442 (950 нА на усилитель). Такие устройства могут работать непрерывно десятки лет от одной литиевой батарейки!

Для того чтобы дать возможность разработчику самому найти компромисс между малым потреблением и низким быстродействием, некоторые модели микромощных ОУ выполняют программируемыми. *Программируемый ОУ* имеет специальный вывод, который через внешний резистор соединяется с общей точкой или источником питания определенной полярности. Сопротивление резистора задает ток системы токовых зеркал усилителя, которые выполняют функции генераторов стабильного тока и динамической нагрузки каскадов усилителя. Уменьшение этого резистора приводит к увеличению быстродействия ОУ и увеличению потребляемого тока. Увеличение — к обратному результату. Типичные примеры: 140УД12, 1407УД2. Обычная величина тока потребления для микромощных и программируемых ОУ — десятки микроампер. Микромощные ОУ, как правило, допускают питание от весьма низких напряжений. Например, ОУ типа MAX480 допускает работу от источников с напряжением $\pm 0.8 \dots \pm 18$ В при токе потребления 15 мкА.

Если источник сигнала — однополярный (например, фотодиод), целесообразно использовать *операционный усилитель с однополярным питанием*. Это позволит питать усилитель от одной батареи или даже элемента, например от литиевого элемента напряжением 3 В. Характерная особенность ОУ с однополярным питанием состоит в том, что если диапазон входных синфазных сигналов выходит за рамки верхнего и нижнего уровней напряжения питания, то диапазон выходных сигналов должен обязательно лежать в этих пределах. При этом один из этих уровней (в зависимости от полярности напряжения питания) привязан к потенциалу земли. Выпускаются усилители, диапазоны входных и выходных напряжений которых простираются от нижнего до верхнего значений питающих напряжений, так называемые усилители *rail-to-rail* (от уровня до уровня). Типичный пример: MAX495, потребляющий от однополярного источника ток 150 мкА.

Многие типы ОУ, особенно ранние модели, не допускают синфазных напряжений, близких к напряжению питания, т. к. в этом случае возможен триггерный эффект («зашелкивание» усилителя) или переверт фазы, когда полярности входов меняются на противоположные. В усилителях с питанием от однополярных источников такие явления исключены.

Многие фирмы выпускают *многоканальные усилители*. Это микросхемы, имеющие на одном кристалле два, три или четыре однотипных ОУ. Например, ИМС типа 140УД20 имеет в своем составе два ОУ 140УД7. Микроомощные ИМС МАХ406/407/409 включают соответственно один, два и четыре однотипных усилителя. При построении схем многоканальных ОУ возникает необходимость в снижении *уровня перекрестных связей* между усилителями, которые могут достигать 100% на высоких частотах. Так, например, гармонический сигнал частотой 10 МГц проходит с входа одного усилителя двухканальной ИМС

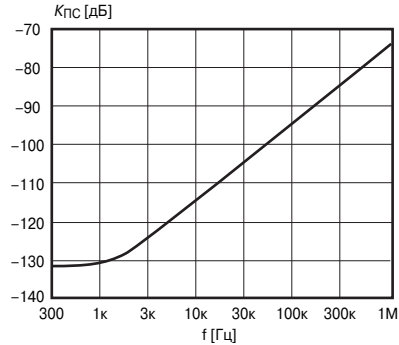


Рис. 1.33. АЧХ коэффициента перекрестной связи между каналами ОУ AD822

ТНС4052 на выход другого усилителя практически без ослабления. Включение блокирующих конденсаторов по питанию позволяет существенно ослабить эти связи. На **Рис. 1.33** приведена АЧХ коэффициента перекрестной связи между каналами ОУ AD822 с подключенными к выводам питания типовыми блокирующими конденсаторами. Каждый из усилителей нагружен на резистор 5 кОм.

Мощные и высоковольтные операционные усилители. Большинство типов ОУ общего применения рассчитаны на напряжение питания ± 15 В, некоторые допускают питание от источников вплоть до ± 22 В. Однако этого совершенно недостаточно для управления, например, пьезоэлектрическими преобразователями, которые применяются в ряде физических и биологических исследований. Для этих целей промышленность производит *высоковольтные ОУ*, допускающие более высокие питающие и выходные напряжения. К высоковольтным относят операционные усилители, имеющие разность положительного и отрицательного питающих напряжений свыше 50 В. Проблема повышения напряжений в интегральных полупроводниковых (монокристаллических) ОУ связана с трудностью создания интегральных высоковольтных транзисторов и прочной изоляции между элементами в кристалле. Поэтому большинство ОУ с напряжением питания свыше 100 В изготавливаются в виде гибридных ИМС. В то же время, фирма Apex microtechnology (США) производит полупроводниковый интегральный ОУ РА41 с номинальным напряжением питания ± 175 В, выходным напряжением ± 165 В и выходным током до 60 мА. Одна из наиболее высоковольтных моделей этой фирмы — гибридный РА89 с напряжением питания до ± 600 В и выходным током до 75 мА. Он может обеспечить на нагрузке размах напряжения до ± 570 В, а при включении двух усилителей РА89 по мостовой схеме (см. **Рис. 1.42**) до ± 1140 В!

Операционные усилители общего применения обычно допускают выходной ток до 5 мА. Для управления мощной нагрузкой применяются *мощные ОУ*. К мощным обычно относят усилители, допускающие выходной ток свыше 100 мА.

Примером полупроводникового интегрального мощного ОУ может служить LM12 с выходным током до 10 А и рассеиваемой мощностью до 90 Вт. Фирма «Арех microtechnology» некоторое время выпускала сверхмощный гибридный ОУ RA30, допускающий выходной ток до 100 А и способный отдать в нагрузку мощность до 2000 Вт при жидкостном охлаждении. В настоящее время наиболее мощный усилитель, выпускаемый этой фирмой, гибридный RA03 с выходным током до 30 А и максимальной рассеиваемой мощностью до 500 Вт. Большой интерес представляет монолитный сдвоенный RA29 с напряжением питания до ± 20 В и выходным током до 2.5 А, оптимизированный для мостового включения.

В Табл. 1.1 приведены основные параметры некоторых моделей ОУ.

Таблица 1.1. Основные параметры ОУ различных типов

Наименование ОУ	Напряжение питания [В]	Коэффициент усиления [В/мВ]	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мВ]	Входной ток [нА]	Дифференциальное входное сопротивление [МОм]	f_T [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]	Ток потребления [мА]	Выходной ток, не более [мА]	R_{out} [Ом]	Примечание
Операционные усилители общего применения												
140УД6	$\pm 5... \pm 18$	50	70	6	50	3	1	2.5	4	5	150	—
140УД7	$\pm 5... \pm 18$	50	70	4	200	0.4	0.8	0.7	3	5	150	—
140УД8	$\pm 5... \pm 18$	50	80	20	0.2	1000	1	5	5	5	200	ОУ с ПТ на входе
LF441	$\pm 5... \pm 18$	25	70	5	0.1	—	4	15	0.25	4	—	ОУ с ПТ на входе
AD820	$3...36, \pm 1.5... \pm 18$	1000	80	0.1	0.002	10^7	1.8	3	0.62	15	400	ОУ с ПТ на входе
Быстродействующие операционные усилители												
574УД3	$\pm 5... \pm 16.5$	50	80	2	0.3	1000	15	50	3.5	5	—	ОУ с ПТ на входе
154УД4	$\pm 5... \pm 17$	8	70	6	1200	1	30	400	7	5	—	—
LM118	$\pm 5... \pm 20$	200	100	2	6	3	15	70	5	20	—	Промстандарт
SL2541В	$\pm 7... \pm 15$	10	47	10	10000	—	800	900	25	10	—	—
ОР37	$\pm 4.5... \pm 18$	7000	112	0.015	35	—	60	15	4	15	70	—
LM6165	$\pm 3... \pm 18$	38	102	3	3000	0.02	150	300	5	20	—	Устойчив при $K > 25$
Прецизионные операционные усилители												
140УД21	$\pm 12... \pm 20$	1000	120	0.05	1	—	3	2.5	5	—	—	ОУ с прерыванием
MAX400	$\pm 3... \pm 18$	1000	120	0.01	1	60	0.6	0.3	—	5	60	—
ICL7652	$\pm 2.5... \pm 8$	1000	120	0.005	0.03	—	0.45	0.6	2	—	—	ОУ с прерыванием
ОР177	$\pm 3... \pm 18$	5000	130	0.01	1.5	40	0.6	0.3	1.6	10	60	Развитие линии — ОР07, ОР77
LMC6001	$\pm 5... \pm 15$	5000	75	0.35	25 фА	$> 1 \text{ ТОм}$	1.3	1.5	0.75	20	—	Сверхвысокое R_{IN}
AD797	$\pm 5... \pm 18$	1000	114	0.04	900	0.075	20	12.7	10.5	50	—	Сверхмалый шум: 1.2 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$
Микромощные операционные усилители												
MAX438	$\pm 3... \pm 5$	6	90	0.5	2	90	6	10	0.075	3	—	—
MAX480	$\pm 0.8... \pm 18$	1000	100	0.075	3	30	0.02	0.01	0.015	1	—	Может работать с одним источником питания

