Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления. Лабораторный практикум

Учебное пособие

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«ВЫСШАЯ ШКОЛА ЭКОНОМИКИ»

Московский институт электроники и математики им. А. Н. Тихонова

Московский институт
электроники и математики
имени А.Н. Тихонова

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ И КОМПОНЕНТЫ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
Наукоемкие технологии
2026

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.85я73
Ф94

Авторы:
М. С. Акатов, С. Н. Полесский, С. Н. Сафонов, А. Л. Тув

Рецензенты:
С. Р. Тумковский, доктор технических наук, доцент, ординарный профессор НИУ ВШЭ, профессор департамента компьютерной инженерии Московского института электроники и математики им. А. Н. Тихонова НИУ ВШЭ;
М. А. Артюхова, кандидат технических наук, ведущий инженер АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»

Акатов, М. С.
Ф94 Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления. Лабораторный практикум: учебное пособие / М. С. Акатов, С. Н. Полесский, С. Н. Сафонов, А. Л. Тув; Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», Московский институт электроники и математики им. А. Н. Тихонова. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2026. – 292 с.

ISBN 978-5-00271-198-7

Учебное пособие содержит описания восьми лабораторных работ по дисциплине «Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления»: исследование транзисторных усилительных каскадов, источников тока и токовых зеркал, каскодного и дифференциального каскадов и комплементарного повторителя, основных схем включения операционного усилителя, измерительных выпрямителей и пиковых детекторов, релаксационных генераторов и одновибраторов, линейных стабилизаторов напряжения, измерительного канала с мостовым датчиком, инструментальным усилителем и активным фильтром. Каждое описание включает необходимые теоретические сведения, пример предварительного расчёта, порядок экспериментального исследования макета и схемотехнического моделирования в среде Micro-Cap, требования к отчёту, контрольные вопросы и дополнительные задания. Отдельная глава посвящена организации практикума, технике безопасности, измерительному оборудованию, методикам измерений, обработке результатов и основам моделирования. В приложениях приведены справочные данные используемых компонентов.

Учебное пособие подготовлено в рамках исследования по Программе фундаментальных исследований НИУ ВШЭ (HSE-BR-2025-004).

Рекомендовано для студентов бакалавриата и магистратуры, обучающихся по образовательной программе «Информатика и вычислительная техника» и смежным инженерным направлениям подготовки.

© Акатов М. С., Полесский С. Н.,
Сафонов С. Н., Тув А. Л., 2026
© НИУ ВШЭ, 2026

ISBN 978-5-00271-198-7

Оглавление

Список сокращений и условных обозначений 10
Введение 12
1 Организация лабораторного практикума и методика экспериментальных исследований 15
1.1 Цели, структура и содержание практикума 15
1.2 Порядок выполнения, оформления и защиты лабораторных работ 17
1.2.1 Подготовка к лабораторной работе 17
1.2.2 Выполнение работы 17
1.2.3 Оформление отчёта 18
1.2.4 Защита и оценивание лабораторных работ 19
1.3 Требования безопасности при выполнении лабораторных работ 20
1.4 Лабораторное оборудование и его использование 22
1.4.1 Лабораторный источник питания 22
1.4.2 Генератор сигналов 23
1.4.3 Осциллограф 24
1.4.4 Цифровой мультиметр 26
1.5 Макетирование электронных схем 26
1.5.1 Беспаечная макетная плата 26
1.5.2 Монтаж на макетной плате для пайки 27
1.5.3 Общие правила сборки и отладки макета 30
1.6 Методики измерения основных характеристик функциональных узлов 31
1.6.1 Режим по постоянному току 31
1.6.2 Передаточная характеристика 31
1.6.3 Коэффициент усиления 32
1.6.4 Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики 33
1.6.5 Входное и выходное сопротивления 34
1.6.6 Параметры импульсных сигналов 35
1.7 Обработка результатов измерений и оценка погрешностей 35
1.8 Схемотехническое моделирование в среде Micro-Cap 37
1.8.1 Общие сведения о программе 37
1.8.2 Подготовка схемы к моделированию 38
1.8.3 Основные виды анализа 39
1.8.4 Модель биполярного транзистора 40
1.8.5 Рекомендации по моделированию и типичные ошибки 41
1.9 Контрольные вопросы 42

2 Лабораторная работа № 1. Исследование транзисторных усилительных каскадов с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой 43
2.1 Цель работы и практическое содержание 43
2.2 Теоретические сведения 43
2.2.1 Основные параметры биполярного транзистора 43
2.2.2 Каскад с общим эмиттером 46
2.2.3 Каскад с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по току 50
2.2.4 Каскад с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по напряжению 52
2.2.5 Каскад с общим коллектором 55
2.2.6 Каскад с общей базой 57
2.2.7 Малосигнальная модель биполярного транзистора 60
2.2.8 Частотные свойства усилительных каскадов 62
2.2.9 Сравнительная характеристика схем включения транзистора 63
2.2.10 Обратная связь в усилителях 64
2.2.11 Многокаскадные усилители и межкаскадные связи 67
2.3 Пример предварительного расчёта каскада с общим эмиттером 68
2.4 Порядок выполнения работы 70
2.4.1 Задание 1. Исследовать усилитель с заземлённым эмиттером 70
2.4.2 Задание 2. Исследовать каскад с общим эмиттером и ООС по току 73
2.4.3 Задание 3. Исследовать каскад с общим эмиттером и ООС по напряжению 73
2.4.4 Задание 4. Исследовать каскад с общим коллектором 74
2.4.5 Задание 5. Исследовать каскад с общей базой 76
2.5 Содержание отчёта 78
2.6 Контрольные вопросы 79
2.7 Дополнительные задания 80
3 Лабораторная работа № 2. Исследование каскодного усилителя, дифференциального каскада и комплементарного повторителя 81
3.1 Цель работы и практическое содержание 81
3.2 Теоретические сведения 81
3.2.1 Эффект Миллера и каскодная схема 81
3.2.2 Дифференциальный каскад 84
3.2.3 Дифференциальный каскад с эмиттерным резистором 90
3.2.4 Дифференциальный каскад с активной нагрузкой 91
3.2.5 Комплементарный эмиттерный повторитель 92
3.2.6 Внутренняя структура интегрального операционного усилителя 95

3.3 Пример предварительного расчёта дифференциального каскада 96
3.4 Порядок выполнения работы 97
3.4.1 Задание 1. Исследовать дифференциальный каскад 97
3.4.2 Задание 2. Исследовать каскодный усилитель 99
3.4.3 Задание 3. Исследовать комплементарный повторитель 101
3.4.4 Задание 4. Экспериментальное исследование схем на макете 103
3.5 Содержание отчёта 106
3.6 Контрольные вопросы 106
3.7 Дополнительные задания 107
4 Лабораторная работа № 3. Исследование основных схем включения операционного усилителя 109
4.1 Цель работы и практическое содержание 109
4.2 Теоретические сведения 109
4.2.1 Операционный усилитель и его модель 109
4.2.2 Основные параметры реального операционного усилителя 111
4.2.3 Инвертирующий усилитель 112
4.2.4 Неинвертирующий усилитель и повторитель напряжения 114
4.2.5 Инвертирующий сумматор 115
4.2.6 Дифференциальный (вычитающий) усилитель 116
4.2.7 Интегратор и дифференциатор 117
4.2.8 Частотные свойства схем на ОУ 118
4.2.9 Нелинейные ограничения: скорость нарастания и насыщение 119
4.2.10 Устойчивость усилителей с обратной связью и частотная коррекция 120
4.2.11 Шумы операционных усилителей 122
4.2.12 Однополярное питание схем на ОУ 123
4.3 Пример предварительного расчёта 123
4.4 Порядок выполнения работы 124
4.4.1 Задание 1. Исследовать инвертирующий усилитель 125
4.4.2 Задание 2. Исследовать неинвертирующий усилитель и повторитель 126
4.4.3 Задание 3. Исследовать инвертирующий сумматор 127
4.4.4 Задание 4. Исследовать дифференциальный усилитель 128
4.4.5 Задание 5. Исследовать интегратор 129
4.5 Содержание отчёта 130
4.6 Контрольные вопросы 131
4.7 Дополнительные задания 132
5 Лабораторная работа № 4. Исследование источников тока и токовых зеркал 133
5.1 Цель работы и практическое содержание 133

5.2 Теоретические сведения 134
5.2.1 Источник тока на биполярном транзисторе 134
5.2.2 Смещение в источнике тока 134
5.2.3 Рабочий диапазон 135
5.2.4 Недостатки простейших источников тока 135
5.2.5 Улучшение характеристик источника тока 136
5.2.6 Токовое зеркало Уилсона 140
5.2.7 Источники тока для заземлённых нагрузок 140
5.2.8 Источник тока Видлара 141
5.2.9 Выходное сопротивление и качество источника тока 143
5.2.10 Применение источников тока в аналоговых интегральных схемах 145
5.2.11 Температурная зависимость напряжения база–эмиттер и ток, пропорциональный абсолютной температуре 145
5.3 Пример предварительного расчёта 147
5.4 Порядок выполнения работы 148
5.4.1 Задание 1. Исследовать источник тока на транзисторе 148
5.4.2 Задание 2. Исследовать источник тока с термокомпенсацией 149
5.4.3 Задание 3. Исследовать токовое зеркало 150
5.4.4 Задание 4. Исследовать источник тока на ОУ и p-n-p транзисторе 151
5.5 Содержание отчёта 152
5.6 Контрольные вопросы 153
5.7 Дополнительные задания 154
6 Лабораторная работа № 5. Исследование измерительных выпрямителей и пиковых детекторов 155
6.1 Цель работы и практическое содержание 155
6.2 Теоретические сведения 155
6.2.1 Параметры переменного напряжения 155
6.2.2 Пиковые детекторы 157
6.2.3 Прецизионный однополупериодный выпрямитель 161
6.2.4 Активные выпрямители среднего значения 163
6.2.5 Погрешности и ограничения быстродействия 168
6.2.6 Преобразователи среднеквадратического значения 169
6.3 Пример предварительного расчёта 170
6.4 Порядок выполнения работы 171
6.4.1 Задание 1. Исследовать пиковый детектор на диоде 171
6.4.2 Задание 2. Исследовать пиковый детектор на ОУ 172
6.4.3 Задание 3. Исследовать двухполупериодный активный выпрямитель среднего значения 173

6.4.4 Задание 4. Исследовать прецизионный однополупериодный выпрямитель 174
6.5 Содержание отчёта 175
6.6 Контрольные вопросы 175
6.7 Дополнительные задания 176
7 Лабораторная работа № 6. Исследование релаксационных генераторов и одновибраторов 178
7.1 Цель работы и практическое содержание 178
7.2 Теоретические сведения 178
7.2.1 Компаратор и триггер Шмитта 178
7.2.2 Релаксационные генераторы 180
7.2.3 Интегральный таймер 555 184
7.2.4 Одновибратор 186
7.2.5 Одновибратор с перезапуском 188
7.2.6 Генераторы гармонических колебаний 189
7.2.7 Генераторы, управляемые напряжением 191
7.3 Пример предварительного расчёта 192
7.4 Порядок выполнения работы 193
7.4.1 Задание 1. Исследовать релаксационный генератор на ОУ 193
7.4.2 Задание 2. Исследовать мультивибратор на биполярных транзисторах 195
7.4.3 Задание 3. Исследовать одновибратор на таймере 555 196
7.4.4 Задание 4. Изучить автоколебательный мультивибратор на таймере 555 197
7.5 Содержание отчёта 197
7.6 Контрольные вопросы 198
7.7 Дополнительные задания 199
8 Лабораторная работа № 7. Исследование линейных стабилизаторов напряжения 200
8.1 Цель работы и практическое содержание 200
8.2 Теоретические сведения 200
8.2.1 Основные параметры стабилизаторов напряжения 200
8.2.2 Стабилитроны 201
8.2.3 Параметрический стабилизатор 202
8.2.4 Пример расчёта параметрического стабилизатора 203
8.2.5 Увеличение мощности параметрического стабилизатора 204
8.2.6 Параллельный стабилизатор 205
8.2.7 Последовательный стабилизатор 206
8.2.8 Компенсационные стабилизаторы 208
8.2.9 Потери и КПД линейных стабилизаторов 209

8.2.10 Защита от перегрузки по току 209
8.2.11 Интегральные линейные стабилизаторы 211
8.2.12 Тепловой расчёт регулирующего элемента 212
8.2.13 Источники опорного напряжения 214
8.2.14 Сравнение линейных и импульсных стабилизаторов 215
8.3 Пример предварительного расчёта 216
8.4 Порядок выполнения работы 217
8.4.1 Задание 1. Исследовать параметрический стабилизатор на стабилитроне 217
8.4.2 Задание 2. Исследовать последовательный стабилизатор на стабилитроне 218
8.4.3 Задание 3. Исследовать параметрический стабилизатор напряжения на ОУ и стабилитроне 219
8.4.4 Задание 4. Исследовать компенсационный стабилизатор напряжения на ОУ и стабилитроне 221
8.4.5 Задание 5. Исследовать компенсационный стабилизатор с источником опорного напряжения на ОУ 222
8.4.6 Задание 6. Исследовать интегральный стабилизатор LM317 223
8.5 Содержание отчёта 223
8.6 Контрольные вопросы 224
8.7 Дополнительные задания 225
9 Лабораторная работа № 8. Исследование измерительного канала с мостовым датчиком, инструментальным усилителем и активным фильтром 226
9.1 Цель работы и практическое содержание 226
9.2 Теоретические сведения 226
9.2.1 Структура аналогового измерительного канала 226
9.2.2 Мостовые измерительные схемы 227
9.2.3 Инструментальный усилитель 229
9.2.4 Активные фильтры нижних частот 231
9.2.5 Калибровка и погрешности измерительного канала 233
9.2.6 Помехи в измерительных цепях и методы их подавления 234
9.2.7 Аналого-цифровое преобразование сигналов 235
9.3 Пример предварительного расчёта 237
9.4 Порядок выполнения работы 238
9.4.1 Задание 1. Исследовать измерительный мост 239
9.4.2 Задание 2. Исследовать инструментальный усилитель 239
9.4.3 Задание 3. Исследовать активный фильтр нижних частот 240
9.4.4 Задание 4. Собрать и откалибровать измерительный канал 240
9.4.5 Задание 5. Оценить погрешность канала методом Монте-Карло 241
9.5 Содержание отчёта 242

9.6 Контрольные вопросы 243
9.7 Дополнительные задания 244
Заключение 245
Список литературы 247
Приложение А. Справочные данные электронных компонентов 253
А.1 Биполярные транзисторы КТ3102А и КТ3107А 253
А.2 Операционный усилитель LM358 254
А.3 Интегральный таймер NE555 255
А.4 Стабилитроны 256
А.5 Номинальные ряды сопротивлений резисторов 256
Приложение Б. Образец оформления титульного листа отчёта 257
Приложение В. Схемы и параметры моделирования в Micro-Cap 258
В.1 Модели и общий порядок проверки 259
В.2 Каскад с общим эмиттером 261
В.3 Каскад с общей базой 262
В.4 Дифференциальный каскад 263
В.5 Каскодный усилитель 264
В.6 Положительный пиковый детектор 265
В.7 Двухполупериодный активный выпрямитель 266
В.8 Параметрический стабилизатор 267
В.9 Последовательный стабилизатор 268
В.10 Фильтр Саллена — Ки 269
В.11 Полный измерительный канал 269
Фильтрация и калибровка полного канала 271
В.12 Протокол проверки и типичные затруднения 272
Приложение Г. Контрольные протоколы лабораторных исследований 274
Г.1. Проверка рабочего режима биполярного усилителя 274
Г.2. Сопоставление каскадов ОЭ, ОК и ОБ 275
Г.3. Исследование каскода и эффекта Миллера 276
Г.4. Балансировка дифференциального каскада 277
Г.5. Проверка линейных схем на операционном усилителе 278
Г.6. Проверка сумматора, интегратора и дифференциатора 279
Г.7. Анализ источника тока и токового зеркала 280
Г.8. Измерение параметров пикового детектора 281
Г.9. Испытание прецизионного выпрямителя 282
Г.10. Проверка генератора на таймере 555 283
Г.11. Проверка параметрического стабилизатора 284
Г.12. Тепловая проверка линейного стабилизатора 285
Г.13. Проверка измерительного канала и неопределённости 286
Предметный указатель 287