Продолжение таблицы 1.1

Наименование ОУ	Напряжение питания [В]	Коэффициент усиления [В/мВ]	КОСС [дБ]	V_{OFF} [мВ]	Входной ток [нА]	Дифференциальное входное сопротивление [МОм]	f_T [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]	Ток потребления [мА]	Выходной ток, не более [мА]	R_{OUT} [Ом]	Примечание
MAX406	2.5...10	1000	80	0.5	0.1 пА	—	0.02	0.02	0.0012	—	—	Один источник
140УД12	$\pm 1.5... \pm 18$	50 25	70	5	50 10	50 5	1 0.2	0.8 0.1	0.2 0.03	2	100 0 500 0	$I_y = 15$ мкА $I_v = 1.5$ мкА Программируемый
TLV2401	2.5...16	1800	120	0.4	0.35	300	0.0055	0.0025	0.00088	0.2	—	Сверхмалый ток потребления
Высоковольтные и мощные операционные усилители												
1408УД1	$\pm 7... \pm 40$	20	0.6	5	20	1	0.8	2	4	0.02	—	—
157УД1	$\pm 3... \pm 20$	50	—	5	500	1	0.5	0.5	9	0.6	10	—
LM12	$\pm 10... \pm 40$	50	90	7	300	—	0.7	9	80	10	—	Простой в применении мощный ОУ
РА03	$\pm 15... \pm 75$	—	500	3	0.05	—	5	10	—	30	—	—
РА30	$\pm 15... \pm 100$	50	1000	—	—	—	1	20	—	100	—	Гибридная ИМС. Отдает в нагрузку до 2 кВт при жидкостном охлаждении
РА89А	$\pm 75... \pm 600$	1000	28	0.5	0.01	100 ГОм	7	16	5	0.075	—	Гибридная ИМС
ОРА544Т	$\pm 10... \pm 35$	100	40	1	0.015	1000 ГОм	1.5	8	12	4	—	Тепловая защита

1.9. Улучшение параметров операционных усилителей

Как правило, ОУ, обладающий высокими характеристиками одного типа, например быстродействием, проигрывает в других отношениях. В результате разработчик электронных схем оказывается в ситуации Агафьи Тихоновны из гоголевской «Женитьбы»: «Если бы губы Никанора Ивановича да приставить к носу Ивана Кузьмича, да взять сколько-нибудь развязности, какая у Балтазара Балтазарыча, да пожалуй, прибавить к этому еще дородности Ивана Павловича...». Все же положение инженера лучше, поскольку он может скомбинировать из нескольких усилителей один, но с очень хорошими свойствами.

1.9.1. Снижение напряжения смещения нуля

Усилители с периодической компенсацией дрейфа отличаются низким значением напряжения смещения нуля при сравнительно невысокой стоимости. Вместе с тем их быстродействие и шумовые параметры оставляют желать лучшего. Соединив два усилителя по схеме, представленной на **Рис. 1.34**, получим инвертирующий усилитель, совмещающий достоинства своих частей.

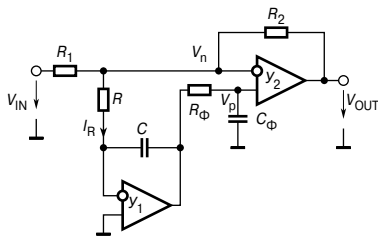


Рис. 1.34. Схема составного ОУ

Идея схемы очень проста. Усилитель U_1 (усилитель автоматической балансировки) имеет низкое смещение нуля, высокий коэффициент усиления по постоянному току и пренебрежимо малый входной ток (как раз этими достоинствами отличаются усилители с периодической компенсацией дрейфа). В установившемся режиме ток через конденсатор C интегратора не течет ($I_R = 0$). Пусть $V_{IN} = 0$. В таком случае

$$V_n - V_{OFF1} = I_R R = 0,$$

где V_{OFF1} — напряжение смещения нуля U_1 . Следовательно, напряжение на инвертирующем входе усилителя U_2 (основного) равно напряжению смещения нуля усилителя U_1 . Фильтр $R_f C_f$ предназначен для сглаживания шума на выходе U_1 .

Схема образует замкнутый контур: интегратор на U_1 — фильтр $R_f C_f$ — усилитель U_2 — делитель $R_1 R_2$. Этот контур имеет высокое усиление и, как минимум, три полюса передаточной функции. Для обеспечения устойчивости следует выбирать RC и $R_f C_f$ достаточно большими и, кроме того, выполнить условие $RC \gg R_f C_f$. Повышенная инерционность контура балансировки нуля не сказывается на качестве схемы, поскольку температурный и временной дрейфы ОУ развиваются очень медленно.

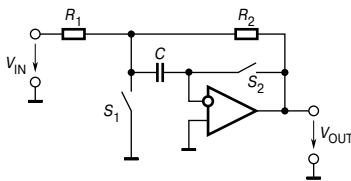


Рис. 1.35. Схема ОУ с самоустановкой нуля

Многие электронные схемы (в частности, измерительные) работают в кратковременном или повторно-кратковременном режиме, когда короткий интервал приема и обработки входного сигнала сменяет продолжительная пауза, в течение которой выходной сигнал схемы игнорируется окончательным устройством (например, микроконтроллером). В этом случае основной

усилитель может сам компенсировать свой дрейф. Схема с автокомпенсацией нуля приведена на **Рис. 1.35**.

Автоматическая коррекция дрейфа выполняется путем запоминания напряжения смещения V_{OF} на конденсаторе в нерабочем интервале и последующего вычитания запомненного напряжения из входного напряжения усилителя в интервале усиления.

В паузе ключи S_1 и S_2 замкнуты, и усилитель оказывается включенным в режиме неинвертирующего повторителя, коэффициент которого равен $K_V / (K_V + 1)$, т. е. весьма близок к единице. На выходе ОУ и, следовательно, на конденсаторе C устанавливается напряжение, равное V_{OFF} . Длительность паузы должна быть не меньше времени завершения переходных процессов с необходимой точностью. В режиме приема входного сигнала ключи S_1 и S_2 размыкаются, и запомненное на конденсаторе напряжение компенсирует напряжение смещения усилителя.

Поскольку в режиме паузы усилитель охвачен отрицательной обратной связью, добавляющей полюс в передаточную функцию контура обратной связи

(емкостная нагрузка!), необходимо принять меры для обеспечения устойчивости. С этой целью последовательно с ключом S_2 и конденсатором могут быть включены резисторы.

Максимальная длительность интервала приема сигнала ограничена скоростью заряда конденсатора током утечки ключа S_2 и входным током усилителя.

1.9.2. Повышение устойчивости ОУ

Часто разработчик электронной аппаратуры попадает в ситуацию, когда вроде бы правильно спроектированная схема с ОУ и, даже больше того, схема, нормально работавшая на макетной плате, будучи перенесена на окончательную печатную плату, начинает возбуждаться. Скорее всего, здесь дело в неудачной топологии печатной платы, создающей повышенную входную емкость ОУ. При единичном производстве перепроектировать и изготовить заново печатную плату слишком накладно. Кроме того, нельзя поручиться, что после переделки ситуация улучшится. Какие же меры можно предпринять в этом случае?

Самый простой метод заключается в уменьшении петлевого усиления. (Рис. 1.36)

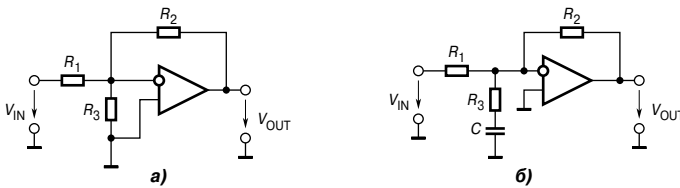


Рис. 1.36. Повышение устойчивости операционных усилителей путем снижения петлевого усиления: а — с помощью дополнительного резистора, б — с помощью последовательной RC-цепочки.

Например, в схеме инвертирующего усилителя между инвертирующим входом ОУ и землей подключают резистор (Рис. 1.36а). Тогда коэффициент петлевого усиления

$$K_{\text{п}} = \frac{K_V}{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}.$$

С уменьшением R_3 уменьшается и $K_{\text{п}}$, поэтому всегда можно настолько уменьшить петлевое усиление, что схема станет устойчивой. В то же время коэффициент передачи входного сигнала не меняется

$$K = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Что же ухудшится при этом? Возрастет погрешность, обусловленная конечным значением коэффициента усиления усилителя, причем на всех частотах. Согласно (1.20) эта погрешность, приведенная к входу усилителя, составит

$$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{V_{\text{IN}}} \approx \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}{K_V}.$$

Можно уменьшить эту погрешность хотя бы в области низких частот, включив последовательно с резистором R_3 конденсатор (**Рис. 1.36б**). Тогда при правильном выборе емкости этого конденсатора петлевое усиление будет снижено только в области частоты среза. Тем не менее полоса пропускания схемы заметно ухудшится, так как она прямо связана с коэффициентом передачи по цепи обратной связи (см. п. 1.6.2).

Поскольку входы ОУ, как правило, располагаются рядом на корпусе ИМС, можно, используя SMD-компоненты (бескорпусные ЧИП-резисторы и конденсаторы, предназначенные для поверхностного монтажа), подкорректировать устойчивость усилителя.

Аналогичные результаты дает подключение параллельно выходу усилителя дополнительного резистора или последовательной RC -цепи (см. подраздел 1.6.5 и **Рис. 1.22.б**).

1.9.3. Снижение токов утечки

Во многих случаях (в интеграторах, усилителях сигналов пьезодатчиков и др.) требуются усилители с малыми входными токами. Для этого выпускается длинный ряд моделей ОУ с входными каскадами на супербета- и полевых транзисторах, входные токи которых составляют доли нА, а для некоторых типов — доли пА. Для успешного применения таких ОУ следует решить проблемы, связанные с утечкой токов по поверхности печатной платы.

Если не принять никаких мер, то токи утечки могут легко стать больше входных токов ОУ, что вызовет дополнительное смещение входного напряжения. Для уменьшения возможности возникновения такого смещения необходимо тщательно очистить печатную плату после монтажа и покрыть ее эпоксидным или иным компаундом с целью предотвращения влияния влаги и дальнейшей ее загрязнения.

Однако даже чистая печатная плата не обладает бесконечным сопротивлением. При температуре 125°C сопротивление между двумя параллельными проводниками длиной 20 мм и расстоянием между ними 1 мм составляет около 10^{11} Ом. Если один из них — шина питания +15 В, а другой — инвертирующий вход с нулевым потенциалом, то нетрудно рассчитать, что при этом в суммирующую точку усилителя будет втекать ток 0.15 нА, не предусмотренный схемой, что намного больше входных токов многих типов ОУ. Это приведет к значительному смещению нуля усилителя. Проблема решается путем создания вокруг входных выводов ОУ проводящего, *охранного кольца*, подключаемого к некоторой точке схемы с низким сопротивлением, находящимся практически под тем же потенциалом, что и входы ОУ. Это эффективно препятствует протеканию тока по плате к входам усилителя. Охранные кольца должны полностью окружать входы ОУ и выводы резисторов, конденсаторов, диодов и других элементов схемы, подключенных к входам ОУ. Для достижения максимального эффекта при монтаже в отверстия, охранные кольца должны быть помещены как с верхней, так и с нижней стороны печатной платы. На **Рис. 1.37** показаны печатная плата с охранным кольцом (экраном), а также способы ее подключения в типовых схемах включения ОУ.

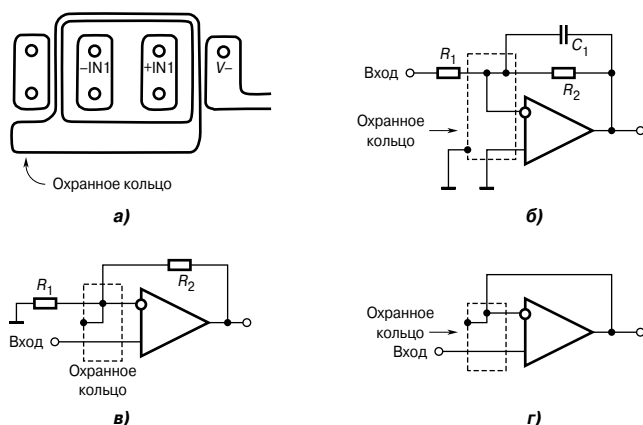


Рис. 1.37. Охранное кольцо:
а — топология, б ... г — способы его подключения

Имеется и другой способ борьбы с утечками, который дает даже лучшие результаты, чем защитные кольца на печатной плате. Он заключается в том, что выводы входов ОУ вообще не впаиваются в печатную плату и соединяются со всеми присоединяемыми к ним элементами в воздухе. Для большей жесткости вывод ОУ и точку соединения можно опереть на фторопластовую стойку (Рис. 1.38).

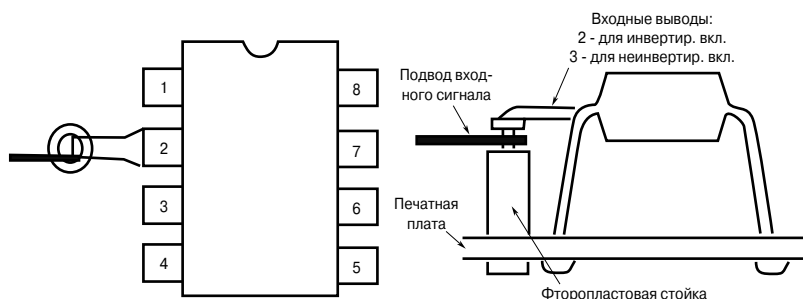


Рис. 1.38. Способ подключения внешних цепей непосредственно к входному выводу ОУ для снижения токов утечки

Другой потенциальный источник утечки, который может остаться незамеченным, — это корпус микросхемы. Дополнительные токи утечки могут протекать по пленке соли или жира, оставленной на поверхности корпуса после прикосновения к нему руками.

1.9.4. Защита операционных усилителей

В спецификациях на ОУ изготовители указывают предельно допустимые величины напряжений на выводах ИМС, а также токов через эти выводы и значения максимальной рассеиваемой мощности. Эти параметры обычно входят в группу эксплуатационных. ОУ необходимо защищать от многих видов перегрузок: короткого замыкания выхода, повышенных синфазного и дифференциаль-

ного входных напряжений, от защелкивания (перехода в триггерный режим), от электростатического воздействия и др. Классический $\mu A709$ не имел никаких внутренних цепей защиты и выходил из строя при каждом удобном случае. Выпускаемые сегодня модели ОУ имеют внутренние цепи защиты, что сильно облегчает жизнь разработчиков и оберегает их от нервных стрессов. Однако защитные цепи, повышая безопасность, зачастую снижают некоторые важные характеристики ОУ, такие, как быстродействие, диапазон дифференциальных входных сигналов, размах выходного напряжения. Поэтому часть моделей усилителей может не иметь внутренней защиты от тех или иных неблагоприятных факторов, и в этих случаях разработчику необходимо самому принимать соответствующие меры.

Защита от чрезмерного дифференциального напряжения на входе

Чаще всего обеспечивается встречно параллельным включением диодов между входами ОУ (Рис. 1.39а). При значениях дифференциального напряжения, соответствующих линейному режиму работы усилителя (обычно это доли милливольт), сопротивление диодов, даже прямое, составляет несколько мегаом. Потому диоды практически не проводят ток и не влияют на режимы цепи с ОУ. Однако большие входные сигналы переводят диоды в проводящее состояние. При этом дифференциальные напряжения будут ограничены на уровне нескольких сотен милливольт (прямое падение напряжения на $p-n$ -переходе). В некоторых ОУ эти диоды встраиваются прямо на кристалл, например, 140 УД14 или ОР291, причем последний содержит также входные резисторы по 5 кОм, так как на максимально допустимые токи через встроенные диоды накладываются очевидные ограничения. Продается недорогая диодная сборка BAV99, оптимизированная для целей защиты. Она состоит из двух диодов, включенных последовательно, с выводом от средней точки. Ее можно применять в схемах, представленных на Рис. 1.39.

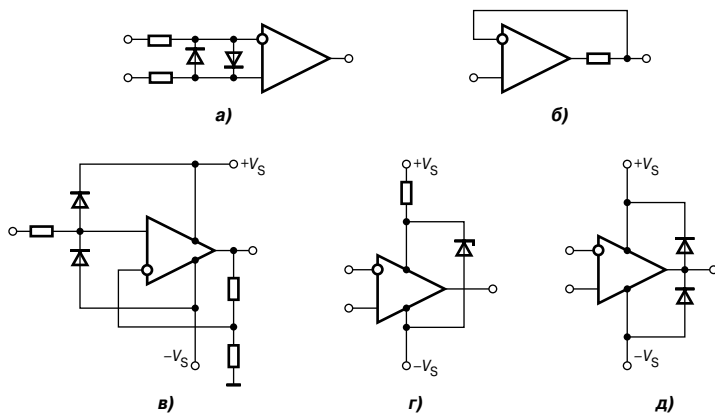


Рис. 1.39 Схемы защиты ОУ:

- а — схема диодной сборки BAV99, б — защита от КЗ на выходе,
 в — защита от синфазного перенапряжения, г — защита от перенапряжения питания,
 д — защита от перенапряжения на выходе

Защита от короткого замыкания на выходе

Многие ОУ имеют встроенную защиту от короткого замыкания, допускающую работу усилителя в этом режиме неограниченное время. Многие, но не все. Так, например, прекрасный во многих отношениях ОР162 для достижения широкой полосы единичного усиления (она у него составляет 15 МГц) не имеет такой защиты. В приложениях, где эта защита необходима, можно включить последовательно с выходом ОУ резистор (Рис. 1.39б). Резистор обязательно должен быть включен в контур обратной связи, тогда динамическое выходное сопротивление усилителя останется достаточно низким. Сопротивление резистора должно быть по возможности минимальным. Так, для того же ОР162, максимально допустимый ток которого составляет 30 мА, при однополярном питании 5 В изготовитель рекомендует применить резистор сопротивлением 169 Ом.



Подключение последовательного резистора к выходу ОУ сужает диапазон выходных напряжений усилителя при его работе под нагрузкой

Защита от синфазного перенапряжения

Схема неинвертирующего усилителя с защитой приведена на Рис. 1.39в. Если входное напряжение выходит за границы питающих напряжений, то один из диодов открывается и напряжение на неинвертирующем входе ОУ фиксируется на уровне соответствующего напряжения питания. Здесь только надо иметь в виду, что при этом входной ток начинает течь в источник питания. Если источник входного сигнала — мощный, то может случиться, что входной ток окажется больше, чем ток всех потребителей данного источника питания. Если к тому же источником питания является последовательный стабилизатор напряжения, то его регулирующий транзистор перейдет в режим насыщения, и начнется неконтролируемый подъем напряжения на нагрузке, что может вывести ее из строя. Поэтому следует позаботиться об ограничении этого напряжения, например, включив в цепь питания стабилитрон (Рис. 1.39г).

Защита от перенапряжения на выходе

Если нагрузка ОУ имеет индуктивный характер, то при больших скоростях нарастания выходного тока усилителя возможны перенапряжения на выходе. В этом случае выход ОУ соединяют через диоды с выводами питания (Рис. 1.39д).

1.9.5. Повышение выходного тока ОУ

Максимальный выходной ток ОУ общего применения обычно находится в пределах 5...20 мА. Иногда этого может оказаться недостаточно. В то же время мощные ОУ сравнительно дороги. Альтернативой их применению в некоторых случаях может быть усиление выходного тока маломощных ОУ. Можно легко увеличить выходной ток ОУ примерно в 100 раз. Для этого достаточно использовать двухтактные эмиттерные повторители на комплементарных транзисторах в режиме класса В. Однако из-за низкого быстродействия операционных

усилителей общего назначения даже при наличии обратной связи возникают ощутимые переходные искажения. Их можно ослабить, введя в схему резистор R_1 (Рис. 1.40).

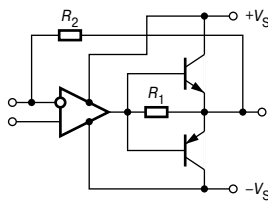


Рис. 1.40. Увеличение выходного тока ОУ с помощью эмиттерного повторителя на комплементарных транзисторах

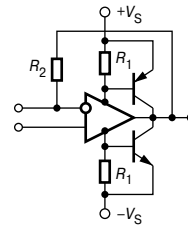


Рис. 1.41. Схема, в которой внешние уможняющие транзисторы образуют с транзисторами выходного каскада ОУ комплементарные схемы Дарлингтона

При малых выходных токах, допустимых для данного ОУ, транзисторы закрыты и нагрузка питается только от усилителя. При увеличении выходного тока напряжение база—эмиттер соответствующего транзистора также увеличивается, транзистор открывается и начинает отдавать ток в нагрузку. В этом режиме транзистор внешнего эмиттерного повторителя образует с транзистором выходного каскада ОУ того же типа проводимости известную схему Дарлингтона. Например, при использовании в этой схеме низкочастотного ОУ 140УД7 и резистора $R_1 = 68 \text{ Ом}$ можно получить при нагрузке 5 Ом выходную мощность в полосе частот 1 кГц.