Список сокращений и условных обозначений

АЧХ — амплитудно-частотная характеристика;

БТ — биполярный транзистор;

ВАХ — вольт-амперная характеристика;

ГС — генератор сигналов;

ЕСКД — Единая система конструкторской документации;

ИОН — источник опорного напряжения;

КНИ — коэффициент нелинейных искажений;

КОСС — коэффициент ослабления синфазного сигнала;

КПД — коэффициент полезного действия;

ОБ — общая база (схема включения транзистора);

ОК — общий коллектор (схема включения транзистора);

ООС — отрицательная обратная связь;

ОС — обратная связь;

ОУ — операционный усилитель;

ОЭ — общий эмиттер (схема включения транзистора);

СКО — среднее квадратическое отклонение;

ФНЧ — фильтр нижних частот;

ФЧХ — фазочастотная характеристика;

GBW — произведение коэффициента усиления на полосу пропускания (gain-bandwidth product);

LDO — стабилизатор с малым падением напряжения (low dropout);

SPICE — семейство программ и формат моделей для схемотехнического моделирования;

SR — скорость нарастания выходного напряжения ОУ (slew rate);

B, β — статический и дифференциальный коэффициенты передачи тока базы;

$I_к$, $I_б$, $I_э$ — токи коллектора, базы, эмиттера;

$U_{бэ}$, $U_{кэ}$ — напряжения база–эмиттер и коллектор–эмиттер;

$U_п$ — напряжение питания; $U_{вх}$, $U_{вых}$, $U_г$ — входное и выходное напряжения, напряжение генератора; $R_к$, $R_э$, $R_б$, $R_г$, $R_н$ — сопротивления в цепях коллектора, эмиттера, базы, генератора и нагрузки (на схемах им соответствуют позиционные обозначения R1, R2, …, указанные в тексте);

$U_T = kT/q$ — температурный потенциал (≈ 26 мВ при 300 К);

U_A — напряжение Эрли;

S (g_m) — крутизна транзистора;

$r_{бэ}$, $r_{кэ}$ — дифференциальные входное и выходное сопротивления транзистора; K — коэффициент усиления (передачи) по напряжению;

K_0 — собственный коэффициент усиления ОУ;

f_T — частота единичного усиления;

$f_н$, $f_в$ — нижняя и верхняя граничные частоты.

Введение

Функциональные узлы аналоговой электроники — усилительные каскады, источники тока, дифференциальные каскады, операционные усилители и схемы на их основе, выпрямители, детекторы, генераторы и стабилизаторы напряжения — составляют основу измерительных каналов, устройств сопряжения с датчиками и исполнительными механизмами, источников питания и формирователей сигналов систем контроля и управления. Несмотря на широкое применение цифровой обработки сигналов, практически любой канал измерения начинается с аналогового узла, преобразующего сигнал датчика к виду, пригодному для аналого-цифрового преобразования, и любая цифровая система нуждается в стабильном питании и тактовых сигналах. Поэтому умение рассчитать, смоделировать, собрать и отладить типовой аналоговый функциональный узел остаётся обязательной компетенцией инженера в области информатики и вычислительной техники [1–4].

Данное учебное пособие предназначено для студентов бакалавриата, изучающих дисциплину «Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления» и осваивающих сквозной цикл проектирования электронной аппаратуры, который включает:

1. Изучение принципа действия узла, модуля, прибора или системы, основанного на определённом физическом принципе.

2. Декомпозицию системы на модули, выполняющие определённые функции, и определение интерфейсов взаимодействия элементов системы.

3. Разработку схемотехники платы, узла, модуля, включая моделирование работы разрабатываемого элемента для снижения технических рисков.

4. Разработку конструкции системы и отдельных узлов с моделированием и обеспечением требуемых тепловых режимов работы аппаратуры.

5. Разработку топологии печатных узлов по данным, полученным от разработчиков схемотехники и конструкторов, с моделированием работы узлов с учётом перекрёстных наводок, помех и шумов.

Применительно к дисциплине «Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления» необходимо рассматривать все перечисленные аспекты разработки, поскольку на каждом этапе используются свои методы решения задач. Лабораторный практикум сосредоточен на третьем этапе — схемотехническом проектировании, но в нём затрагиваются и вопросы, относящиеся к остальным этапам: выбор режимов работы компонентов, тепловой расчёт, влияние монтажа на работу схемы.

Пособие содержит девять глав. В главе 1 изложены общие требования к выполнению, оформлению и защите лабораторных работ, правила техники безопасности, сведения об измерительном оборудовании и методиках измерений, основы обработки результатов измерений и моделирования в среде Micro-Cap. Главы 2–9 содержат описания восьми лабораторных работ, расположенных в порядке усложнения изучаемых узлов: транзисторные усилительные каскады с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой (глава 2, работа № 1); каскодный усилитель, дифференциальный каскад и комплементарный повторитель (глава 3, работа № 2); основные схемы включения операционного усилителя (глава 4, работа № 3); источники тока и токовые зеркала (глава 5, работа № 4); измерительные выпрямители и пиковые детекторы (глава 6, работа № 5); релаксационные генераторы и одновибраторы (глава 7, работа № 6); линейные стабилизаторы напряжения (глава 8, работа № 7); измерительный канал с мостовым датчиком, инструментальным усилителем и активным фильтром, в котором изученные узлы объединяются в законченное устройство системы контроля (глава 9,

работа № 8). Каждое описание содержит цель работы, теоретические сведения, пример предварительного расчёта, порядок выполнения работы, требования к отчёту, контрольные вопросы и дополнительные задания повышенной сложности. В приложениях приведены справочные данные используемых компонентов, образец оформления титульного листа отчёта и исходные данные для моделирования в Micro-Cap; в конце пособия помещён предметный указатель.

В результате выполнения практикума студент должен:

– знать принцип действия, основные расчётные соотношения и области применения типовых функциональных узлов аналоговой электроники;

– уметь выполнять инженерный расчёт режимов и основных параметров функциональных узлов, моделировать их работу в среде схемотехнического моделирования и интерпретировать результаты моделирования;

– владеть навыками макетирования и отладки электронных схем, работы с лабораторными измерительными приборами, обработки и представления результатов измерений.

Для изучения материала пособия необходимы знания основ теории электрических цепей, физических основ электроники и схемотехники в объёме соответствующих дисциплин бакалавриата.

1 Организация лабораторного практикума и методика экспериментальных исследований

1.1 Цели, структура и содержание практикума

Практикум формирует навыки расчёта, моделирования и экспериментального исследования аналоговых функциональных узлов. Для макетируемых схем сопоставляют расчёт, модель и измерение; в работе № 4 основной формат — расчёт и моделирование, а макетирование выполняется дополнительно по указанию преподавателя. До занятия преподаватель фиксирует обязательный объём и выбранные макетные схемы; дополнительные задания выполняются отдельно от базовой части [5–7].

Последовательность лабораторных работ выстроена по принципу «от простого к сложному» и отражает иерархию функциональных узлов. Вначале изучаются одиночные усилительные каскады на биполярных транзисторах, затем каскодный и дифференциальный каскады и выходной комплементарный повторитель, т. е. основные функциональные узлы, используемые во многих классических структурах интегральных операционных усилителей (ОУ). После этого ОУ рассматривается как готовый «строительный блок»: изучаются основные линейные схемы его включения. Далее исследуются источники тока и токовые зеркала на транзисторах и на ОУ, которые являются необходимыми элементами интегральных схем, цепей смещения и питания датчиков, а затем нелинейные узлы обработки сигналов на ОУ (измерительные выпрямители и пиковые детекторы) и релаксационные генераторы. Далее изучаются линейные стабилизаторы напряжения, в которых используются практически все ранее изученные узлы: стабилитрон как источник опорного напряжения, эмиттерный повторитель как регулирующий элемент, ОУ как усилитель сигнала ошибки и источник тока как элемент цепи смещения. Завершает практикум обобщающая работа, в которой из мостовой измерительной схемы, инструментального усилителя и активного фильтра собирается и калибруется полный измерительный канал температуры —

типовой узел системы контроля и управления. Структура практикума приведена в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Состав лабораторного практикума

№ работы	Тема лабораторной работы	Глава	Макет	Моделирование
1	Транзисторные усилительные каскады с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой	2	+	+
2	Каскодный усилитель, дифференциальный каскад и комплементарный повторитель	3	+	+
3	Основные схемы включения операционного усилителя	4	+	+
4	Источники тока и токовые зеркала	5	–	+
5	Измерительные выпрямители и пиковые детекторы	6	+	+
6	Релаксационные генераторы и одновибраторы	7	+	+
7	Линейные стабилизаторы напряжения	8	+	+
8	Измерительный канал с мостовым датчиком, инструментальным усилителем и активным фильтром	9	+	+

В каждой работе приведены цель, теория, расчётный пример, задания, требования к отчёту и контрольные вопросы. Базовую часть составляют задания раздела «Порядок выполнения работы»; если в пункте явно указано выполнение по выбору преподавателя, обязательна только указанная основная форма исследования. Для работы № 2 моделируются все три узла и по указанию преподавателя макетируются два. Разделы «Дополнительные задания» относятся к расширенной части. Объём, распределение по занятиям и выбранные схемы преподаватель сообщает до подготовки расчёта; выводы отчёта должны соответствовать фактически выполненному объёму.

Перед выполнением практикума студент должен знать основы теории электрических цепей (законы Ома и Кирхгофа, метод эквивалентного генератора, комплексный метод расчёта цепей синусоидального тока), физические основы работы полупроводниковых диодов и транзисторов в объёме курсов «Электроника и электротехника» и «Схемотехника», уметь строить графики в логарифмическом масштабе и выполнять простейшую статистическую обработку результатов измерений.

1.2 Порядок выполнения, оформления и защиты лабораторных работ

1.2.1 Подготовка к лабораторной работе

Подготовка к лабораторной работе выполняется самостоятельно до начала занятия и включает:

1. Изучение теоретического раздела описания работы и рекомендованной литературы.

2. Выполнение предварительного расчёта параметров исследуемых схем (режимов по постоянному току, коэффициентов усиления, граничных частот, параметров генерируемых сигналов и т. п.) для номиналов элементов, приведённых на схемах или выданных преподавателем.

3. Подготовку таблиц для записи результатов измерений с указанием единиц физических величин и ожидаемых (расчётных) значений.

4. Подготовку файлов схем для моделирования в среде Micro-Cap.

Студент, не выполнивший предварительный расчёт, к работе с макетом не допускается и выполняет в течение занятия только моделирование.

1.2.2 Выполнение работы

Лабораторная работа выполняется бригадой из двух–трёх студентов. Распределение обязанностей внутри бригады (сборка макета, проведение измерений, моделирование, ведение протокола) рекомендуется менять от работы к работе так, чтобы каждый студент освоил все виды деятельности. Результаты измерений заносятся в протокол непосредственно в ходе эксперимента; осциллограммы сохраняются в виде снимков экрана (на USB-накопитель или с помощью программного обеспечения осциллографа). В конце занятия протокол предъявляется преподавателю.

Порядок проведения эксперимента с макетом во всех работах одинаков: сборка макета при выключенных источниках; проверка правильности монтажа

по принципиальной схеме; установка напряжений и ограничения тока источника питания до подключения к макету; подключение питания и контроль режима по постоянному току; подача входного сигнала и проведение измерений; выключение питания перед любыми изменениями в схеме.

1.2.3 Оформление отчёта

Отчёт оформляется одним на бригаду в электронном виде (формат PDF) и должен содержать:

– титульный лист с названием лабораторной работы, номером группы и фамилиями студентов бригады (образец приведён в приложении Б);

– цель работы;

– принципиальные схемы исследуемых узлов с номиналами элементов, оформленные в соответствии с требованиями ЕСКД [8–11];

– формулировку задачи по каждому пункту задания;

– результаты предварительного расчёта;

– таблицы и графики результатов измерений и моделирования с достаточным для понимания количеством комментариев;

– сравнение результатов расчёта, моделирования и эксперимента с оценкой расхождения;

– выводы по каждому пункту работы и общий вывод.

Страницы отчёта нумеруются. Каждый рисунок и каждая таблица должны быть пронумерованы и подписаны; на графиках обязательно указываются обозначения и единицы величин, откладываемых по осям. На снимках экрана осциллографа должны быть видны коэффициенты отклонения каналов и коэффициент развёртки либо результаты автоматических измерений. Структура и правила оформления отчёта в целом соответствуют ГОСТ 7.32–2017 [12].

Имя файла отчёта формируется по шаблону «Группа_Лаб.N_Фамилия1-Фамилия2-Фамилия3», например «БИВ251_Лаб.3_Иванов-Петров-Сидоров.pdf».

1.2.4 Защита и оценивание лабораторных работ

Оценка за лабораторную работу выставляется после сдачи отчёта и защиты работы. Выполнение работы производится бригадой, защита — индивидуально каждым студентом. Отчёт сдаётся не позднее двух недель после даты выполнения работы по расписанию.

Базовая оценка защиты составляет от 0 до 8 баллов и выставляется по ответам студента: 8 баллов — правильные и полные ответы на контрольные вопросы и вопросы по отчёту; за каждый вопрос с неполным ответом базовая оценка уменьшается на 1 балл, за каждый вопрос без ответа или с существенной ошибкой — на 2 балла. За ответы повышенной сложности или выполненные дополнительные задания преподаватель может начислить до 2 дополнительных баллов; основания начисления фиксируются отдельно.

Из полученной суммы вычитаются штрафы за отчёт; каждый недостаток относится только к одной из следующих категорий:

– незначительные замечания к отчёту (опечатки, неточности в подписях рисунков, отсутствие единиц величин на отдельных графиках) — 1 балл за каждое, но не более 2 баллов;

– существенные замечания (ошибки в расчётах или выводах, отсутствие обязательного пункта отчёта, расхождение результатов без анализа причин) — 2 балла за каждое, но не более 4 баллов;

– небрежное оформление отчёта в целом (несоответствие требованиям подраздела 1.2.3) — 1 балл;

– несоответствие имени файла отчёта установленному шаблону — 1 балл;

– нарушение срока сдачи отчёта — 1 балл за каждую начатую неделю задержки, но не более 4 баллов.

Итоговая оценка равна базовой оценке плюс дополнительные баллы минус сумма штрафов; результат ограничивается диапазоном от 0 до 10 баллов. Один и тот же недостаток учитывается только в одной категории. Порядок учёта оценок лабораторных работ в итоговой оценке дисциплины определяется её опубликованными правилами.

1.3 Требования безопасности при выполнении лабораторных работ

Исследуемые в практикуме схемы питаются безопасным низким напряжением (не более ±15 В), однако измерительные приборы и источники питания подключаются к сети переменного тока напряжением 220 В. Поэтому при выполнении работ необходимо соблюдать общие требования электробезопасности [13] и правила внутреннего распорядка лаборатории:

1. К выполнению работ допускаются студенты, прошедшие инструктаж по технике безопасности, что подтверждается подписью в журнале инструктажа.

2. Перед началом работы необходимо убедиться в исправности сетевых кабелей, вилок и корпусов приборов. Запрещается пользоваться приборами с повреждённой изоляцией.

3. Сборку, разборку и любые изменения в схеме макета разрешается выполнять только при выключенных источниках питания и сигнала.

4. Перед подключением источника питания к макету необходимо установить требуемое выходное напряжение и ограничение тока (как правило, 50–100 мА для маломощных схем практикума).