Другая простейшая схема уможнения выхода ОУ приведена на Рис. 1.41.

1.9.6. Повышение выходного напряжения ОУ

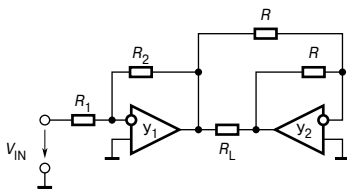


Рис. 1.42. Мостовое подключение пары ОУ к изолированной нагрузке

Если необходимо повысить выходное напряжение на изолированной нагрузке не более чем в 2 раза без увеличения выходного тока, то наиболее просто эта задача решается включением выходных каскадов ОУ по мостовой схеме (Рис. 1.42).

Усилитель Y_1 — ведущий, а усилитель Y_2 , на котором выполнен инвертирующий повторитель, — ведомый.

Выходное напряжение Y_2 относительно общей точки равно по абсолютной величине выходному напряжению Y_1 , но имеет противоположную полярность. Как следствие, размах напряжения на нагрузке R_L вдвое больше размаха одиночного ОУ того же типа и при том же питании.

Если удвоения напряжения недостаточно, или нагрузка обязательно должна одним полюсом соединяться с общей точкой, а также в случае, когда требуется одновременно увеличить и напряжение, и ток, можно применить схему, показанную на Рис. 1.43 и представляющую собой развитие схемы на Рис. 1.41.

Здесь ОУ питается от эмиттерных повторителей на транзисторах VT_1 и VT_2 для ограничения напряжений питания в безопасных пределах. Величины этих напряжений (обычно номинальные для данного типа ОУ) устанавливаются делителями на резисторах R_3, R_4 . Токи коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 практически совпадают с токами их эмиттеров, поэтому окончательные транзисторы VT_3 и VT_4 , как и в прототипе, управляются токами, потребляемыми ОУ. Резистор R_6 сопротивлением в несколько десятков ом обеспечивает нужную зависимость этих токов от выходного тока ОУ. Резисторы R_5 выбираются из условия, чтобы в режиме покоя (при нулевом сигнале на входе) токи в цепях питания ОУ создавали на них падения напряжения, достаточные для установления начальных токов транзисторов VT_3 и VT_4 , обеспечивающих отсутствие нелинейных искажений в области нулевых выходных сигналов. Конденсатор C предназначен для коррекции частотной характеристики усилителя. Он обеспечивает снижение коэффициента усиления окончательного каскада на высоких частотах до единицы. Напряжения питания схемы $\pm V_S$ могут превосходить номинальные напряжения питания ОУ в два и более раз. Рекомендуется дополнить эту схему цепями защиты от короткого замыкания и перенапряжений.

Фирма Apex Microtechnology специально для уموощнения операционных усилителей выпускает гибридные буферные усилители, например PB58, рассчитанный на напряжение питания $\pm 30 \dots \pm 150$ В и ток нагрузки до 2 А. Схема включения этого буфера, охваченного совместно с ОУ общей обратной связью, приведена на **Рис. 1.44**.

Усилитель PB58 имеет простой входной каскад на биполярном транзисторе по схеме с ОЭ (как следствие, начальное смещение нуля усилителя достигает 1.5 В!), каскад усиления напряжения на МОП транзисторе с общим истоком и выходной каскад на двух МОП транзисторах, стоки которых подключены к выходу ОУ. Коэффициент усиления PB58 без обратной связи достигает 6000, но для обеспечения устойчивости и снижения нелинейных искажений его ограничивают с помощью внутренней отрицательной обратной связи по напряжению. Изготовитель рекомендует устанавливать усиление в пределах 3...25 внешним резистором R_Y . Резистор R_{T3} предназначен для токовой защиты, а конденсаторы C_1 и C_K — для коррекции частотной характеристики.

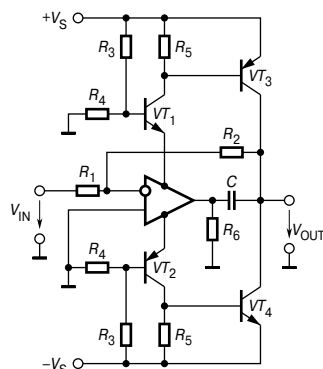


Рис. 1.43. ОУ с внешним каскадом для одновременного усиления выходного тока и напряжения

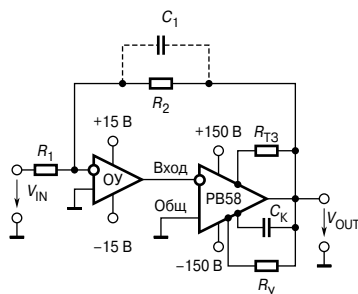


Рис. 1.44. Умоощнение выхода ОУ с помощью буфера

1.9.7. Повышение быстродействия ОУ

Один из простейших способов расширения полосы пропускания ОУ общего применения был предложен Р. Видларом еще в 1969 году [1.7]. Этот способ состоит в охвате одной из половин входного дифференциального каскада ОУ гибкой положительной обратной связью, обеспечивающей опережение по фазе в области высоких частот (как уже отмечалось, в литературе этот способ называют иногда способом подачи сигнала вперед). Схема ОУ LM101A с фазоопережающей связью представлена на **Рис. 1.45а**, а на **Рис. 1.45б** — соответствующие частотные характеристики.

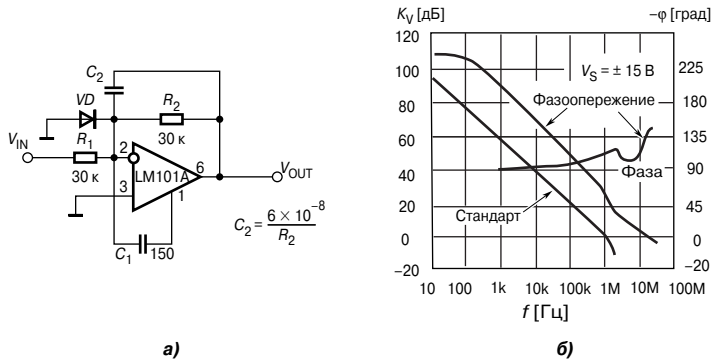


Рис. 1.45. Фазоопережающая коррекция частотных характеристик ОУ общего назначения:
а — схема ОУ LM101A с фазоопережающей связью,
б — частотные характеристики

Корректирующий конденсатор C_1 включен между инвертирующим входом ОУ и одним из выводов, предназначенным для подключения стандартного корректирующего конденсатора, который в данном случае не используется. На схеме **Рис. 1.11** этому соответствует включение конденсатора C_1 между базами транзисторов VT_1 и VT_5 . Диод VD включен дополнительно для улучшения реакции усилителя при быстром нарастании входного напряжения.

Как видно из **Рис. 1.45б**, применение фазоопережающей связи увеличивает частоту единичного усиления ОУ примерно в 10 раз. Скорость нарастания при этом повышается с 0.5 до 10 В/мкс (благодаря исключению стандартного корректирующего конденсатора).

Увеличить скорость нарастания выходного напряжения усилителя можно также путем небольшой модификации схемы, показанной на **Рис. 1.41**. В исходной схеме оконечный каскад усиления на внешних транзисторах охвачен 100% отрицательной обратной связью по напряжению, поэтому он не усиливает выходное напряжение ОУ. Если включить в цепь обратной связи между выходом схемы и выходом ОУ делитель на резисторах R_4 и R_5 (**Рис. 1.46**), то выходной каскад на внешних транзисторах будет усиливать напряжение с коэффициентом $k \approx (R_4 + R_5)/R_5$.

Тогда максимальное выходное напряжение схемы V_{OUT} будет достигаться за время, необходимое для изменения выходного напряжения ОУ на величину V_{OUT}/k . Следовательно, скорость нарастания на нагрузке увеличивается в k раз. При этом, к сожалению, обострится проблема устойчивости, т. к. даже если

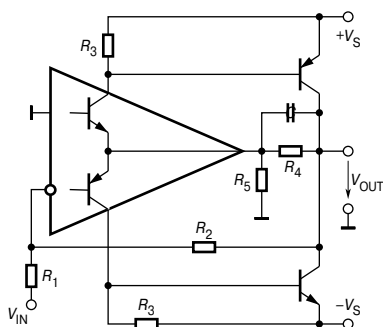


Рис. 1.46. ОУ с внешним каскадом усиления напряжения

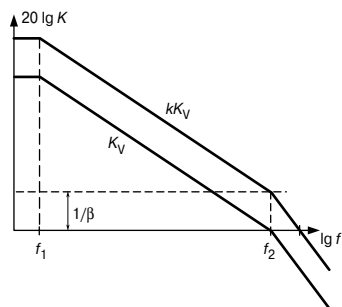


Рис. 1.47. ЛАЧХ ОУ с внешним каскадом усиления напряжения

взять высокочастотные внешние транзисторы, частота среза из-за увеличения петлевого усиления скорее всего окажется выше частоты, соответствующей второму полюсу передаточной функции ОУ (Рис. 1.47).

Однако, если величина, обратная коэффициенту передачи звена общей обратной связи (т. е. $1/\beta$) окажется больше или равной k , то схема будет устойчива. В противном случае следует включить корректирующий конденсатор C . ЛАЧХ, приведенные на Рис. 1.47, показывают, что при $\beta < 1$ малосигнальная полоса ОУ заметно увеличивается.

Допустим, что нам нужно получить широкую полосу пропускания усилителя при высоком коэффициенте усиления. С увеличением коэффициента усиления ОУ частота среза петли обратной связи, а следовательно и полоса пропускания уменьшаются (см. Рис. 1.14 и Рис. 1.20). Простейший путь заключается в каскадном соединении двух однотипных усилителей (Рис. 1.48а).

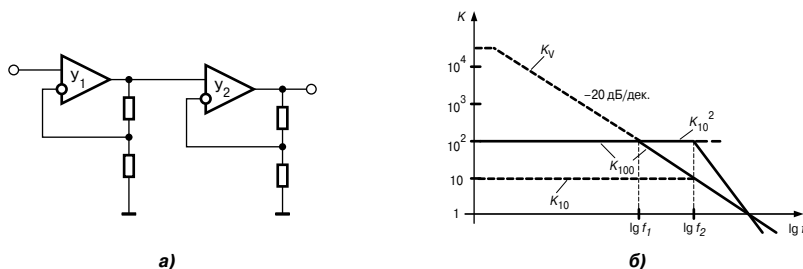


Рис. 1.48. Каскадное соединение ОУ:
а — схема, б — асимптотическая ЛАЧХ каскадно соединенных ОУ

На Рис. 1.48б штриховой линией представлена асимптотическая ЛАЧХ этих ОУ, обозначенная K_V . Если, например, требуется усилить входной сигнал в 100 раз, то полоса пропускания усилителя на одном ОУ составит f_1 (соответствующая ЛАЧХ обозначена K_{100}). Соединение двух усилителей, каждый из которых усиливает сигнал в 10 раз, позволит получить при том же необходимом усилении полосу пропускания на уровне 3 дБ, примерно в 7 раз больше (f_2). ЛАЧХ для этого случая обозначена K_{10}^2 . Смещение нуля всей схемы определяет Y_1 , а скорость нарастания выходного напряжения — Y_2 . Следовательно, правильное каскадное соединение двух разнотипных усилителей позволяет соединить достоинства обоих ОУ. Заметим, однако, что такая схема включения пары ОУ обра-

зует НЧ-фильтр второго порядка с двукратным полюсом на частоте f_2 и создает на этой частоте фазовый сдвиг 90° между входным и выходным сигналами.

Еще лучше — охватить оба усилителя общей обратной связью, как это показано на **Рис. 1.49**.

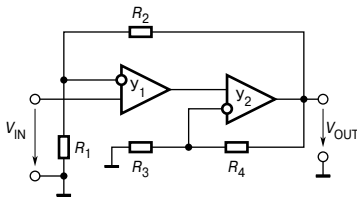


Рис. 1.49. Широкополосный составной усилитель

В этом составном усилителе следует использовать в качестве U_1 — прецизионный ОУ, а в качестве U_2 — скоростной. Преимущество этой схемы перед предыдущей заключается в том, что разброс сопротивлений резисторов R_3 и R_4 , а также величина коэффициента усиления ОУ U_2 практически не сказываются на точности установки общего коэффициента усиления схемы, который задается отношением сопротивлений резисторов R_2 и R_1 . Общая отрица-

тельная обратная связь обеспечивает схеме прецизионные точностные параметры, соответствующие усилителю U_1 . Данная структура требует особо тщательного подхода с точки зрения обеспечения устойчивости при замыкании общей петли обратной связи и накладывает определенные условия на соотношение коэффициентов усиления и граничных частот обоих усилителей. В **Табл. 1.2** представлены параметры составного усилителя на основе прецизионных ОРА627/637 и широкополосного ОРА603 с токовой обратной связью, имеющего частоту единичного усиления 160 МГц и скорость нарастания 1000 В/мкс. Для такой широкополосной схемы требуется особенно тщательно выполнить монтаж. В частности, необходимо обеспечить минимальную емкость монтажа точки соединения резисторов с инвертирующим входом ОРА603 и использовать для питания усилителей отдельные цепи с отдельными блокирующими конденсаторами.

Таблица 1.2. Параметры составного усилителя с токовой обратной связью

К	ОУ	R_1 [Ом]	R_2 [кОм]	R_3 [Ом]	R_4 [кОм]	f_{AV} [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]
100	ОРА627	50.5	4.99	20	1	15	700
1000	ОРА637	49.9	4.99	12	1	11	500

1.9.7. Снижение шума ОУ

Все основные виды шума в электронных схемах являются центрированными (т. е. имеющими нулевое математическое ожидание), с нормальным распределением. Поэтому снижение уровня (среднеквадратического значения) шума производят путем временного или пространственного усреднения. Временное усреднение осуществляется путем ограничения полосы пропускания канала усиления сигнала с помощью фильтра нижних частот или полосового фильтра. Как следует из формулы (1.32), уменьшение полосы пропускания в 4 раза вызывает снижение среднеквадратического значения шума в 2 раза и т. д. Это, вообще говоря, справедливо лишь для шума с равномерным частотным спектром (белого), поэтому для низкочастотной области ($<0.1...10$ кГц — для разных моделей ОУ эта граница различна), где существенную часть составляет шум типа $1/f$, соотношение будет иным.

В случае если ограничение полосы недопустимо (снижается быстродействие), можно прибегнуть к пространственному усреднению. Для этого N однотипных усилителей включаются параллельно (Рис. 1.50).

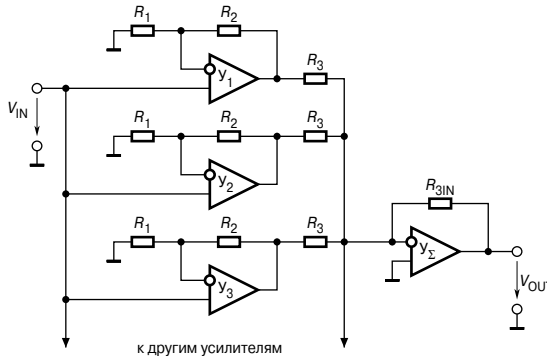


Рис. 1.50. Параллельное соединение ОУ для снижения шума

Выходное напряжение схемы равно среднему арифметическому от выходных напряжений усилителей $Y_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_N$. Шумы усилителей, подключенных к источнику входного сигнала, некоррелированы. Считая среднеквадратичные значения шума на входах однотипных усилителей равными, найдем действующее значение напряжения шума на выходе схемы

$$V_{N_OUT} = \frac{R_2 \sqrt{V_{N1}^2 + V_{N2}^2 + \dots + V_{NN}^2}}{R_1} = \frac{R_2 N_N}{R_1 \sqrt{N}}$$

Это означает, что, включив параллельно, например 4 ОУ, мы снизим напряжение входного шума вдвое.

1.9.8. Экспериментальное определение параметров ОУ

Как правило, фирмы-изготовители предоставляют потребителю достаточно полную информацию о своих изделиях. Тем не менее часто возникает необходимость в экспериментальном определении основных параметров ОУ. Это особенно важно в случаях, когда к входам или выходам усилителей подключают внешние цепи (например, цепи защиты или упрочнения), способные внести дополнительные фазовые сдвиги и тем самым повлиять на устойчивость и качество переходных процессов. Высокие и сверхвысокие значения параметров ОУ (особенно прецизионных) затрудняют исследование усилителей обычными методами. При определении малосигнальных параметров ОУ необходимо обращать внимание на то, чтобы усилитель не выходил за пределы линейного участка усиления. Из-за высокого коэффициента усиления это условие можно выполнить практически только тогда, когда ОУ охвачен отрицательной обратной связью. Необходимые собственные параметры можно вычислить косвенным путем, используя данные измерений ОУ, охваченного обратной связью. Ниже рассмотрены некоторые специальные приемы определения собственных параметров и характеристик ОУ.

Определение дифференциального коэффициента усиления ОУ

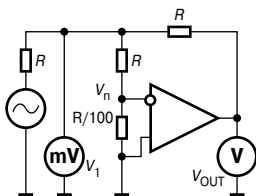


Рис. 1.51. Определение коэффициента усиления ОУ

На Рис. 1.51 приведена схема для определения дифференциального коэффициента усиления \dot{K}_V .

За счет делителя на входе ОУ напряжение \dot{V}_1 составляет

$$\dot{V}_1 = 101 \dot{V}_n$$

и потому его значительно проще измерить. Коэффициент усиления ОУ при этом подсчитывается по формуле:

$$\dot{K}_V = -101 \frac{\dot{V}_{OUT}}{\dot{V}_1}.$$

Изменяя частоту сигнала можно таким способом снять АЧХ ОУ без обратной связи $\dot{K}_V(f)$. При этом целесообразно подключить к выходу ОУ осциллограф, чтобы с его помощью контролировать, не выходит ли усилитель из линейной области усиления. Одновременно при помощи фазометра можно определить и фазочастотную характеристику ОУ.

Измерение напряжения смещения

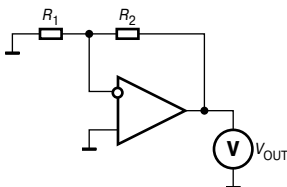


Рис. 1.52. Схема определения напряжения смещения нуля ОУ

Напряжение смещения ОУ V_{OFF} находят, используя схему инвертирующего либо неинвертирующего включения с заземленным входом (Рис. 1.52).

В зависимости от ожидаемой величины V_{OFF} отношение R_2/R_1 устанавливают равным 100, 1000 или 10000. Измеряют выходное напряжение и рассчитывают смещение нуля по формуле

$$V_{OFF} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OUT}.$$

Измерение входных токов ОУ

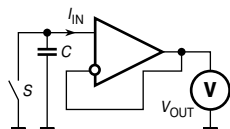


Рис. 1.53. Схема определения входного тока ОУ

Прямое измерение входного тока микроамперметром возможно только для ранних моделей ОУ и сверхскоростных усилителей, имеющих входные токи свыше 1 мкА. Большие возможности имеет схема, представленная на Рис. 1.53, где благодаря 100%-й обратной связи напряжения на входе и выходе ОУ практически совпадают.

В момент начала измерения размыкается ключ S . Конденсатор C заряжается входным током усилителя при отсутствии входного сигнала; при этом напряжение на нем будет нарастать по линейному закону

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t} = -\frac{I_{IN}}{C}.$$

Изменение во времени напряжения на конденсаторе можно измерить на выходе ОУ. Благодаря наличию на входе операционного усилителя конденсатора, наводимые напряжения помех сглаживаются. Емкость конденсатора выбирается из условия удобства измерения временного интервала, в течение которого напряжение изменяется на несколько сотен милливольт. Для входного тока, например силой 30 пА, при емкости конденсатора $C = 1.5$ нФ изменение напряжения на 200 мВ происходит за 10 с.