5. Запрещается касаться выводов мощных транзисторов, резисторов и стабилизаторов во время работы и сразу после выключения: их температура может превышать 70 °C.

6. При появлении запаха гари, дыма или нагреве компонентов необходимо немедленно выключить питание и сообщить преподавателю.

7. Запрещается оставлять включённые приборы без присмотра, загромождать рабочее место посторонними предметами, принимать пищу и напитки на рабочем месте.

8. По окончании работы необходимо выключить приборы, разобрать макет, сдать компоненты и привести рабочее место в порядок.

При выполнении монтажа пайкой дополнительно необходимо соблюдать следующие требования:

Паяльник в перерывах между пайками должен находиться на штатной подставке; запрещается касаться жала и нагретых частей паяльника, температура которых достигает 400 °C.

Пайку выполнять при работающей вытяжной вентиляции, не наклоняясь над местом пайки и не вдыхая пары флюса.

При откусывании выводов и удалении припоя использовать защитные очки и удерживать отрезаемый вывод, чтобы он не отлетел.

Запрещается паять схему, находящуюся под напряжением; перед пайкой отключить от макета источник питания и генератор.

По окончании работы выключить паяльную станцию и вымыть руки с мылом, поскольку припой может содержать свинец.

Следует также соблюдать правила, предохраняющие от повреждения сами компоненты. Полярность включения электролитических конденсаторов, диодов и микросхем должна строго соответствовать схеме; переполюсовка питания операционного усилителя или таймера, как правило, приводит к выходу микросхемы из строя. Напряжение на входах ОУ не должно выходить за пределы напряжений питания. Ток через светодиоды и стабилитроны всегда ограничивается резистором.

1.4 Лабораторное оборудование и его использование

Типовое рабочее место для выполнения лабораторных работ (рисунок 1.1) включает лабораторный источник питания, генератор сигналов, двухканальный цифровой осциллограф, цифровой мультиметр, беспаечную макетную плату или макетную плату для монтажа пайкой (в последнем случае — также паяльную станцию и монтажный инструмент), набор компонентов и персональный компьютер с установленной средой схемотехнического моделирования. Общие провода («земли») всех приборов и макета соединяются в одной точке, как правило, на шине общего провода макетной платы.

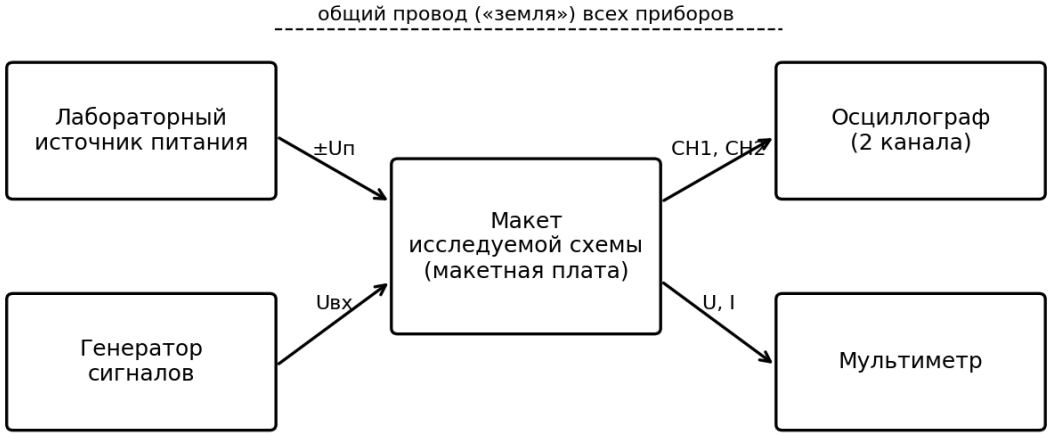


Рисунок 1.1 – Структурная схема рабочего места

1.4.1 Лабораторный источник питания

Лабораторный источник питания имеет обычно два независимых регулируемых канала и, иногда, третий канал с фиксированным напряжением 5 В. Каждый канал может работать в режиме стабилизации напряжения (CV, constant voltage) или в режиме стабилизации тока (CC, constant current). Переход из первого режима во второй происходит автоматически, когда ток нагрузки достигает установленного предела; при этом выходное напряжение уменьшается, а на передней панели загорается индикатор CC. Перед подключением макета необходимо установить требуемое напряжение и

ограничить ток значением, немного превышающим ожидаемый ток потребления схемы. Срабатывание ограничения тока сразу после подключения макета является надёжным признаком ошибки монтажа (короткого замыкания, неправильной полярности или неверного включения компонента).

Для питания схем на операционных усилителях обычно требуется двухполярное напряжение (например, ±12 В). Его получают последовательным соединением двух независимых каналов: отрицательный вывод первого канала соединяют с положительным выводом второго, и эта точка становится общим проводом схемы. Положительный вывод первого канала даёт напряжение +Uп, отрицательный вывод второго канала — напряжение −Uп. Многие источники имеют режим автоматического слежения (TRACKING), в котором регулировка напряжения одного канала автоматически повторяется во втором.

1.4.2 Генератор сигналов

Генератор сигналов (функциональный генератор) формирует синусоидальные, прямоугольные, треугольные и импульсные сигналы с регулируемой частотой, амплитудой и постоянной составляющей (смещением, offset). Следует различать амплитуду U_m, размах (двойную амплитуду, peak-to-peak) $U_{\text{p-p}} = 2U_m$ и действующее значение $U = U_m/\sqrt{2}$ синусоидального сигнала: в разных моделях генераторов на индикаторе может отображаться любая из этих величин.

Выходное сопротивление большинства генераторов составляет 50 Ом. Индикация амплитуды в генераторе обычно рассчитана на согласованную нагрузку 50 Ом, поэтому при работе на высокоомную нагрузку (вход усилителя, вход осциллографа) фактическое напряжение на выходе генератора будет вдвое больше индицируемого. Чтобы избежать этой ошибки, следует установить в настройках генератора режим высокоомной нагрузки

(High Z) либо всегда контролировать входной сигнал схемы осциллографом. Второй канал осциллографа при исследовании усилителей обязательно подключается ко входу схемы, и именно по нему, а не по показаниям генератора, определяется входное напряжение.

Постоянная составляющая сигнала генератора используется в практикуме для установки рабочей точки транзисторных каскадов с непосредственной связью: напряжение смещения задаёт ток покоя транзистора, а переменная составляющая является усиливаемым сигналом.

1.4.3 Осциллограф

Цифровой осциллограф является основным измерительным прибором практикума. Для правильного использования осциллографа необходимо понимать назначение его основных органов управления.

Коэффициент отклонения канала (В/дел) выбирается так, чтобы изображение сигнала занимало по вертикали не менее половины экрана: это повышает точность как визуальных, так и автоматических измерений. Коэффициент развёртки (с/дел) выбирается так, чтобы на экране помещалось два–пять периодов сигнала.

Режим связи по входу DC позволяет наблюдать сигнал вместе с постоянной составляющей, режим AC отсекает постоянную составляющую разделительным конденсатором. Режим AC удобен для наблюдения малой переменной составляющей на фоне большого постоянного напряжения (например, переменного напряжения на коллекторе транзистора), однако на частотах ниже 10 Гц он вносит заметную погрешность. Измерение режимов по постоянному току выполняется только в режиме DC.

Измерительные щупы осциллографа имеют, как правило, переключаемый делитель 1:1 / 1:10. Положение делителя должно совпадать с установкой коэффициента ослабления щупа в меню канала, иначе показания будут отличаться в 10 раз. Щуп в режиме 1:10 имеет входное сопротивление

10 МОм и входную ёмкость порядка 10–15 пФ и мало нагружает исследуемую цепь; в режиме 1:1 ёмкость щупа достигает 100 пФ и более, что может исказить работу высокоомных и высокочастотных узлов. Перед измерениями щуп в режиме 1:10 следует скомпенсировать по калибровочному сигналу прямоугольной формы. Общий провод («земля») щупа соединён через корпус осциллографа с защитным заземлением сети, поэтому его подключают только к общему проводу исследуемой схемы. Подключение «земли» щупа к точке с ненулевым потенциалом (например, к выходу источника питания или к эмиттеру транзистора) замыкает эту точку на землю через осциллограф и может вывести из строя схему, источник или щуп. Напряжение между двумя точками, не соединёнными с общим проводом, измеряют двумя каналами с помощью математической функции CH1 − CH2.

Для получения устойчивого изображения настраивается синхронизация (запуск развёртки): источник синхронизации (обычно канал, на который подан входной сигнал схемы), тип запуска (по фронту), направление фронта и уровень запуска. При исследовании одиночных импульсов используется ждущий (Normal) или однократный (Single) режим запуска.

Современные цифровые осциллографы позволяют выполнять автоматические измерения амплитуды, размаха, среднего и действующего значений, частоты, периода, длительностей фронтов и импульсов, а также курсорные измерения. Математические функции (разность каналов CH1 − CH2, быстрое преобразование Фурье) используются, например, при исследовании дифференциального каскада. Режим XY, в котором по горизонтали откладывается напряжение первого канала, а по вертикали — второго, позволяет непосредственно наблюдать передаточную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при подаче на вход медленно изменяющегося треугольного или синусоидального сигнала.

1.4.4 Цифровой мультиметр

Цифровой мультиметр применяется для измерения постоянных напряжений и токов в режиме покоя, сопротивлений резисторов перед установкой в макет и проверки целостности соединений (режим «прозвонки»). Режим измерения переменного напряжения у большинства недорогих мультиметров рассчитан на синусоидальный сигнал частотой 50 Гц и при несинусоидальных сигналах или частотах выше нескольких сотен герц даёт значительную погрешность, поэтому переменные сигналы в практикуме измеряются осциллографом.

При измерении тока мультиметр включается в разрыв цепи; при этом его внутреннее сопротивление (шунт) может изменить режим схемы. При измерении напряжения щупы подключаются параллельно участку цепи. Переключение режимов мультиметра при подключённых щупах недопустимо: подключение мультиметра в режиме измерения тока параллельно источнику напряжения приводит к перегоранию предохранителя прибора.

1.5 Макетирование электронных схем

1.5.1 Беспаечная макетная плата

Беспаечная макетная плата (breadboard) позволяет быстро собирать и изменять экспериментальные схемы без пайки. Плата (рисунок 1.2) содержит рабочее поле из гнёзд с шагом 2,54 мм, сгруппированных в вертикальные группы по пять гнёзд, электрически соединённых между собой внутренней контактной пластиной. Две половины рабочего поля разделены продольным желобком, через который устанавливаются микросхемы в корпусе DIP, так что каждый вывод микросхемы попадает в свою группу гнёзд. По краям платы расположены длинные шины, предназначенные для подведения напряжений питания и общего провода. На некоторых платах шины разорваны посередине; наличие разрыва необходимо проверить мультиметром перед началом работы.

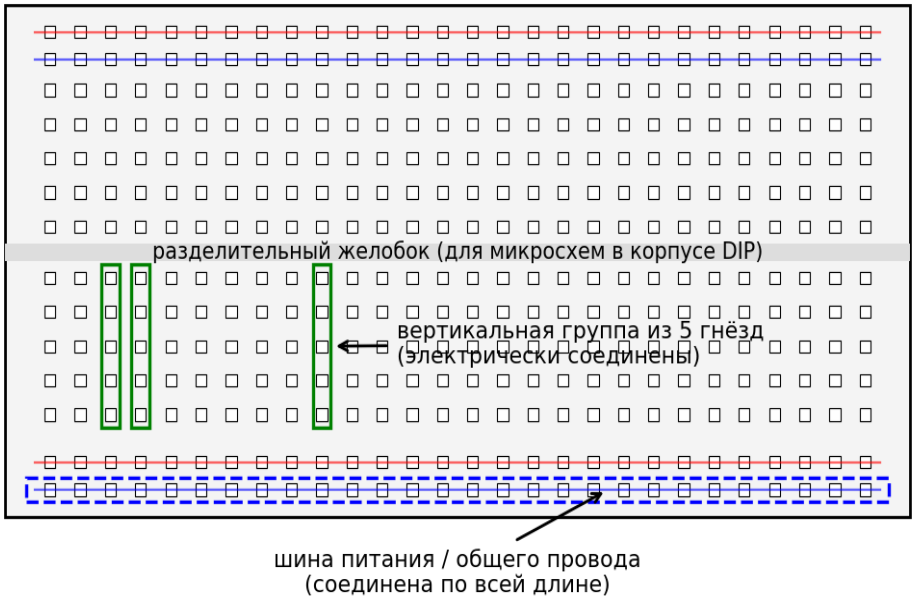


Рисунок 1.2 – Организация соединений беспаечной макетной платы

1.5.2 Монтаж на макетной плате для пайки

Наряду с беспаечными макетными платами в практикуме допускается и рекомендуется монтаж исследуемых схем пайкой на универсальных макетных платах. Такие платы изготавливаются из стеклотекстолита толщиной 1–1,5 мм с отверстиями, расположенными с шагом 2,54 мм, и выпускаются в двух основных вариантах (рисунок 1.3): с отдельными металлизированными контактными площадками вокруг каждого отверстия и с токопроводящими полосками, объединяющими отверстия одного ряда. Выпускаются также платы, рисунок дорожек которых повторяет организацию соединений беспаечной макетной платы, что позволяет перенести на них отлаженную схему без изменения расположения компонентов.

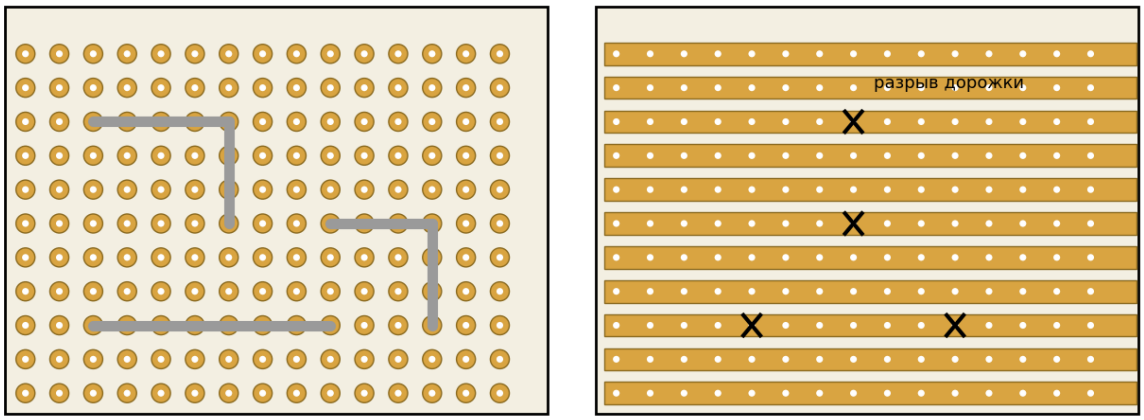


Рисунок 1.3 – Макетные платы для монтажа пайкой

Монтаж пайкой требует больше времени, чем сборка на беспаечной плате, и затрудняет внесение изменений, однако имеет ряд существенных преимуществ: надёжные соединения с малым переходным сопротивлением, не подверженные случайному нарушению при подключении щупов; меньшие паразитные ёмкости и индуктивности монтажа, что важно для быстродействующих узлов, генераторов и схем с высоким коэффициентом усиления; возможность использования изготовленного узла в курсовом проекте или в составе стенда. Монтаж пайкой рекомендуется для схем, которые не будут изменяться в ходе работы, в частности для измерительного канала лабораторной работы № 8, а также в случаях, когда на беспаечной плате не удаётся добиться устойчивой работы схемы.

Для монтажа пайкой необходимы: паяльная станция с регулировкой температуры жала (рабочая температура 300–350 °C для оловянно-свинцового припоя и 350–380 °C для бессвинцового), подставка для паяльника, припой диаметром 0,5–1 мм с канифольным флюсом, жидкий безотмывочный флюс, оплётка или оловоотсос для удаления припоя, бокорезы, пинцет, монтажный провод в изоляции и лупа для контроля качества паек.

Монтаж выполняется в следующем порядке:

Разработать эскиз размещения компонентов на плате в масштабе сетки 2,54 мм, повторяющий по возможности расположение элементов на принципиальной схеме; на плате с полосками отметить места разрыва дорожек.

Установить компоненты со стороны, противоположной контактным площадкам, начиная с низкопрофильных (резисторов, диодов), затем панели под микросхемы, конденсаторы и транзисторы. Микросхемы рекомендуется устанавливать в панели, а не впаивать непосредственно.

Пропаять выводы, прогревая одновременно вывод и площадку в течение 1–3 с; полупроводниковые приборы паять не дольше 3 с, при необходимости отводя тепло пинцетом, удерживающим вывод между корпусом и местом пайки.

Выполнить соединения отрезками выводов компонентов или монтажным проводом; на плате с полосками разорвать дорожки сверлом или ножом в отмеченных местах. Цепи питания и общего провода выполнять проводом увеличенного сечения.

Обрезать выводы на высоте 1–1,5 мм над пайкой и удалить остатки флюса.

Проверить монтаж визуально и с помощью мультиметра в режиме прозвонки: отсутствие замыканий между соседними площадками и полосками, наличие всех соединений по схеме, отсутствие замыкания цепей питания на общий провод.

Качественная пайка имеет гладкую блестящую поверхность и вогнутую форму галтели, припой равномерно смачивает вывод и площадку. Матовая зернистая поверхность («холодная» пайка), шарообразная капля припоя или трещина вокруг вывода свидетельствуют о дефекте, который необходимо исправить повторным прогревом с добавлением флюса. Перед подачей

питания на впервые собранную паяную плату обязательно устанавливается ограничение тока источника питания, как указано в подразделе 1.3.

1.5.3 Общие правила сборки и отладки макета

При сборке макета — как на беспаечной плате, так и с применением пайки — рекомендуется соблюдать следующие правила, существенно сокращающие время отладки:

1. Перед сборкой разместить компоненты на плате так, чтобы взаимное расположение элементов повторяло принципиальную схему: вход слева, выход справа, шина положительного питания сверху, общий провод снизу.

2. Использовать единую цветовую маркировку проводников: красный — положительное питание, синий или чёрный — общий провод, другие цвета — сигнальные цепи.

3. Делать соединения как можно более короткими; не прокладывать длинные петли проводов, особенно во входных цепях усилителей и в цепях обратной связи.

4. Выводы компонентов укорачивать до необходимой длины и не допускать их соприкосновения.

5. Проверить номиналы резисторов мультиметром или по цветовой маркировке, а цоколёвку транзисторов и микросхем — по справочным данным (приложение А).

6. Установить блокировочные конденсаторы ёмкостью 0,1 мкФ между выводами питания каждой микросхемы и общим проводом в непосредственной близости от микросхемы. Без них схемы на ОУ могут самовозбуждаться.

7. Проверить собранную схему по принципиальной схеме, отмечая каждое проверенное соединение.

Отладку макета следует начинать с проверки режима по постоянному току при отсутствии входного сигнала. Напряжения на выводах транзисторов и микросхем измеряются мультиметром относительно общего провода и сравниваются с результатами предварительного расчёта. Типичными признаками неисправностей являются: напряжение коллектора, равное напряжению питания, — транзистор закрыт (обрыв в цепи базы, перепутаны выводы); напряжение коллектор–эмиттер менее 0,3 В — транзистор насыщен; выходное напряжение ОУ, равное напряжению питания, — разрыв цепи отрицательной обратной связи или неверная полярность входов. Только после того как режим по постоянному току соответствует расчёту, на вход подаётся сигнал и выполняются динамические измерения [14].

1.6 Методики измерения основных характеристик функциональных узлов

1.6.1 Режим по постоянному току

Режим по постоянному току (режим покоя, рабочая точка) характеризуется постоянными токами и напряжениями элементов схемы в отсутствие входного сигнала. Для транзисторного каскада он определяется напряжениями на коллекторе, базе и эмиттере транзистора относительно общего провода; ток коллектора удобно находить косвенно — по падению напряжения на резисторе в цепи коллектора или эмиттера, не разрывая цепь. Правильный выбор рабочей точки обеспечивает максимальный неискажённый размах выходного сигнала: для каскадов, работающих в режиме класса А, напряжение покоя на выходе выбирают примерно посередине линейного участка передаточной характеристики.

1.6.2 Передаточная характеристика

Передаточная (амплитудная) характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ описывает зависимость выходного напряжения от входного в статическом режиме. Её можно снять по точкам, изменяя постоянное входное напряжение и измеряя

выходное мультиметром, или наблюдать на осциллографе в режиме XY, подав на вход сигнал треугольной формы низкой частоты (10–100 Гц) с размахом, перекрывающим весь интересующий диапазон. В среде моделирования передаточная характеристика строится с помощью анализа по постоянному току (DC-анализа). По передаточной характеристике определяются границы линейного участка, напряжения, соответствующие отсечке и насыщению, и коэффициент усиления как наклон линейного участка.

1.6.3 Коэффициент усиления

Коэффициент усиления по напряжению K_U определяется как отношение размахов (или амплитуд) выходного и входного синусоидальных сигналов, измеренных одновременно двумя каналами осциллографа (рисунок 1.4):

$$K_U = \frac{U_{\text{вых.р-р}}}{U_{\text{вх.р-р}}}.$$

Для инвертирующих каскадов (например, каскада с общим эмиттером) выходной сигнал сдвинут по фазе на 180° относительно входного, что отражается знаком минус в выражении для коэффициента усиления. Коэффициент усиления часто выражают в децибелах: $K_{\text{дБ}} = 20\lg|K_U|$. Измерение выполняется на средней частоте полосы пропускания (обычно 1 кГц) при амплитуде входного сигнала, при которой выходной сигнал ещё не искажён. Отсутствие искажений контролируется визуально по форме выходного сигнала; более строгим критерием служит малый уровень высших гармоник в спектре, наблюдаемом с помощью функции быстрого преобразования Фурье осциллографа.

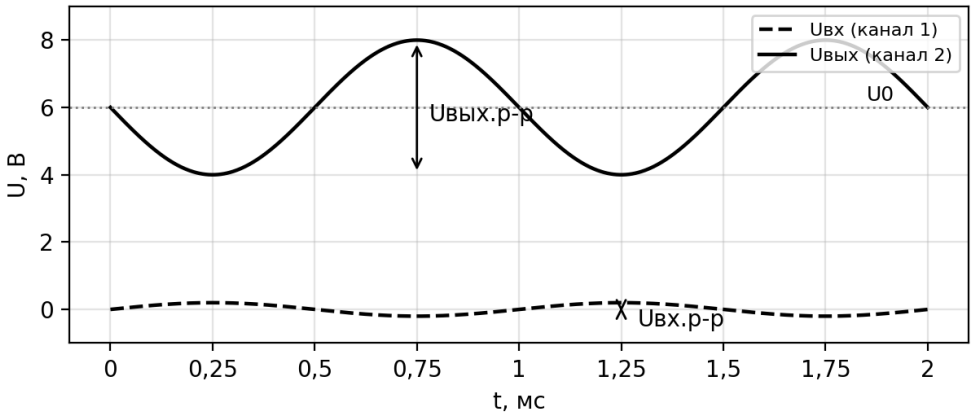


Рисунок 1.4 – Определение коэффициента усиления по осциллограммам входного и выходного сигналов инвертирующего каскада

1.6.4 Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты синусоидального входного сигнала, фазочастотная характеристика (ФЧХ) — зависимость фазового сдвига между выходным и входным сигналами от частоты. АЧХ строится в логарифмическом масштабе по оси частот, а коэффициент усиления откладывается в децибелах (рисунок 1.5). Граничными частотами $f_н$ и $f_в$ называют частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) по сравнению со значением K_0 на средних частотах; их разность определяет полосу пропускания $П = f_в - f_н$.

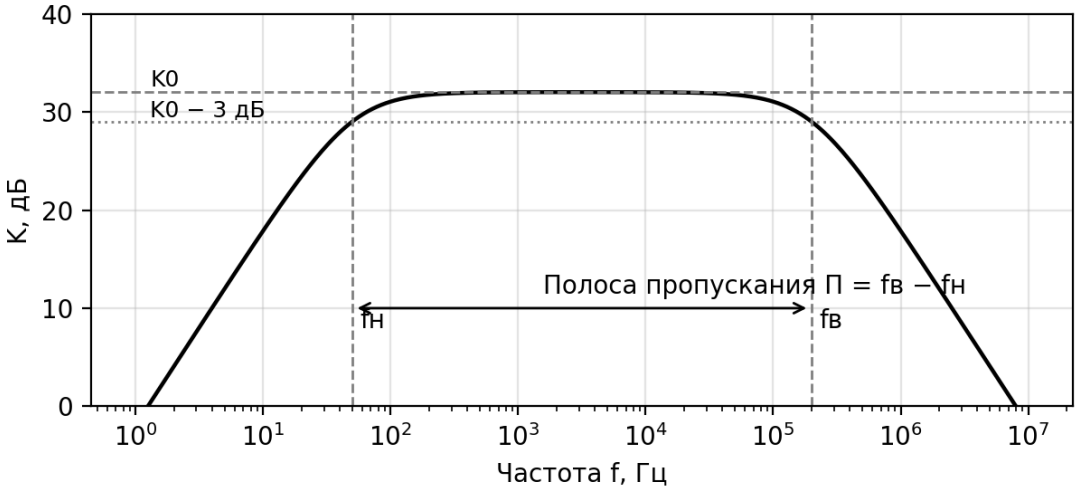


Рисунок 1.5 – Амплитудно-частотная характеристика усилителя и определение полосы пропускания

Для экспериментального снятия АЧХ поддерживают постоянной амплитуду входного сигнала и измеряют амплитуду выходного сигнала на ряде частот. Частоты удобно выбирать равномерно в логарифмическом масштабе, например по ряду 1–2–5: 100 Гц, 200 Гц, 500 Гц, 1 кГц, 2 кГц, 5 кГц и т. д. В окрестности граничных частот измерения проводят чаще. Граничные частоты удобно определять непосредственно: установив на средней частоте выходной размах, соответствующий целому числу делений, изменяют частоту до тех пор, пока размах не уменьшится до 0,707 исходного значения. Фазовый сдвиг измеряется по временной задержке Δt между одноимёнными переходами сигналов через нуль: $\varphi = 360^\circ \cdot \Delta t / T$, где T — период сигнала. На граничной частоте однозвенной RC-цепи фазовый сдвиг составляет 45°.

В среде моделирования АЧХ и ФЧХ строятся с помощью анализа в частотной области (AC-анализа), который выполняется для линеаризованной в рабочей точке схемы. Следует помнить, что результаты AC-анализа не зависят от амплитуды входного сигнала и не отражают нелинейных искажений и ограничения сигнала; для их исследования используется анализ переходных процессов.

1.6.5 Входное и выходное сопротивления

Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ определяет нагрузку, которую узел создаёт для источника сигнала. Для его измерения между генератором и входом схемы включают добавочный резистор $R_{\text{д}}$ известного сопротивления (близкого к ожидаемому значению $R_{\text{вх}}$) и измеряют амплитуды напряжения U_1 на выходе генератора и U_2 непосредственно на входе схемы. Тогда

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{д}} \frac{U_2}{U_1 - U_2}.$$

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ характеризует зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. Оно определяется по изменению выходного

напряжения при подключении нагрузки: если $U_{\text{хх}}$ — амплитуда выходного напряжения на холостом ходу, а $U_{\text{н}}$ — при подключённой нагрузке $R_{\text{н}}$, то

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{н}}\left(\frac{U_{\text{хх}}}{U_{\text{н}}} - 1\right).$$

Измерения выполняются на переменном токе средней частоты через разделительный конденсатор достаточно большой ёмкости, чтобы не нарушить режим покоя схемы. Амплитуда сигнала должна быть настолько малой, чтобы схема оставалась в линейном режиме.

1.6.6 Параметры импульсных сигналов

При исследовании генераторов и формирователей импульсов измеряются период T и частота $f = 1/T$, длительность импульса $t_{\text{и}}$, длительность паузы, скважность $Q = T/t_{\text{и}}$ (или обратная ей величина — коэффициент заполнения $D = t_{\text{и}}/T$), амплитуда импульса, длительности фронта и среза. Длительность фронта (среза) отсчитывается между уровнями 0,1 и 0,9 амплитуды импульса, длительность импульса — на уровне 0,5 амплитуды. Для симметричного прямоугольного сигнала (меандра) $Q = 2$, $D = 50\ \%$.

1.7 Обработка результатов измерений и оценка погрешностей

Результат любого измерения содержит погрешность, и отчёт по лабораторной работе должен содержать её оценку, хотя бы приближённую. Различают погрешности прямых измерений, при которых искомое значение величины считывается непосредственно с прибора, и косвенных измерений, при которых искомая величина вычисляется по результатам прямых измерений других величин (например, коэффициент усиления по измеренным амплитудам) [15, 16].

Для прямого однократного измерения погрешность определяется по метрологическим характеристикам прибора. Для цифрового мультиметра предел допускаемой основной погрешности обычно задаётся в виде $\Delta =$

$\pm(a\,\% \cdot X + n \cdot$ е.м.р.), где X — показание прибора, е.м.р. — единица младшего разряда. Для цифрового осциллографа погрешность измерения напряжения по вертикальному каналу составляет обычно 2–3 % от полной шкалы, поэтому сигнал должен занимать возможно большую часть экрана.

При многократных измерениях величины x результат представляют средним арифметическим $\bar{x}$ и оценивают его случайную погрешность с помощью среднего квадратического отклонения среднего [17]:

$$\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i\,, \qquad S_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}}.$$

Доверительные границы случайной погрешности при доверительной вероятности P равны $\varepsilon = t_P S_{\bar{x}}$, где t_P — коэффициент Стьюдента, зависящий от числа измерений n (при $P = 0{,}95$ и $n = 5$ коэффициент $t_P = 2{,}78$; при $n = 10$ — $t_P = 2{,}26$).

Для косвенного измерения y = f(x1, …, xm) необходимо различать пределы погрешности и стандартные неопределённости. При независимых стандартных неопределённостях u(xj), малых изменениях аргументов и коэффициентах чувствительности cj = ∂f/∂xj суммарная стандартная неопределённость равна:

$$u_c(y) = \sqrt{\Sigma_{j=1\ldots m}(c_j u(x_j))^2}.$$

Если заданы только пределы ошибок Δxj, линейная предельная оценка имеет вид $\Delta y_{max} \approx \Sigma_{j=1\ldots m}\left|c_j\right|\Delta x_j$. Для отношения напряжений относительные стандартные неопределённости объединяются квадратично: два независимых вклада по 3 % дают 4,24 %. Если же 3 % — пределы ошибок, предельная оценка составляет около 6 %. При принятой прямоугольной модели распределения паспортного предела Δ стандартная неопределённость равна

$u = \Delta/\sqrt{3}$. Выбранную модель и коэффициент охвата указывают в отчёте; корреляцию измерений учитывают отдельно.

Окончательный результат округляется так, чтобы погрешность содержала одну–две значащие цифры, а последний разряд результата совпадал с последним разрядом погрешности, например $K_U = 9{,}6 \pm 0{,}4$.

Сравнение результатов расчёта, моделирования и эксперимента выполняется по относительному расхождению

$$\delta = \frac{X_{\text{эксп}} - X_{\text{расч}}}{X_{\text{расч}}} \cdot 100\ \%.$$

Расхождение оценивают с учётом неопределённости измерений, чувствительности результата к каждому номиналу и ограничений расчётной модели. Допуск резистора нельзя непосредственно считать допуском коэффициента усиления или другого результата. Разброс результата оценивают по коэффициентам чувствительности либо моделированием допусков. Причины превышения ожидаемого диапазона анализируют: нагрузка щупами, параметры реального транзистора, ошибки монтажа или неверные условия расчёта.