Чтобы ошибка измерения, вызванная токами утечки, оставалась достаточно малой, напряжение на конденсаторе C не должно подниматься до больших величин. Кроме того, во избежание влияния токов утечки следует использовать конденсаторы с высококачественным диэлектриком — фторопластовые или металлокерамические и по возможности защищать конденсаторы от воздействия ионизирующих излучений. Для измерений входных токов ОУ менее 1 пА целесообразно применять вакуумные конденсаторы и принимать дополнительные меры для снижения токов утечки, обусловленных другими факторами (например, внешними условиями).

1.10. Однополярное питание операционных усилителей

1.10.1. Общие сведения

Мобильные электронные системы с питанием от батарей получают все большее распространение. Обычно в них используется однополярное питание напряжением 5 В и меньше. Схемы с однополярным питанием позволяют уменьшить сложность источника питания и зачастую повысить экономичность устройств.

Операционные усилители преимущественно используются в схемах с двухполярным питанием, поскольку входные и выходные сигналы ОУ чаще всего могут иметь как положительную, так и отрицательную полярность относительно общей шины схемы. В этом случае, если неинвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной, синфазное входное напряжение, вызывающее погрешность преобразования сигнала схемой на ОУ, отсутствует (**Рис. 1.5а**). Тогда выходное напряжение ОУ

$$V_{\text{OUT}} = -V_{\text{IN}} \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.35)$$

Если источник входного сигнала не соединен с общей шиной (**Рис. 1.5а**), то разность потенциалов V_{COM} между общей шиной и выводом источника входного сигнала влияет на выходное напряжение

$$V_{\text{OUT}} = -(V_{\text{IN}} + V_{\text{COM}}) \frac{R_2}{R_1}.$$

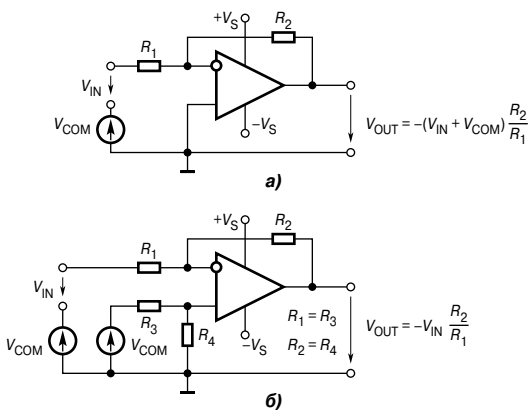


Рис. 1.54. Неинвертирующее (а) и дифференциальное (б) включение ОУ с биполярным питанием

Иногда это допустимо, но чаще выходное напряжение усилителя должно обязательно определяться только входным сигналом V_{IN} . В таком случае ОУ используется в дифференциальном включении, причем на второй вход подается смещение, в точности равное V_{COM} (Рис. 1.54б). Напряжение V_{COM} существует в обеих входных цепях, следовательно, является синфазным входным сигналом.

Схема инвертирующего включения ОУ с однополярным

питанием приведена на Рис. 1.55. Здесь входное напряжение привязано не к средней точке источников питания, как это обычно делается в случае двухполярного питания ОУ, а к отрицательному полюсу источника питания. Эта схема не работает, если входное напряжение положительно, поскольку выходное напряжение должно в этом случае становиться отрицательным, а отрицательного источника питания здесь нет. Для нормальной работы с отрицательными входными сигналами в этой схеме следует использовать ОУ, допускающие соединение входов с шинами питания. Непременное требование соединения входов с общей шиной или другим опорным напряжением затрудняет построение схем на ОУ с однополярным питанием.

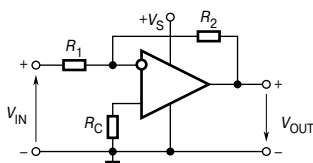


Рис. 1.55. Инвертирующее включение ОУ с однополярным питанием

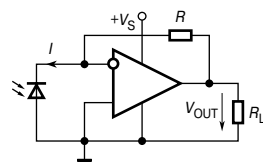


Рис. 1.56. Схема включения ОУ с фотодиодом, работающим в режиме фотоэлемента

Наиболее естественно использовать однополярное питание операционных усилителей тогда, когда источник входного сигнала однополярный (например, фотодиод на Рис. 1.56). В других случаях могут использоваться различные способы смещения входных и выходных напряжений ОУ.

1.10.2. Смещение ОУ с однополярным питанием

На Рис. 1.57 представлены три основные схемы подключения источника смещения при однополярном питании ОУ. Схема на Рис. 1.57а представляет собой инвертирующий сумматор, на Рис. 1.57б — дифференциальный усилитель, и на Рис. 1.57в — неинвертирующий сумматор.

В общем случае связь между входными и выходными напряжениями в этих схемах можно представить уравнением

$$V_{OUT} = kV_{IN} + b \quad (1.36)$$

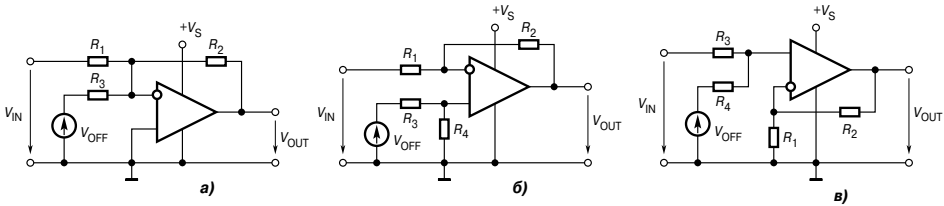


Рис. 1.57. Схемы подключения источника смещения к ОУ

Уравнению (1.36) соответствует график статической переходной характеристики схемы с ОУ в виде прямой линии (Рис. 1.58).

В Табл. 1.3 приведены значения постоянных k и b для уравнения (1.36), соответствующих разным схемам на Рис. 1.57. Если в схеме на Рис. 1.57б поменять местами источники V_{IN} и V_{OFF} , то такому включению соответствует нижняя строка в графе «Рис. 1.57б» Табл. 1.3.

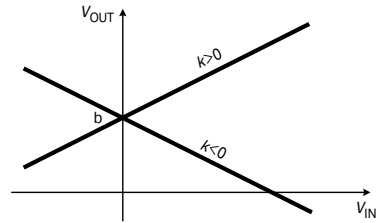


Рис. 1.58. График статической переходной характеристики схемы с ОУ

Таблица 1.3. Расчет коэффициентов для определения V_{OUT} (1.36)

Схема	k	b
Рис. 1.57а	$-\frac{R_2}{R_1}$	$-\frac{R_2}{R_3} V_{OFF}$
Рис. 1.57б	$\frac{R_2}{R_1}$ $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{OFF}$ $-\frac{R_2}{R_1} V_{OFF}$
Рис. 1.57в	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{OFF}$

Схемы и значения постоянных k и b выбираются так, чтобы при любых возможных значениях входного напряжения V_{IN} выполнялось условие

$$0 < V_{OUT} < V_S. \tag{1.37}$$

Обычно k определяется необходимым усилением схемы, поэтому разработчик может выбрать только конфигурацию схемы и постоянную b .

Типовая схема включения ОУ для усиления сигналов переменного тока с питанием от однополярного источника приведена на Рис. 1.59. Здесь напряжение смещения равно половине напряжения питания. Резисторы делителя цепи смещения могут быть выбраны достаточно высокоомными, чтобы не нагружать источники питания и входного сигнала.

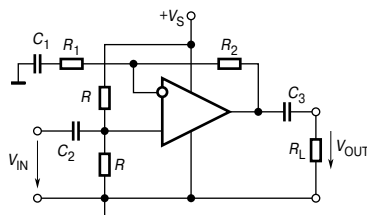


Рис. 1.59. Схема включения ОУ для усиления сигналов переменного тока

1.10.3. Введение искусственной нулевой точки

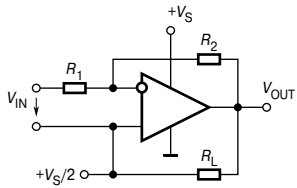


Рис. 1.60. Схема инвертирующего усилителя с однополярным питанием и искусственной нулевой точкой

искусственной нулевой точкой (**Рис. 1.60**). При этом, чтобы избежать смещения выходного напряжения, нагрузку R_L включают между выходом усилителя и искусственной нулевой точкой. Это усложняет построение цепей, формирующих нулевую точку.

От использования цепей смещения можно отказаться, если ввести искусственную нулевую (среднюю) точку, т.е. точку схемы, потенциал которой располагается приблизительно посередине между потенциалами положительного и отрицательного полюсов однополярного источника питания. Для того, чтобы схема могла усиливать биполярные сигналы, источник входного сигнала включается между входом инвертирующего усилителя и искусственной нулевой точкой.

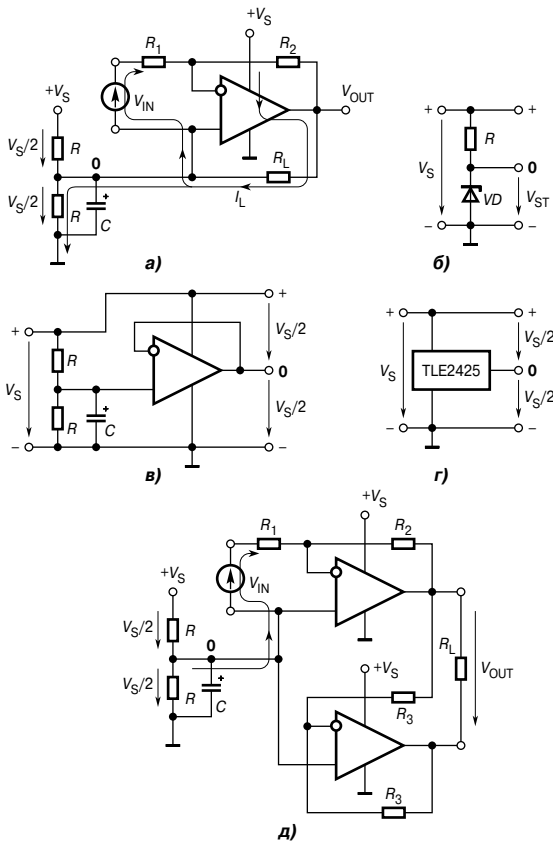


Рис. 1.61. Схемы формирования потенциала искусственной нулевой точки

На **Рис. 1.61** представлены примеры схем формирования потенциала нулевой точки. Наиболее простым является резистивный делитель напряжения, средняя точка которого соединена с искусственной нулевой точкой **0** (**Рис. 1.61а**). Однако, при наличии нагрузки R_L ток нагрузки I_L протекает через один из резисторов этого делителя, создавая несимметрию напряжений между полюсами источника питания и точкой **0**, причем степень этой несимметрии зависит от силы тока нагрузки. Уменьшение сопротивлений делителя снижает несимметрию этих напряжений, но увеличивает потери энергии в делителе.