1.8 Схемотехническое моделирование в среде Micro-Cap

1.8.1 Общие сведения о программе

Micro-Cap (Microcomputer Circuit Analysis Program) — программа схемотехнического моделирования аналоговых и смешанных аналого-цифровых схем, разработанная компанией Spectrum Software [18]. Начиная с 2019 г. последняя версия программы Micro-Cap 12 распространяется свободно, что делает её удобным инструментом для учебных целей. Расчётное ядро программы совместимо с SPICE, поэтому в ней можно использовать модели компонентов, публикуемые производителями. Подробное описание программы на русском языке приведено в [19, 20]. Задания практикума можно

выполнить и в других SPICE-совместимых программах (LTspice, Qucs-S, ngspice): текстовые схемы и учебные модели из электронного комплекта (приложение В) записаны в стандартном синтаксисе SPICE, а макромодель ОУ — в синтаксисе PSpice, который эти программы поддерживают; названия видов анализа и порядок их настройки при этом отличаются от принятых в Micro-Cap.

Моделирование в практикуме выполняется до работы с макетом (для проверки предварительного расчёта и прогнозирования результатов) и после неё (для объяснения расхождений и исследования режимов, которые трудно или опасно воспроизвести на макете, например работы схемы при экстремальных температурах).

1.8.2 Подготовка схемы к моделированию

Схема вводится в графическом редакторе программы. Компоненты выбираются из меню Component или из библиотек; модели отечественных транзисторов (в том числе КТ3102А и КТ3107А) находятся в библиотеке SOVBIPOL, файлы которой размещены в системе SmartLMS. Каждая схема обязательно должна содержать элемент «земля» (Ground), относительно которого рассчитываются узловые потенциалы. Для каждого узла, к которому не подключено ни одного элемента, обеспечивающего путь для постоянного тока на землю, программа выдаёт сообщение об ошибке; типичный пример — узел между двумя конденсаторами.

Источники питания задаются батареями (Battery) или источниками постоянного напряжения, источники сигналов — генераторами синусоидального (Sine Source) или импульсного (Pulse Source) напряжения либо источником, описываемым формулой (V Source с параметрами SIN или PULSE). Параметры синусоидального источника SPICE-типа: постоянная составляющая (VO), амплитуда (VA), частота (FREQ). Для АС-анализа у источника сигнала задаётся также амплитуда малого сигнала (параметр AC),

обычно 1 В, тогда результат анализа непосредственно равен коэффициенту передачи.

Для удобства обработки результатов узлам, напряжения которых предполагается выводить на графики, присваиваются имена (например, In, Out, B, C), которые затем используются в выражениях для построения графиков: v(Out), v(In), i(R1) и т. п.

1.8.3 Основные виды анализа

Анализ переходных процессов (Transient Analysis) рассчитывает временные зависимости напряжений и токов. Основные параметры: конечное время расчёта (Time Range) и максимальный шаг (Maximum Time Step). Для получения гладких графиков максимальный шаг должен быть не более 1/50–1/100 периода самого высокочастотного сигнала. Анализ переходных процессов позволяет исследовать нелинейные режимы, ограничение сигнала, работу генераторов и выпрямителей.

Анализ в частотной области (AC Analysis) рассчитывает частотные характеристики линеаризованной схемы. Задаются диапазон частот (Frequency Range) в формате «верхняя частота, нижняя частота» и число точек. По оси частот выбирается логарифмический масштаб, по оси ординат выводятся модуль коэффициента передачи в децибелах — db(v(Out)) — и фаза — ph(v(Out)).

Анализ передаточных характеристик по постоянному току (DC Analysis) рассчитывает зависимости постоянных напряжений и токов от изменяемого постоянного напряжения источника (Variable 1). С его помощью строятся передаточные характеристики каскадов и вольт-амперные характеристики компонентов.

Режим Dynamic DC отображает узловые потенциалы и токи непосредственно на схеме и позволяет оперативно контролировать режим по постоянному току при изменении номиналов элементов.

Многовариантный анализ (Stepping) позволяет выполнить любой из перечисленных видов анализа для нескольких значений параметра (сопротивления резистора, ёмкости конденсатора, напряжения источника, параметра модели) и вывести семейство кривых на одном графике. Задаются изменяемый параметр (Step What), начальное, конечное значения и шаг (From, To, Step Value), а также закон изменения: линейный (Linear) или логарифмический (Log).

Температурный анализ выполняется заданием в окне параметров анализа значения или списка значений температуры (поле Temperature). Например, запись «−20, 27, 85» означает выполнение анализа при трёх температурах. Температурные зависимости параметров полупроводниковых приборов учитываются автоматически через параметры их моделей.

Статистический анализ (Monte Carlo) позволяет оценить влияние разброса параметров компонентов. Для его выполнения у компонентов задаются допуски (например, LOT=5% для резисторов), а в параметрах анализа — число испытаний и закон распределения.

1.8.4 Модель биполярного транзистора

Биполярный транзистор в SPICE-совместимых программах описывается моделью Гуммеля — Пуна, которая в простейшем случае сводится к модели Эберса — Молла. Основные параметры модели, определяющие поведение транзистора в схемах практикума, приведены в таблице 1.2. Значения параметров для конкретного транзистора можно просмотреть в окне свойств компонента; изменяя их, можно исследовать влияние отдельных физических эффектов (например, эффекта Эрли при изменении VAF).

Таблица 1.2 – Основные параметры SPICE-модели биполярного транзистора

Параметр	Обозначение в теории	Физический смысл
I_S	I_S	Ток насыщения (обратный ток) эмиттерного перехода
BF	B	Максимальный статический коэффициент передачи тока базы в нормальном режиме

Параметр	Обозначение в теории	Физический смысл
BR	B_R	Коэффициент передачи тока базы в инверсном режиме
VAF	U_A	Напряжение Эрли в нормальном режиме
IKF	—	Ток начала спада коэффициента передачи при высоком уровне инжекции
R_B, R_C, R_E	$r_б$, $r_к$, $r_э$	Объёмные сопротивления базы, коллектора и эмиттера
CJE, CJC	$C_э$, $C_к$	Барьерные ёмкости эмиттерного и коллекторного переходов при нулевом смещении
TF	τ_F	Время пролёта носителей через базу (определяет граничную частоту)
XTB	—	Температурный коэффициент коэффициента передачи тока
EG	Eg	Ширина запрещённой зоны (для кремния 1,11 эВ)

1.8.5 Рекомендации по моделированию и типичные ошибки

При моделировании следует придерживаться следующих рекомендаций:

1. Начинать с режима Dynamic DC и проверки рабочей точки; только после этого выполнять динамические виды анализа.

2. При анализе переходных процессов устанавливать время расчёта не менее нескольких периодов сигнала и отбрасывать начальный участок, на котором происходит установление режима (заряд разделительных конденсаторов).

3. Для генераторов задавать ненулевые начальные условия либо небольшую асимметрию схемы, иначе идеально симметричная модель может не возбудиться.

4. Сохранять результаты в виде графиков с подписанными осями; при сравнении с экспериментом выводить на один график расчётную и экспериментальную кривые.

Наиболее распространённые ошибки: отсутствие элемента «земля»; перепутанные выводы транзистора или неверная ориентация диода; несоответствие единиц измерения (в SPICE суффикс «M» означает «милли», а «MEG» — «мега», поэтому резистор «1M» имеет сопротивление 1 мОм, а не 1

МОм); слишком большой шаг расчёта, из-за которого графики приобретают ломаный вид; задание амплитуды сигнала вместо размаха и наоборот.

1.9 Контрольные вопросы

1) Из каких этапов состоит выполнение каждой лабораторной работы практикума и с какой целью выполняется сравнение результатов расчёта, моделирования и эксперимента?

2) Как получить двухполярное напряжение питания ±12 В с помощью двухканального лабораторного источника?

3) Почему напряжение на высокоомном входе схемы может вдвое превышать значение, установленное на генераторе сигналов?

4) В каких случаях используется связь по входу осциллографа AC, а в каких — DC?

5) Как с помощью осциллографа наблюдать передаточную характеристику узла?

6) Что такое граничная частота усилителя и как её определить экспериментально?

7) Как измерить входное и выходное сопротивления усилителя?

8) Как оценить погрешность косвенного измерения коэффициента усиления?

9) Для чего служат AC-, DC- и Transient-анализ в Micro-Cap? Чем результаты AC-анализа принципиально отличаются от результатов анализа переходных процессов?

10) Каким образом в Micro-Cap исследовать влияние номинала резистора и температуры на работу схемы?

2 Лабораторная работа № 1. Исследование транзисторных усилительных каскадов с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой

2.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний в части работы транзисторных каскадов, полученных в курсах «Электроника и электротехника», «Схемотехника», а также получение практических навыков изготовления и отладки макетов и использования измерительной аппаратуры и источников питания.

В ходе работы исследуются три основные схемы включения биполярного транзистора — с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ), а также влияние отрицательной обратной связи (ООС) по току и по напряжению на свойства каскада с ОЭ. Для каждой схемы определяются передаточная характеристика, положение рабочей точки, коэффициент усиления, амплитудно-частотная характеристика и температурная стабильность.

Для выполнения работы необходимы: n-p-n транзистор КТ3102А (цоколёвка приведена в приложении А), набор резисторов и конденсаторов в соответствии с исследуемыми схемами, беспаечная макетная плата или макетная плата для монтажа пайкой, лабораторный источник питания, генератор сигналов, двухканальный осциллограф и мультиметр.

2.2 Теоретические сведения

2.2.1 Основные параметры биполярного транзистора

Зависимость коллекторного тока биполярного транзистора $I_к$ от $U_{бэ}$ принято характеризовать крутизной S:

$$S = \frac{\partial I_к}{\partial U_{бэ}}, \text{при } U_{кэ} = const$$

Учитывая, что ток коллектора

$$I_{\text{к}} = I_S(T, U_{\text{кэ}})\, e^{U_{\text{бэ}}/U_T}$$

Получим

$$S = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{бэ}}} = \frac{I_S\, e^{U_{\text{бэ}}/U_T}}{U_T} = \frac{I_{\text{к}}}{U_T}$$

Зависимость тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер характеризуется дифференциальным выходным сопротивлением

$$r_{\text{кэ}} = \frac{\partial U_{\text{кэ}}}{\partial I_{\text{к}}} \quad \text{при } U_{\text{бэ}} = \text{const}$$

С высокой точностью это сопротивление обратно пропорционально току коллектора: $r_{\text{кэ}} = U_A/I_{\text{к}}$. Коэффициент пропорциональности U_A называется напряжением Эрли.

Входной ток транзистора ненулевой и для описания его входной цепи как нагрузки, соединенной с входным источником напряжения, вводят дифференциальное входное сопротивление:

$$r_{\text{бэ}} = \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial I_{\text{б}}}, \text{при } U_{\text{кэ}} = const$$

Оно определяется по входной характеристике $I_б = f(U_{бэ})$, описываемая экспоненциальной функцией. Коэффициент пропорциональности токов коллекторов и базы $B = I_к/I_б$ *называют* коэффициентом статического усиления по току. Но эта зависимость верна только в ограниченной области тока, потому что В зависит от $I_к$. Дифференциальный коэффициент усиления по току в рабочей точке определяется выражением

$$\beta = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{б}}}, \text{при } U_{\text{кэ}} = const$$

Зная коэффициент передачи тока β и крутизну S, можно рассчитать входное сопротивление $r_{\text{бэ}}$:

$$r_{\text{бэ}} = \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial I_{\text{б}}} = \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial I_{\text{к}}/\beta} = \frac{\beta}{S} = \frac{\beta U_T}{I_{\text{к}}}$$

Свойства транзистора как элемента схемы наглядно представляет семейство выходных характеристик $I_{\text{к}} = f(U_{\text{кэ}})$ при постоянных токах базы (рисунок 2.1). На семействе выделяются три области. В области отсечки (ток базы равен нулю) транзистор закрыт и ток коллектора пренебрежимо мал. В нормальной активной области ток коллектора определяется током базы, $I_{\text{к}} \approx BI_{\text{б}}$, и лишь слабо растёт с увеличением $U_{\text{кэ}}$ вследствие эффекта Эрли; наклон характеристик в этой области равен $1/r_{\text{кэ}} = I_{\text{к}}/U_A$. В области насыщения ($U_{\text{кэ}} < U_{\text{кэ.нас}} \approx 0{,}1 \ldots 0{,}3$ В) оба перехода транзистора смещены в прямом направлении, ток коллектора перестаёт зависеть от тока базы и определяется внешней цепью. В усилительных каскадах транзистор работает в нормальной активной области, в ключевых схемах — поочерёдно в областях отсечки и насыщения.

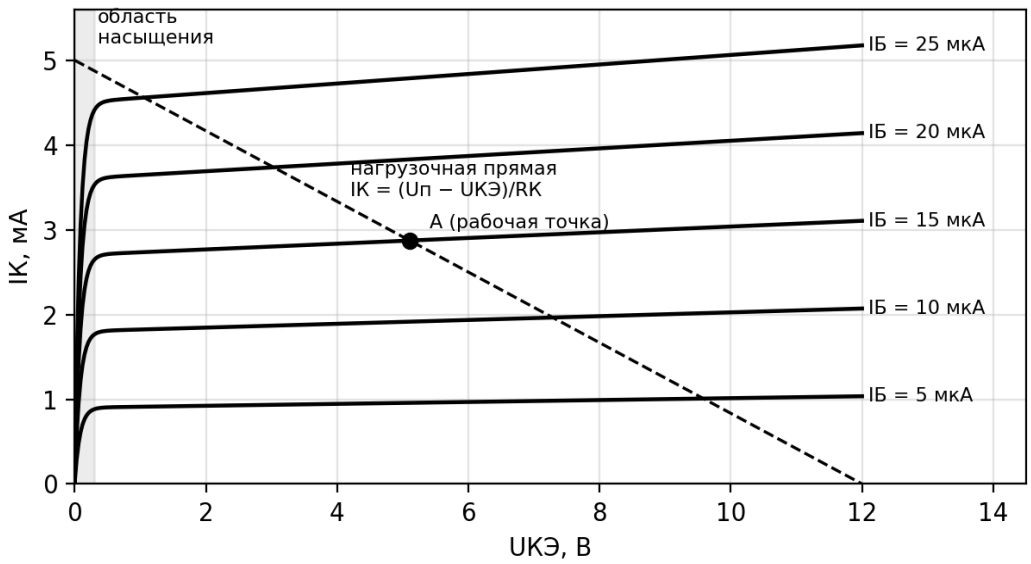


Рисунок 2.1 – Семейство выходных характеристик биполярного транзистора и нагрузочная прямая каскада с общим эмиттером

Для каскада с резистором $R_{\text{к}}$ в цепи коллектора напряжение коллектор–эмиттер и ток коллектора связаны уравнением нагрузочной прямой $U_{\text{кэ}} = U_{\text{п}} - I_{\text{к}}R_{\text{к}}$, которая пересекает оси в точках $U_{\text{кэ}} = U_{\text{п}}$ (транзистор закрыт) и $I_{\text{к}} = U_{\text{п}}/R_{\text{к}}$ (транзистор насыщен). Рабочая точка А лежит на пересечении

нагрузочной прямой с выходной характеристикой, соответствующей току базы покоя. Для получения максимального неискажённого размаха выходного сигнала рабочую точку выбирают примерно посередине участка нагрузочной прямой, лежащего в активной области, т. е. при $U_{\text{кэ}} \approx (U_{\text{п}} + U_{\text{кэ.нас}})/2$.

Важнейшим следствием экспоненциальной зависимости $I_{\text{к}}(U_{\text{бэ}})$ является то, что малосигнальные параметры транзистора определяются током покоя коллектора и практически не зависят от типа транзистора: при $I_{\text{к}} = 1$ мА и комнатной температуре крутизна $S = I_{\text{к}}/U_T \approx 38{,}7$ мА/В, а при $B = 200$ входное сопротивление $r_{\text{бэ}} = B/S \approx 5{,}2$ кОм. Это позволяет выполнять предварительный расчёт каскадов, не располагая подробными справочными данными транзистора.

2.2.2 Каскад с общим эмиттером

Характерным признаком схемы с ОЭ является то, что нагрузка располагается в коллекторной цепи транзистора. Схема каскада с общим эмиттером показана на рисунке 2.3, а. В формулах этого подраздела внутреннее сопротивление генератора $R_{\text{г}}$ — это резистор R1, коллекторный резистор $R_{\text{к}}$ — резистор R2.

Передаточная характеристика схемы с общим эмиттером. Чтобы получить передаточную характеристику (рисунок 2.2), измеряют выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ на коллекторе транзистора как функцию напряжения генератора $U_{\text{г}}$. При $U_{\text{г}} < 0{,}5$ В ток коллектора $I_{\text{к}}$ пренебрежимо мал и $U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} = 5$ В. При напряжении генератора от 0,5 до 0,72 В ток $I_{\text{к}}$ растёт вместе с $U_{\text{г}}$, а выходное напряжение убывает согласно $U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - I_{\text{к}}R_{\text{к}}$, т. е. транзистор находится в нормальном (активном) режиме. При $U_{\text{г}} > 0{,}72$ В транзистор насыщен и выходное напряжение равно напряжению насыщения $U_{\text{кэ.нас}}$.

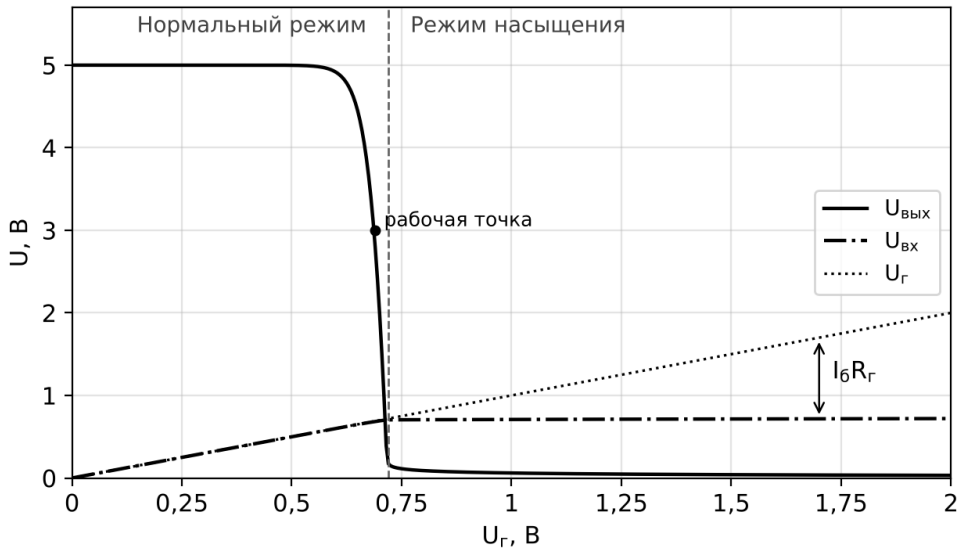


Рисунок 2.2 – Передаточная характеристика каскада с общим эмиттером

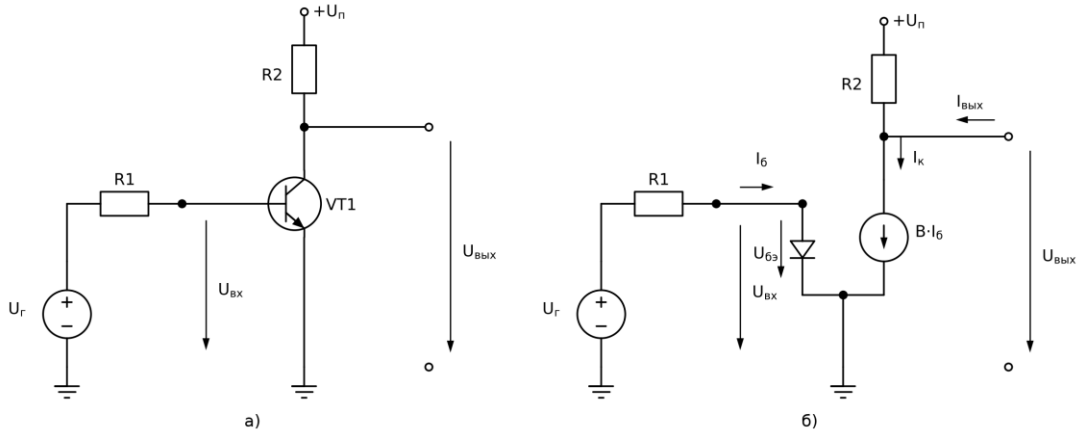


Рисунок 2.3 – Схема включения с общим эмиттером: а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема для нормального режима

Нормальный режим. Схема с общим эмиттером для нормального режима приведена на рисунке 2.3, б. По уравнению Эберса-Молла ток коллектора может быть рассчитан как:

$$I_{\text{к}} = BI_{\text{б}} = I_S e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{U_T}}$$

В первом приближении усиление по току B можно считать постоянным. Для напряжения находим:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{кэ}} = U_{\text{п}} + (I_{\text{вых}} - I_{\text{к}})R_{\text{к}}; \quad \text{при } I_{\text{вых}} = 0\text{: } U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - I_{\text{к}}R_{\text{к}}.$$

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}} = U_{\text{г}} - I_{\text{б}}R_{\text{г}} = U_{\text{г}} - \frac{I_{\text{к}}R_{\text{г}}}{B} \approx U_{\text{г}}$$

При упрощении второго соотношения допустимо пренебрежение значением падения напряжения на $R_г$, так усиление по току B велико (следовательно ток базы невелик), а $R_г$ достаточно мало. При расчетах значение напряжения $U_{вых}$ (рабочая точка) выбирается значение посередине диапазона передаточной характеристики, т. к. в этом случае размах сигнала, усиливаемого без искажений будет наибольшим.

Пусть $B = \beta = 400$ и $I_S = 7$ фА (типичное значение для маломощного npn-транзистора типа BC547B) . Тогда, при $U_п = 5$ В и $R_к = R_г = 1$ кОм получим следующие значения для рабочей точки:

$$U_{вых} = 3\text{ В} \Longrightarrow I_к = \frac{U_п - U_{вых}}{R_к} = 2\text{ мА} \Longrightarrow I_б = \frac{I_к}{B} = 5\text{ мкА}$$

$$\Longrightarrow U_{вх} = U_{бэ} = U_T \ln\left(\frac{I_к}{I_S}\right) = 685\text{ мВ} \Longrightarrow U_г = U_{вх} + I_б R_г = 690\text{ мВ}$$

При токе базы 5 мкА и $R_г$ = 1кОм, падение напряжения на $R_г$, будет 5 мВ. Пренебрегая столь малой величиной, получим, что в нормальном режиме $U_{вх} \approx U_г$.

Режим насыщения. Когда $U_{кэ}$ приближается к напряжению насыщения $U_{кэ.нас}$, транзистор достигает границы нормального режима; составляющего обычно около 0,1 В. Для указанных выше параметров схемы в режиме насыщения:

$$I_к = \frac{(U_п - U_{кэ.нас})}{R_к} = 4{,}9\text{ мА} \Longrightarrow I_б = \frac{I_к}{B} = 12{,}25\text{ мкА}$$

$$\Longrightarrow U_{вх} = U_{бэ} = U_T \ln\left(\frac{I_к}{I_S}\right) = 709\text{ мВ} \Longrightarrow U_г = U_{вх} + I_б R_г = 721\text{ мВ}$$

Переход транзистора в состояние насыщения достигается при Uг > 0,72 В, т. е. коллекторный переход становится проводящим. В этом состоянии характерно постоянство величин за исключением тока базы:

$$I_к \approx 4{,}9\text{ мА}, U_{вх} = U_{бэ} \approx 0{,}72\text{ В}, U_{вых} = U_{кэ.нас} \approx 0{,}1\text{ В}$$

Ток базы составляет

$$I_{\text{б}} = \frac{U_{\text{г}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{г}}} \approx \frac{U_{\text{г}} - 0{,}72\ \text{В}}{R_{\text{г}}}$$

Ток базы протекает и по коллекторному и по эмиттерному переходам транзистора. При этом $R_г$ ограничивает ток базы на допустимом уровне. При $U_{г.макс}$ = 2 В; и $R_г$ = 1кОм, ток $I_{б.макс}$ составит 1,28 мА.

Температурная зависимость параметров транзистора. Параметры биполярного транзистора в значительной степени подвержены влиянию температуры. Рассмотрим влияние температуры на $I_к$ и $U_{бэ}$. Зависимость $I_к$ от температуры T записывается в явном виде как

$$I_{\text{к}}(U_{\text{бэ}}, T) = I_S(T) e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{U_T(T)}}$$

Она объясняется влиянием температуры на обратный ток I_S и тепловой потенциал U_T:

$$U_T(T) = \frac{kT}{q} \approx 86{,}173 \frac{\text{мкВ}}{\text{К}} \cdot T \approx 25{,}85\ \text{мВ при } T = 300\ \text{К}.$$

где k = 1,38·10^{-23} Дж/К — постоянная Больцмана, q = 1,602·10^{-19} Кл — заряд электрона. При фиксированном $U_{бэ}$ с ростом температуры на 1 К ток I_S увеличивается примерно на 15 %.

При фиксированном $U_{\text{бэ}}$ ток $I_{\text{к}}$ удваивается примерно через каждые 11 К, поэтому, задавая рабочую точку фиксированным напряжением $U_{\text{бэ0}}$, нельзя получить температурно стабильный ток покоя. Если же поддерживать постоянным ток $I_{\text{к0}}$, то при изменении температуры изменяется напряжение $U_{\text{бэ0}}$. Найдём его температурную зависимость из условия постоянства тока коллектора:

$$dI_{\text{к}} = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial T} dT + \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{бэ}}} dU_{\text{бэ}} \equiv 0$$

откуда

$$\frac{dU_{\text{бэ}}}{dT}\Big|_{I\text{к}=const} \approx -1{,}7\frac{\text{мВ}}{K}$$

Усиление по току B также зависит от температуры:

$$B(T) = B(T_0)e^{\left(\frac{T}{T_0}-1\right)\frac{\Delta U_\beta}{U_T(T)}}$$

Потенциал ΔU_β является константой, характеризующей материал транзистора, и в кремниевых npn-транзисторах составляет около 44 мВ. Дифференцируя, находим:

$$\frac{1}{B}\frac{dB}{dT} = \frac{\Delta U_\beta}{U_T T}^{T=300K} \approx 5{,}6 \times 10^{-3}K^{-1}$$

2.2.3 Каскад с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по току

Введение в схему отрицательной обратной связи (ООС) по току существенно улучшает температурные свойства и линейность каскада с общим эмиттером. Для этого в цепь эмиттера включают резистор $R_\text{э}$ (резистор R3 на рисунке 2.4, а; $R_\text{г}$ и $R_\text{к}$ — резисторы R1 и R2). На рисунке 2.5 показана зависимость выходного напряжения $U_\text{вых}$ от напряжения генератора $U_\text{г}$ при $R_\text{э}$ = 500 Ом и $R_\text{к} = R_\text{г}$ = 1 кОм.

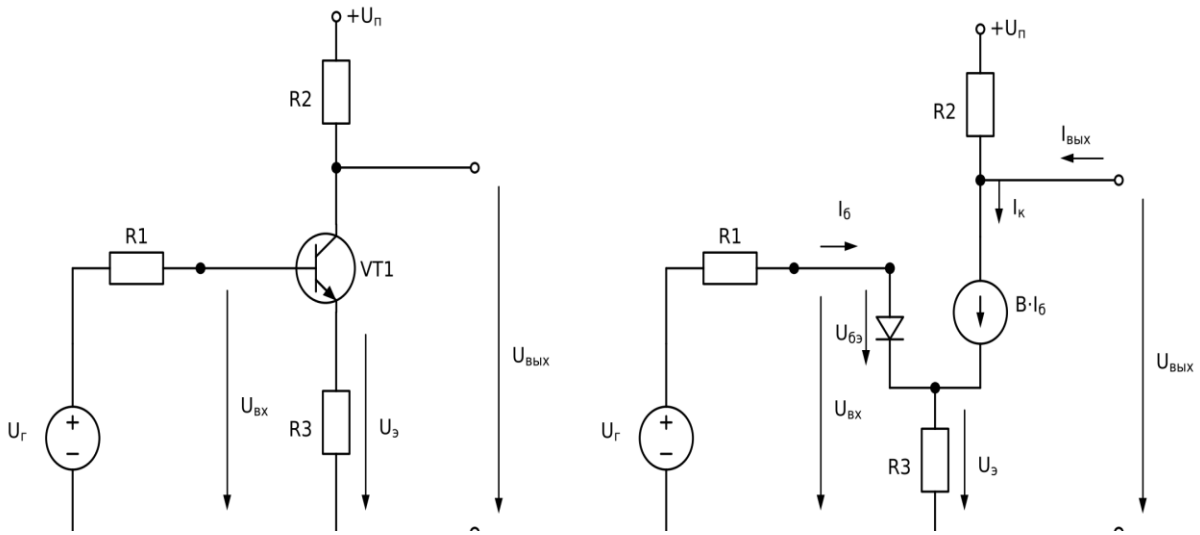


Рисунок 2.4 – Схема включения с ОЭ и ООС по току: а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема для нормального режима

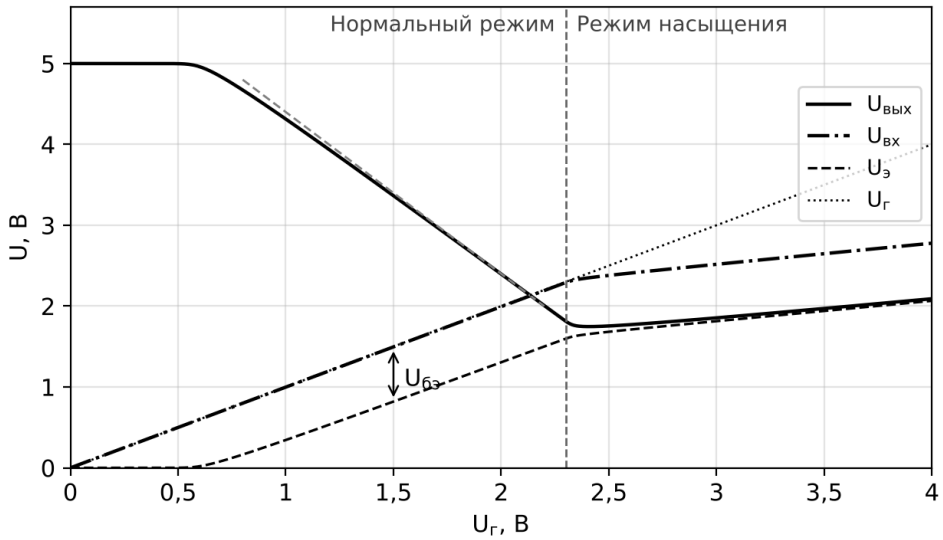


Рисунок 2.5 – Передаточная характеристика каскада с общим эмиттером при наличии ООС по току

При $U_г < 0{,}5$ В транзистор закрыт, ток коллектора пренебрежимо мал и $U_{вых} = U_п = 5$ В.

В диапазоне $0{,}5\ \text{В} \le U_г \le 2{,}3$ В с ростом $U_г$ растёт коллекторный ток $I_к$, а выходное напряжение $U_{вых} = U_п - I_к R_к$ убывает; благодаря отрицательной обратной связи характеристика на этом участке почти линейна. Нормальный режим сохраняется до $U_г \approx 2{,}3$ В, при больших напряжениях транзистор переходит в режим насыщения.