Схема со стабилитроном (**Рис. 1.61б**) обеспечивает хорошую стабилизацию потенциала искусственной нулевой точки относительно отрицательного полюса источника питания. В качестве стабилитрона в этой схеме целесообразно

применение двухвыводного источника опорного напряжения (или регулируемого трехвыводного, такого как, например, TL431). Эта схема хорошо работает при вытекающем выходном токе ОУ, но для сохранения стабильности потенци-

ала точки 0 при значительном втекающем выходном токе требуется резистор R с низким сопротивлением, что опять-таки обуславливает повышенные потери. Аналогичные проблемы возникают при использовании для формирования искусственной нулевой точки стабилизатора напряжения с последовательным регулирующим элементом.

Лучшие характеристики имеет схема с операционным усилителем, подключенным по схеме неинвертирующего повторителя к средней точке резистивного делителя напряжения (**Рис. 1.61б**). В данной схеме делитель может быть высокоомным, т.к. он нагружен только входным током покоя операционного усилителя. ОУ сравнивает потенциал на выходе схемы с потенциалом в средней точке делителя и поддерживает напряжение на своем выходе таким, чтобы разность сравниваемых потенциалов была равна нулю. Этот эффект достигается благодаря действию отрицательной обратной связи. При малых токах покоя, потребляемых этой схемой (менее 1 мА), такой активный делитель имеет выходное сопротивление не более 1 Ом.

Еще эффективнее применение специальных микросхем для формирования искусственной нулевой точки (**Рис. 1.61г**). Фирма Texas Instruments (США) выпускает ИМС типа TLE2425. Эта ИМС изготавливается в малогабаритном трехвыводном корпусе ТО-92 и обеспечивает ток через искусственную среднюю точку до 20 мА в любом направлении при токе собственного потребления не более 0.25 мА и динамическом выходном сопротивлении не более 0.22 Ом.

В том случае, если нагрузка может быть не связана с общей точкой схемы, или с какой-либо из шин питания, можно использовать простейший вариант формирования искусственной нулевой точки на резистивном делителе (**Рис. 1.61а**), но с мостовой усилительной схемой (**Рис. 1.61д**). В этой схеме инвертирующий повторитель на ОУ₂ создает на нижнем полюсе нагрузки R_L потенциал, противофазный по отношению к потенциалу верхнего ее полюса. Здесь в искусственную нулевую точку втекает ток, равный V_{IN}/R_1 , поэтому сопротивление резистора R_1 следует взять по возможности большим, иначе возможна несимметрия нулевой точки. Дополнительные достоинства этой схемы: увеличение максимальной амплитуды напряжения на нагрузке в два раза при том же напряжении питания и заметное повышение КПД при полном размахе выходного напряжения.

1.10.4. Расширение динамического диапазона

Понижение напряжения питания ОУ от обычных ± 15 В до однополярного 5 В значительно уменьшает амплитудный диапазон входного и выходного напряжений. Амплитудный диапазон в данном случае можно определить как разность между максимально- и минимально-возможными входными (выходными) напряжениями. Применение усилителей, рассчитанных на двухполярное питание, возможно и с однополярным питанием, но, во-первых, при низкой разности потенциалов между выводами питания далеко не все типы таких ОУ имеют приемлемые характеристики (например, коэффициент усиления), а во-вторых, амплитудный диапазон их выходных напряжений сравнительно мал из-за довольно больших напряжений насыщения транзисторов выходного каскада. Размах выходного напряжения обычных усилителей общего применения

не доходит до верхнего и нижнего потенциалов источника питания на 1...2 В при номинальной нагрузке. При питании такого усилителя от однополярного источника напряжением 5 В, амплитудный диапазон выхода составит 1...3 В. Это означает серьезное снижение соотношения сигнал/шум и уменьшение разрешающей способности схемы.

В настоящее время для работы от низковольтных источников питания, в том числе и однополярных, разработано большое количество моделей ОУ с полным размахом выхода («rail-to-rail»). Выходное напряжение таких усилителей при работе на холостом ходу может изменяться практически от потенциала отрицательного полюса источника питания до потенциала положительного полюса.

Схемотехника выходных каскадов усилителей с полным размахом выхода и обычных ОУ различна. Выходной каскад обычных ОУ строится по схеме с общим коллектором на комплементарных транзисторах (Рис. 1.62а). При использовании такого схемного решения минимальное падение напряжения на выходном транзисторе принципиально не может быть снижено. Как следует из схемы на Рис. 1.62а, источник тока I должен обеспечивать ток коллектора транзистора каскада усиления напряжения VT_3 и базовый ток выходного транзистора VT_1 . Для нормальной работы схемы источника тока необходимо падение напряжения на нем не менее 1 В. Остальная часть общего падения напряжения приходится на выходной транзистор.

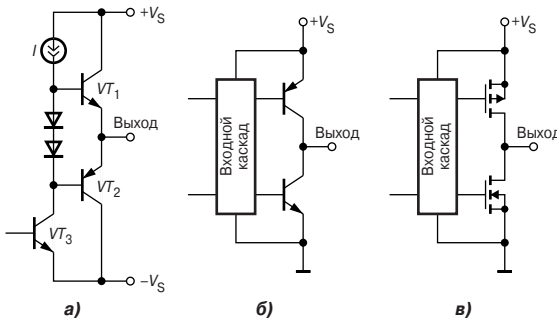


Рис. 1.62. Схемы выходных каскадов ОУ

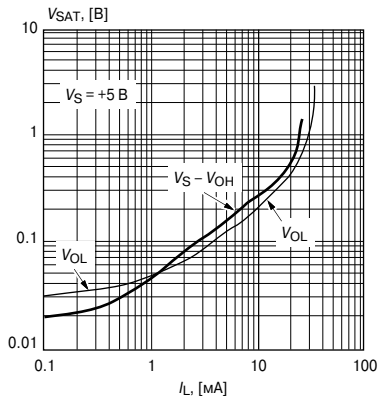


Рис. 1.63. Графики зависимости напряжения насыщения выходных транзисторов усилителя AD823 от тока нагрузки

Можно уменьшить минимальное падение на транзисторах выходного каскада, включив в выходном каскаде транзисторы по схеме с общим эмиттером (Рис. 1.62б). По этой схеме построен выходной каскад, например, ОУ AD823 фирмы Analog Devices. На Рис. 1.63 представлены графики зависимости напряжения насыщения V_{SAT} выходных транзисторов этого усилителя от тока нагрузки I_L для максимального ($V_S - V_{OH}$) и минимального (V_{OL}) выходных напряжений. Видно, что при работе усилителя на холостом ходу максимальное выходное напряжение почти достигает напряжения питания, а минимальное — мало отличается от нуля. Еще лучшие характеристики на холостом ходу обеспечивают усилители, у которых выходной каскад построен на комплементарных МОП-транзисторах (Рис. 1.62в). Сопротивления полностью открытого канала

верхнего и нижнего МОП-транзисторов выходного каскада ОУ типа TLC2272 фирмы Texas Instruments составляют, соответственно, 500 и 200 Ом при питании усилителя от однополярного источника 5 В. Если нагрузка R_L включена между выходом ОУ и общей точкой схемы, так как, например, на **Рис. 1.56**, то при низких выходных напряжениях выходной ток также мал, и напряжение на открытом нижнем транзисторе усилителя весьма близко к нулю (доли милливольт). Если ток нагрузки велик и нагрузка соединена другим выводом с плюсом источника питания или искусственной нулевой точкой, напряжение на полностью открытом выходном транзисторе может достигать значений более 1 В.

В некоторых применениях требуется не только полный размах выхода ОУ, но и полный размах (rail-to-rail) допустимых значений входного синфазного напряжения V_{COM} (вход с полным размахом). Это нужно, например, в схеме неинвертирующего повторителя, согласующего датчик сигнала с аналого-цифровым преобразователем. Для некоторых приложений необходимо, чтобы диапазон входных сигналов простирался ниже потенциала общей шины на 0.2...0.3 В. Это требуется при однополярном питании инвертирующего усилителя, где на вход должно подаваться отрицательное напряжение (**Рис. 1.55**), например, в схеме фотометра (**Рис. 1.56**), где полярность напряжения на инвертирующем входе ОУ несколько ниже, чем на неинвертирующем. ОУ, имеющие вход с полным размахом, схематически сложнее, чем обычные. Поэтому их следует применять только там, где действительно требуется полный размах входа.

На **Рис. 1.64a** приведена схема дифференциального входного каскада обычного ОУ. Он состоит из двух согласованных структур. Для того, чтобы входной сигнал мог достигать потенциала общей шины используются *pnp*-транзисторы. Такое построение позволяет подавать на вход потенциал общей шины без нарушения работы входного каскада. При более низком синфазном входном напряжении поведение входного каскада становится непредсказуемым. Часто наблюдается инверсия входов, при которой меняется знак обратной связи и происходит переход ОУ в триггерный режим (так называемое «зашелкивание»). Поскольку напряжение на источнике тока V_C в схеме на **Рис. 1.64a** должно быть не менее 0.4 В (иначе он просто не будет работать), а напряжение база-эмиттер транзисторов V_{BE} в активном режиме составляет приблизительно 0.6 В, то входной синфазный сигнал должен быть по крайней мере на 1 В меньше V_S .