Нормальный режим. На рисунке 2.4, б изображена эквивалентная схема для нормального режима. Для напряжений коллектора и базы:

$$U_{вых} = U_п + (I_{вых} - I_к)R_к^{I_{вых}=0} = U_п - I_к R_к$$

$$U_{вх} = U_{бэ} + U_э = U_{бэ} + (I_к + I_б)R_э \approx U_{бэ} + I_к R_э$$

$$U_{вх} = U_г - I_б R_г \approx U_г$$

Так как $В \gg 1$, ток базы $I_б$ значительно меньше тока коллектора $I_к$, и падением напряжения $I_б R_г$ на резисторе $R_г$ можно пренебречь. Обратная связь уменьшает напряжение $U_{бэ}$ от $U_{бэ} = U_{вх}$ (в каскаде с ОЭ без обратной связи) до $U_{бэ} \approx U_{вх} - I_к R_э$ из-за падения напряжения на $R_э$.

При 0,8 В $< U_г <$ 2,2 В, $U_{бэ} \approx 0{,}7$ В; тогда, согласно второму и третьему уравнениям находим

$$I_к \approx \frac{U_г - 0{,}7\ \text{В}}{R_э}$$

и после подстановки в первое получаем

$$U_{вых} \approx U_п - \frac{R_к}{R_э}(U_г - 0{,}7\ \text{В})$$

На рисунке 2.5 полученная зависимость изображена штриховой линией в диапазоне 0,8 В $< U_г <$ 2,2 В. Влияние обратной связи проявляется в том, что значение $U_{вых}$ определяется только сопротивлениями эмиттера и коллектора. Поведение схемы практически не зависит от разброса параметров транзисторов. Рабочую точку целесообразно устанавливать приблизительно посредине нисходящего участка передаточной характеристики.

Режим насыщения. Транзистор переходит в режим насыщения, когда $U_{кэ}$ приближается к $U_{кэ.нас}$. Поскольку $U_э \approx U_г - 0{,}7$ В,

$$U_{кэ} \approx U_{вых} - U_э = U_п - \left(1 + \frac{R_к}{R_э}\right)(U_г - 0{,}7\ \text{В})$$

Подставив $U_{кэ} = U_{кэ.нас} \approx 0{,}1$ В для указанных в начале подраздела номиналов резисторов, найдём входное напряжение, при котором транзистор переходит в режим насыщения: $U_г \approx 2{,}3$ В. При $U_г > 2{,}3$ В коллекторный переход открыт и базовый ток увеличивается вместе с $U_г$; его ограничивает резистор $R_г$. Так как ток базы протекает через $R_э$, напряжения $U_{вх}$, $U_{вых}$ и $U_э$ растут с ростом $U_г$, а не остаются почти постоянными, как в каскаде с ОЭ без ООС.

2.2.4 Каскад с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по напряжению

На рисунке 2.6, а представлена схема включения транзистора с отрицательной обратной связью по напряжению, которая обладает хорошими

стабилизирующими свойствами. В этой схеме часть выходного напряжения через резисторный делитель R1, R2 возвращается на базу транзистора; коллекторный резистор $R_к$ — резистор R3.

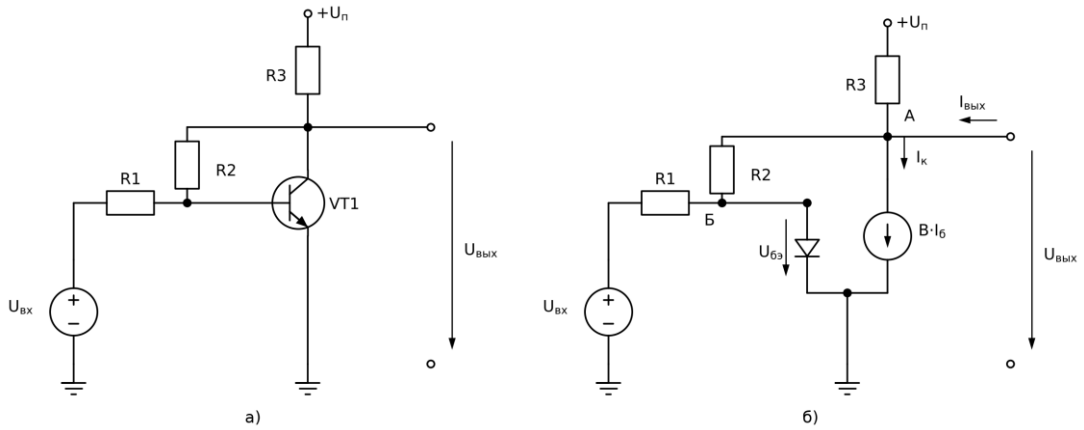


Рисунок 2.6 – Схема включения транзистора с отрицательной обратной связью по напряжению: а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема для нормального режима

В схеме рисунка 2.6, а ток базы ограничивается резистором R1, а входным напряжением служит напряжение источника $U_{вх}$. Для $R_к = R_1$ = 1 кОм и R_2 = 2 кОм зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$ приведена на рисунке 2.7. При $U_{вх}$ < −0,8 В транзистор закрыт, и выходное напряжение определяется резистивным делителем $R_к - R_2 - R_1$, включённым между источниками $U_п$ и $U_{вх}$. При $U_{вх}$ > −0,8 В транзистор переходит в нормальный режим; при −0,8 В ≤ $U_{вх}$ ≤ 1 В характеристика почти линейна благодаря ООС. При $U_{вх}$ > 1 В транзистор насыщается и $U_{вых} = U_{кэ.нас}$.

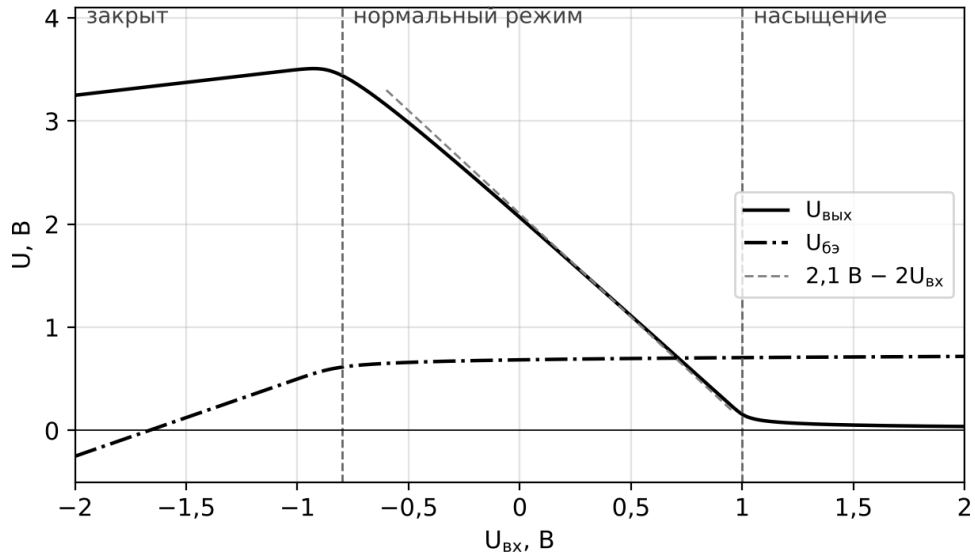


Рисунок 2.7 – Характеристики схемы с общим эмиттером при отрицательной обратной связи по напряжению

Нормальный режим. Эквивалентная схема для нормального режима показана на рисунке 2.6, б. Из уравнений токов узлов А и Б:

$$\frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}}{R_1} + \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{бэ}}}{R_2} = I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}}}{B}$$

$$\frac{U_{\text{п}} - U_{\text{вых}}}{R_{\text{к}}} + I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{бэ}}}{R_2} + I_{\text{к}}.$$

на холостом ходу ($I_{\text{вых}} = 0$) следует, что:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{п}}R_2 - I_{\text{к}}R_{\text{к}}R_2 + U_{\text{бэ}}R_{\text{к}}}{R_2 + R_{\text{к}}}$$

$$U_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{к}}R_1}{B} + U_{\text{бэ}}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - U_{\text{вых}}\frac{R_1}{R_2}$$

При большом B током базы в первом узловом уравнении можно пренебречь. Тогда передаточная характеристика принимает вид:

$$U_{\text{вых}} \approx U_{\text{бэ}}(1 + \frac{R_2}{R_1}) - U_{\text{вх}}\frac{R_2}{R_1}.$$

При R1 = 1 кОм, R2 = 2 кОм и Uбэ ≈ 0,7 В получаем Uвых ≈ 2,1 В − 2Uвх. В активной области характеристика близка к линейной благодаря ООС. Для

выбранного примера Uвх0 ≈ 0 В даёт Uвых0 ≈ 2,1 В; точную рабочую точку и границы линейного участка проверяют по полной модели транзистора.

Режим насыщения.

При достижении $U_{вых}$ значения $U_{кэ.нас}$ транзистор приближается к границе режима насыщения. Подставив $U_{бэ} \approx 0{,}7$ В и $U_{вых} = U_{кэ.нас} \approx 0{,}1$ В в уравнение для $U_{вых}$, получим $U_{вх} \approx 1$ В. Коллекторный переход открывается при Uвх > 1 В.

2.2.5 Каскад с общим коллектором

На рисунке 2.8, а показана схема усилителя с общим коллектором. Схема состоит из источника питания $U_{п}$, генератора $U_{г}$ с внутренним сопротивлением $R_{г}$ (резистор R1), транзистора VT1 и эмиттерного резистора $R_{э}$ (резистор R2). В расчётах примем $U_{п}$ = 5 В, $R_{э} = R_{г}$ = 1 кОм.

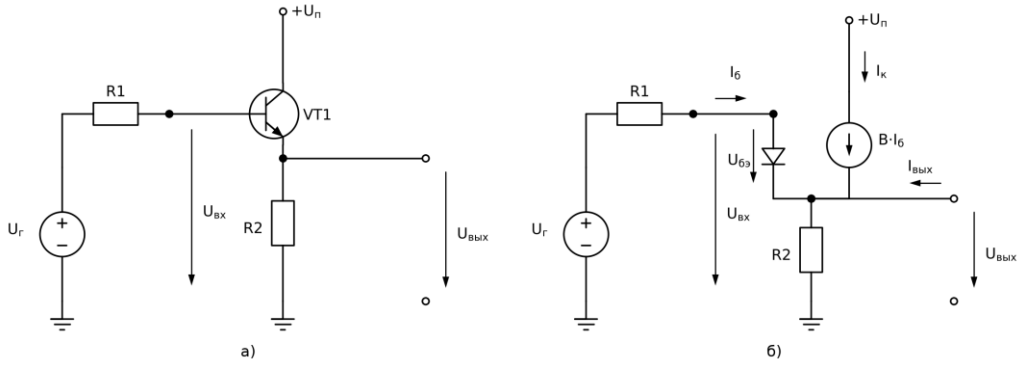


Рисунок 2.8 – Схема усилителя с общим коллектором: а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема для нормального режима

Передаточная характеристика приведена на рисунке 2.9. При малом входном напряжении транзистор закрыт и Uвых ≈ 0. В активном режиме выходное напряжение повторяет напряжение базы со сдвигом примерно на Uбэ: Uвых ≈ Uвх − Uбэ. Поэтому каскад называется эмиттерным повторителем. Активный режим сохраняется только при достаточном токе смещения и запасе напряжения Uкэ; при уменьшении входа возможна отсечка, а при приближении выхода к питанию — насыщение.

Эквивалентная схема эмиттерного повторителя показана на рисунке 2.8, б. Для напряжений $U_{вых}$ и $U_{вх}$ составим уравнения:

$$U_{\text{вых}} = (I_{\text{к}} + I_{\text{б}} + I_{\text{вых}})R_{\text{э}} \approx (I_{\text{к}} + I_{\text{вых}})R_{\text{э}}; \quad \text{при } I_{\text{вых}} = 0\text{: } U_{\text{вых}} \approx I_{\text{к}}R_{\text{э}}$$

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} + U_{\text{бэ}}$$

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{г}} - I_{\text{б}}R_{\text{г}} = U_{\text{г}} - \frac{I_{\text{к}}R_{\text{г}}}{B} \approx U_{\text{г}}$$

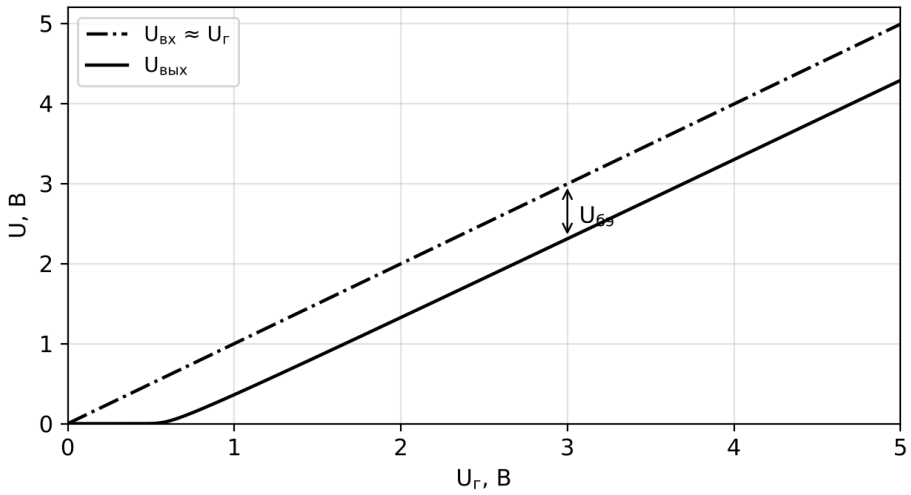


Рисунок 2.9 – Характеристики усилителя с общим коллектором

Так как $R_г$ мало, а В достаточно велико, то падением напряжения на $R_г$ можно пренебречь. Во втором уравнении пренебрежем током базы. С учётом $U_{бэ} \approx 0{,}7$ В, для $U_{вх} > 1$ В, второе уравнение имеет вид:

$$U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}} - 0{,}7 \text{ В}$$

Рабочую точку можно задавать в широком интервале значений, так как характеристика линейна.

Если требуется двухполярный выходной сигнал, резистор $R_{\text{э}}$ подключают не к общему проводу, а к источнику отрицательного напряжения $-U_{\text{п}}$, а нагрузку $R_{\text{н}}$ включают между выходом схемы и общим проводом.

Подключение источника сигнала через разделительный конденсатор С1 (рисунок 2.10) позволяет задавать рабочую точку независимо от постоянной составляющей напряжения источника сигнала. Эмиттерный резистор $R_{\text{э}}$ на

этой схеме — резистор R3. В рабочей точке напряжение базы транзистора равно

$$U_{б0} = (I_{к0} + I_{б0})R_э + U_{бэ0} \approx I_{к0}R_э + 0{,}7 \text{ В}$$

Таким образом, устанавливая напряжение базы транзистора, можно управлять током коллектора и выходным напряжением схемы. Потенциал базы будет определяться резисторами делителя R1 и R2, при условии, что ток базы будет пренебрежимо мал по сравнению с током R2. Тогда положение рабочей точки не будет зависеть от $I_{б0}$.

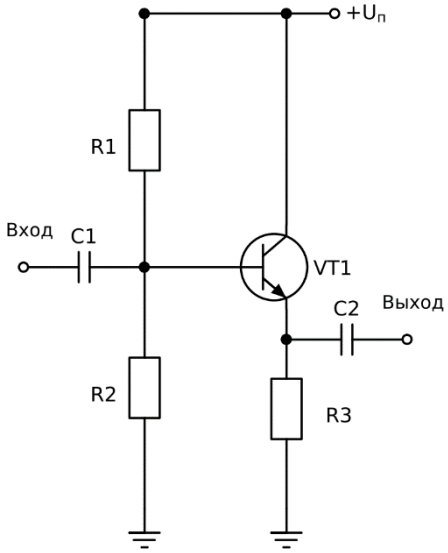


Рисунок 2.10 – Схема эмиттерного повторителя со связью по переменному напряжению

2.2.6 Каскад с общей базой

Схема каскада с общей базой показана на рисунке 2.11, а. Она состоит из транзистора VT1, коллекторного резистора $R_к$ (R2), источника питания $U_п$ и источника входного напряжения $U_{вх}$, включённого в цепь эмиттера. Резистор $R_б$ (R1) в цепи базы не влияет на работу схемы в нормальном режиме, но ограничивает ток базы при перегрузке. Будем считать $U_п$ = 5 В, $R_к = R_б$ = 1 кОм.