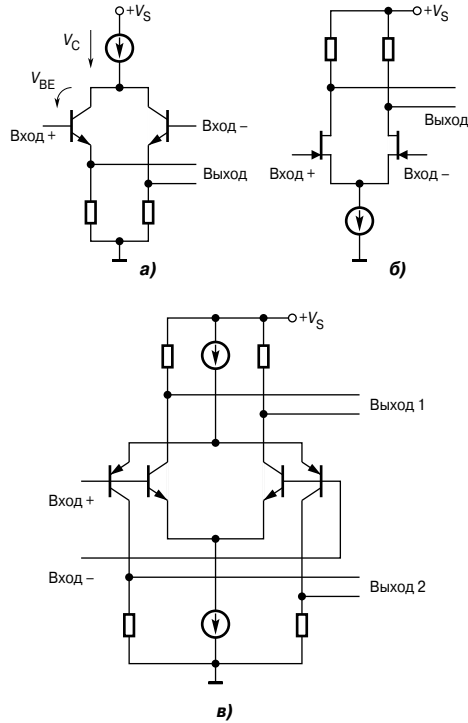


Рис. 1.64. Схемы входных каскадов ОУ

На **Рис. 1.64б** представлен дифференциальный каскад на n -канальных полевых транзисторах с управляющим pn -переходом (JFET-транзисторах). Поскольку пороговое напряжение исток-затвор таких транзисторов составляет $-2\dots-3$ В, то можно легко обеспечить нормальную работу входного каскада ОУ при небольших отрицательных синфазных входных напряжениях. Именно так построен входной каскад ОУ с полным размахом выхода AD823. Этот усилитель нормально работает при $-1\text{В} < V_{\text{COM}} < V_S - 1\text{В}$.

Если обязательно требуется работа ОУ с полным размахом входного напряжения, то применяют двойной комплементарный дифференциальный каскад (**Рис. 1.64в**). Биполярный вариант, показанный на **Рис. 1.64в**, используется в ОУ типа TLV245х и ОР196, КМОП вариант этой схемы — в TLV247х и AD853х. Из схемы ясно, что оба дифференциальных усилителя входного каскада управляются одновременно. Дифференциальный усилитель (ДУ) с pnp -транзисторами работает до максимального уровня входных сигналов на 1 В ниже напряжения питания. Для нормальной работы pnp -усилителя требуется синфазный сигнал не менее 1 В. Таким образом, в зоне $1\text{В} < V_{\text{COM}} < V_S - 1\text{В}$ работают оба ДУ, а в зонах $V_{\text{COM}} > V_S - 1\text{В}$ и $V_{\text{COM}} < 1\text{В}$, только один. Это обстоятельство вызывает значительное изменение входных токов и напряжения смещения нуля (до 3 нА и 70 мкВ у TLV245х) при переходе через границы этих зон, что может вызвать искажения усиливаемого сигнала. Уменьшить эти искажения можно, включив последовательно с неинвертирующим входом резистор R_C (**Рис. 1.55**). Его сопротивление определяется по формуле: $R_C = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

В **Табл. 1.4** представлены основные параметры (типичные значения) некоторых типов ОУ, предназначенных для работы с однополярным питанием.

Таблица 1.4. Основные параметры ОУ с однополярным питанием

Наименование ОУ	Напряжение питания [В]	Коэффициент усиления [В/МВ]	V_{OFF} [мВ]	Входной ток [нА]	f_T [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]	V_{SAT} [мВ] ($I_L = 0,1$ мА)	Ток потребления [мА]	Максимальный выходной ток [мА]	Примечание
AD823	3...36	45	0.2	3 пА	16	22	25	5.2	16	Двухканальный. Полный размах выхода. Скоростной
ОР196	3...12	200	0.04	10	0.35	0.3	8/36	0.045	4	Полный размах входа и выхода
AD8571	2.7...5.5	20 000	0.001	10 пА	1.5	0.4	4/2	0.85	30	Полный размах входа и выхода. Стабилизация нуля прерыванием
TLC2272	4.4...16	35	0.3	1 пА	2.2	3.6	40/20	2	50	Двухканальный. Полный размах выхода
TLV2462	2.7...6	200	0.1	4.4	5.2	1.6	4	0.5	30	Полный размах входа и выхода
МАХ480	1.6...36	1000	0.075	3	0.02	0.01	200	0.015	5	Диапазон входа и выхода при однополярном питании включает потенциал общей шины

Выводы

1. Операционные усилители, предназначенные для работы с биполярным питанием, могут работать в схемах с одним источником, однако амплитудный диапазон их входных и выходных сигналов может оказаться слишком узким.
2. Операционные усилители, предназначенные для работы с одним источником питания, могут работать и в схемах с биполярным питанием. Необходимо только, чтобы разность потенциалов положительного и отрицательного источников не превышала предельно допустимого напряжения питания для данного типа усилителя.
3. Если требуется усиливать сигналы переменного тока, то при однополярном питании целесообразно использовать цепи смещения и разделительные конденсаторы (**Рис. 1.59**).
4. Если входной сигнал постоянного тока биполярный, то можно использовать цепи смещения, однако более удобно введение в схему искусственной нулевой точки.
5. Если при однополярном питании предполагается работа с входными сигналами, потенциал которых ниже потенциала общей шины, следует в необходимых случаях предусмотреть меры для защиты входов усилителя.

Вопросы и задачи

1. Перечислите основные характеристики идеального операционного усилителя.
2. В чем состоит преимущество применения дифференциального усилительного каскада в качестве входного каскада ОУ?
3. Что такое дифференциальный входной сигнал ОУ?
4. Что такое синфазный входной сигнал ОУ?
5. Как определяется КОСС?
6. Нарисуйте примерные графики статической передаточной характеристики $V_{\text{OUT}} = f(V_{\text{IN}})$ для инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ с учетом смещения нуля и насыщения усилителя.
7. Объясните, почему большая величина эмиттерного резистора не приводит к существенному уменьшению величины коэффициента усиления каскада.
8. Какое из входных сопротивлений ОУ (синфазное или дифференциальное) больше и почему?
9. В чем заключается преимущество нескорректированного ОУ перед аналогичным ОУ с полной внутренней коррекцией?
10. Как повысить быстродействие ОУ?
11. Укажите, чем определяются величины резисторов (и их соотношение) на неинвертирующем входе ОУ в дифференциальном включении?
12. Определите входное сопротивление для дифференциального сигнала схемы на **Рис. 1.4**.
13. Почему резистор, компенсирующий смещение нуля, обусловленное входными токами ОУ, не применяют в усилителях с полевыми транзисторами?
14. Усилитель 140УД6 включен по схеме неинвертирующего усилителя (**Рис. 1.6**), причем $R_1 = 3 \text{ кОм}$, а $R_2 = 100 \text{ кОм}$. Определите выходное сопротивление схемы.

15. Усилитель 140УД7 включен по схеме неинвертирующего повторителя, причем внутреннее сопротивление источника сигнала — 10 кОм. Нарисуйте схему и определите: как уменьшить смещение нуля, обусловленное входными токами усилителя? Решите эту же задачу для усилителя 140УД8.
16. Усилитель 153УД6 включен по схеме инвертирующего усилителя (Рис. 1.5), причем $R_1 = R_2$. Этот усилитель имеет выводы для подключения внешнего корректирующего конденсатора, причем по паспортным данным емкость корректирующего конденсатора определяется по формуле: $C_K = 30/K$, где K — коэффициент усиления усилителя в неинвертирующем включении. Найдите емкость корректирующего конденсатора.
17. Усилитель 153УД6 включен по схеме инвертирующего усилителя (Рис. 1.5) и питается от источников напряжением ± 15 В. Укажите наименьшее значение сопротивления R_1 , если источником входного сигнала является такой же ОУ.
18. Можно ли в схеме с двухполярным питанием применить ОУ, предназначенный для использования в схемах с однополярным питанием?
19. Можно ли в схеме с однополярным питанием применить ОУ, предназначенный для использования в схемах с двухполярным питанием? Если можно, то при каких ограничениях?
20. Увеличение сопротивлений резисторов в цепях обратной связи ОУ уменьшает нагрузку усилителя и снижает потребление энергии. Кроме того, это позволяет уменьшить емкость конденсаторов в частотно-зависимых обратных связях. Почему же эти сопротивления не выбирают очень большими? Чем определяется максимальная величина резистора обратной связи?
21. Как повлияет уменьшение резистора R_1 в схеме инвертирующего усилителя (Рис. 1.5) на выходное сопротивление схемы?

Литература к главе 1

- 1.1. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Советское радио, 1979. — 368 с.
- 1.2. Widlar R.J. A unique circuits design for a high performance operational amplifier especially suited to monolithic construction//Proc. NEC, 1965. V. 21. P. 85-89.
- 1.3. Widlar R.J. Future trends in integrated operational amplifiers//EDN, 1968. V.13. N\$ 6.
- 1.4. Widlar R.J. IC Op Amp Beats FETs on Input Current. National Semiconductor, 1969, AN-29. December. — 18 pp.
- 1.5. Dobkin R.C. LM118 Op Amp Slews 70 V/ μ sec. National Semiconductor, 1971, Linear Brief 17. September. — 2 pp.
- 1.6. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 216 с.
- 1.7. Widlar R.J. Feedforward compensation speeds op-amp. National Semiconductor, 1969, Linear Brief 2, March. — 4 pp.
- 1.8. Тутце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
- 1.9. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В трех томах. Т.1 — М.: Мир, 1993. — 413 с.
- 1.10. Пейтон А.Дж., Воли В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. — М.: БИНОМ, 1994. — 352 с.
- 1.11. Завадский В.А. Компьютерная электроника. — Киев: ТОО ВЕК, 1996. — 368 с.
- 1.12. Рутковски Дж. Интегральные операционные усилители: Справочное руководство. — М.: Мир, 1978. — 323 с.
- 1.13. Hayes T.C., Horowitz P. Student Manual for the Art of Electronics. — Cambridge: Cambridge university press. — 2001. — 614 pp.