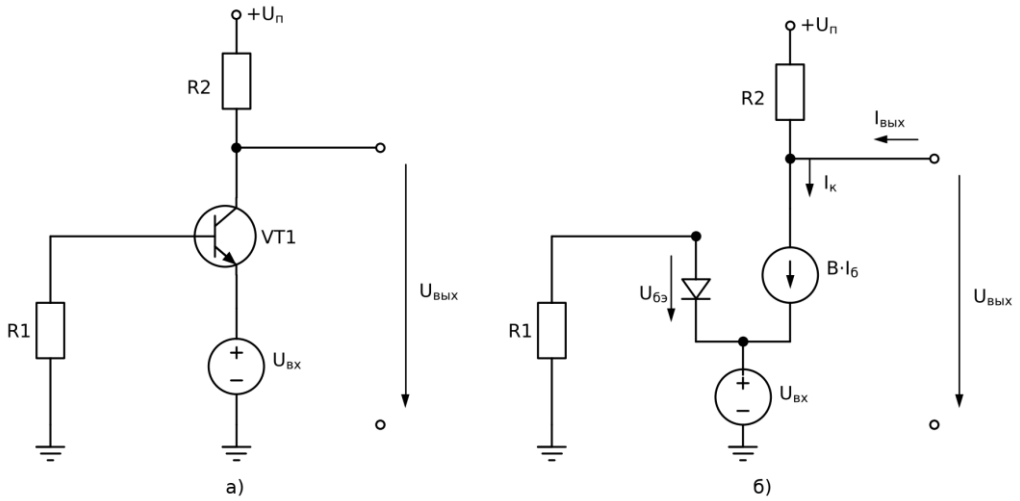


Рисунок 2.11 – Схема с общей базой: а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема для нормального режима

Передаточная характеристика каскада с ОБ показана на рисунке 2.12. При $U_{\text{вх}} > -0{,}5$ В ток коллектора пренебрежимо мал и $U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} = 5$ В. В диапазоне $-0{,}72\ \text{В} \le U_{\text{вх}} \le -0{,}5$ В с уменьшением $U_{\text{вх}}$ коллекторный ток $I_{\text{к}}$ возрастает, а выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - I_{\text{к}}R_{\text{к}}$ убывает; транзистор работает в нормальном режиме. При $U_{\text{вх}} < -0{,}72$ В транзистор переходит в режим насыщения и $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{кэ.нас}}$.

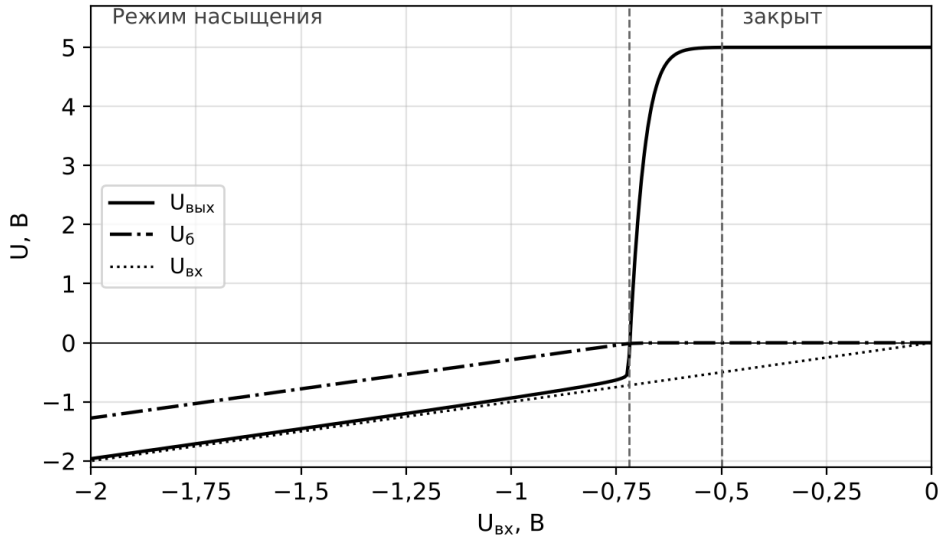


Рисунок 2.12 – Передаточная характеристика каскада с общей базой

Нормальный режим. Для схемы, изображенной на рисунке 2.11, б справедливы соотношения:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} + (I_{\text{вых}} - I_{\text{к}})R_{\text{к}}^{I_{\text{вых}}=0} = U_{\text{п}} - I_{\text{к}}R_{\text{к}}$$

$$U_{\text{вх}} = -U_{\text{бэ}} - I_{\text{б}}R_{\text{б}} = -U_{\text{бэ}} - \frac{I_{\text{к}}R_{\text{б}}}{B} \approx -U_{\text{бэ}}$$

Падением напряжения на Rб допустимо пренебречь, если Iб·Rб существенно меньше допустимой ошибки входного напряжения. Рабочую точку выбирают с запасом до отсечки и насыщения; для малосигнального анализа дополнительно учитывают влияние Rб на входное сопротивление каскада.

Режим насыщения. При $U_{\text{вх}} < -0{,}72$ В транзистор переходит в режим насыщения, в котором коллекторный переход смещён в прямом направлении. В насыщении $U_{\text{кэ}} = U_{\text{кэ.нас}}$, $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{кэ.нас}}$, и протекает базовый ток $I_{\text{б}}$, который ограничивает резистор $R_{\text{б}}$:

$$I_{\text{б}} = -\frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{бэ}}}{R_{\text{б}}} \approx -\frac{U_{\text{вх}} + 0{,}72\ \text{В}}{R_{\text{б}}}$$

На рисунке 2.13 показаны два варианта каскада с ОБ со связью по переменному току: источник сигнала и нагрузка подключены через разделительные конденсаторы C1 и C2.

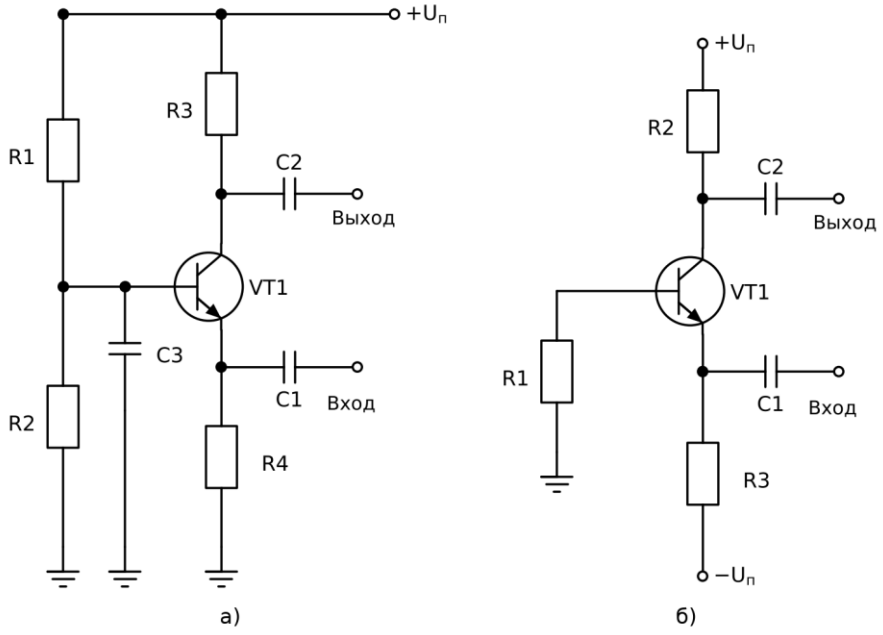


Рисунок 2.13 – Связь по переменному напряжению в схеме с ОБ: а – с базовым делителем напряжения; б – с базой, подключенной к земле

Для схемы рисунка 2.13, а ($R_к$ — резистор R3, $R_э$ — резистор R4; конденсатор C3 заземляет базу по переменному току) напряжение базы в рабочей точке связано с коллекторным током соотношением

$$U_{б0} = (I_{к0} + I_{б0})R_э + U_{бэ0} \approx I_{к0}R_э + 0{,}7\ \text{В}$$

Для установки требуемого коллекторного тока и выходного напряжения предназначен делитель из резисторов R1 и R2. Для того, чтобы положение рабочей точки не зависело от Iб0, ток, протекающий через резисторы R1 и R2, должен быть много больше, чем $I_{б0}$. Отношение сопротивлений $R_к$ и $R_э$ определяет температурную стабильность рабочей точки:

$$\left.\frac{dU_{вых}}{dT}\right|_0 \approx -\frac{R_к}{R_э} \times 1{,}7\,\frac{\text{мВ}}{\text{К}}$$

Для уменьшения температурного дрейфа $R_э$ должно быть максимальным, на практике $\frac{R_к}{R_э}$обычно не превышает 1…10. Эквивалентный источник напряжения для делителя потенциала базы, схемы (рисунок 2.13, а) будет иметь сопротивление, равное R1 ‖ R2 и напряжение холостого хода

$$U = \frac{U_п R_2}{R_1 + R_2}$$

При двухполярном питании (источники $U_п$ и $-U_п$) базу транзистора можно соединить с общим проводом через резистор $R_б$ (R1), как показано на рисунке 2.13, б ($R_к$ — R2, $R_э$ — R3). Ток рабочей точки в этом случае задаётся резистором $R_э$:

$$I_{к0} \approx -I_{э0} = \frac{U_п - U_{бэ0}}{R_э} \approx \frac{U_п - 0{,}7\ \text{В}}{R_э}.$$

2.2.7 Малосигнальная модель биполярного транзистора

При расчёте усилительных каскадов в режиме малого сигнала транзистор заменяют линейной эквивалентной схемой, параметры которой определяются в рабочей точке. Наиболее употребительной является гибридная

П-образная модель (модель Джиаколетто), изображённая на рисунке 2.14. Модель содержит объёмное сопротивление базы $r_{б}$ (десятки–сотни ом), дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода со стороны базы $r_{бэ} = \beta/S$, управляемый источник тока $g_{m} u_{бэ}$ с крутизной $g_{m} = S = I_{к}/U_{T}$, выходное сопротивление $r_{кэ} = U_{A}/I_{к}$, а также ёмкости эмиттерного $C_{бэ}$ и коллекторного $C_{бк}$ переходов.

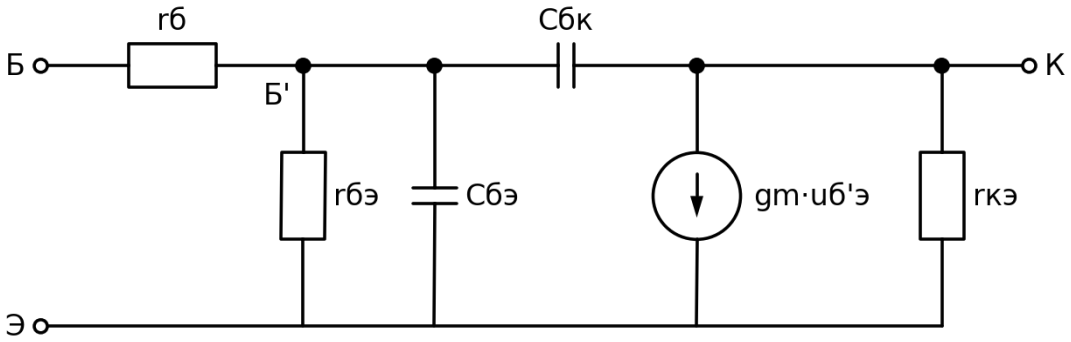


Рисунок 2.14 – Гибридная П-образная малосигнальная модель биполярного транзистора

Ёмкость $C_{бэ}$ складывается из барьерной ёмкости эмиттерного перехода и диффузионной ёмкости $C_{диф} = g_m \tau_F$, пропорциональной току коллектора. Ёмкость $C_{бк}$ является барьерной ёмкостью коллекторного перехода и составляет у маломощных транзисторов единицы пикофарад. Частотные свойства транзистора характеризуются граничной частотой коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ f_β и частотой единичного усиления f_T:

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{бэ} + C_{бк})}, \qquad f_\beta = \frac{f_T}{\beta}.$$

Для транзистора КТ3102А частота f_T составляет не менее 150 МГц, поэтому в схемах практикума частотные свойства каскадов определяются в основном не инерционностью самого транзистора, а влиянием ёмкости $C_{бк}$, умноженной эффектом Миллера (см. подраздел 3.2.1), сопротивлением источника сигнала и ёмкостью монтажа и измерительных щупов.

В справочной литературе транзисторы часто описывают системой h-параметров, измеренных в схеме с ОЭ. Связь h-параметров с элементами модели на низких частотах определяется соотношениями

$$h_{11э} \approx r_б + r_{бэ}, \quad h_{21э} = \beta, \quad h_{22э} \approx \frac{1}{r_{кэ}}, \quad h_{12э} \approx 0.$$

2.2.8 Частотные свойства усилительных каскадов

Реальный усилительный каскад имеет ограниченную полосу пропускания (см. рисунок 1.5). Спад усиления на нижних частотах обусловлен разделительными конденсаторами, через которые к каскаду подключаются источник сигнала и нагрузка, и блокировочным конденсатором в цепи эмиттера (если он есть). Каждый разделительный конденсатор $C_р$ вместе с суммой сопротивлений, включённых последовательно с ним, образует RC-фильтр верхних частот с граничной частотой

$$f_н = \frac{1}{2\pi C_р (R_1 + R_2)},$$

где R_1 и R_2 — сопротивления цепей, между которыми включён конденсатор (например, внутреннее сопротивление генератора и входное сопротивление каскада). Если в каскаде несколько разделительных конденсаторов, граничная частота определяется в основном тем из них, для которого $f_н$ наибольшая. Ёмкость конденсатора, обеспечивающая заданную нижнюю граничную частоту, находится из того же соотношения; на практике её выбирают с запасом в 2–3 раза.

Спад усиления на верхних частотах в каскаде с ОЭ определяется главным образом входной цепью: сопротивление источника сигнала $R_г$ вместе с входной ёмкостью каскада $C_{вх} = C_{бэ} + C_{бк}(1 + |K|)$ образуют фильтр нижних частот с граничной частотой

$$f_в \approx \frac{1}{2\pi (R_г \parallel r_{бэ})\, C_{вх}}.$$

Поскольку ёмкость $C_{\text{бк}}$ входит в $C_{\text{вх}}$ с коэффициентом $(1 + |K|)$, полоса пропускания каскада с ОЭ уменьшается с ростом коэффициента усиления. Каскады с ОБ и ОК свободны от этого недостатка: в каскаде с ОБ база заземлена по переменному току и коллекторная ёмкость не связывает вход с выходом, а в каскаде с ОК напряжение на базе и эмиттере изменяется синфазно и ёмкость $C_{\text{бэ}}$ практически не перезаряжается. Поэтому эти каскады имеют существенно более широкую полосу пропускания, чем каскад с ОЭ при том же токе покоя.

Отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания каскада примерно во столько же раз, во сколько уменьшает коэффициент усиления: произведение коэффициента усиления на полосу пропускания для каскада с ООС остаётся приблизительно постоянным.

2.2.9 Сравнительная характеристика схем включения транзистора

Основные свойства трёх схем включения биполярного транзистора сведены в таблицу 2.1. Приведённые оценки относятся к каскадам без ООС и без учёта влияния цепей смещения.

Таблица 2.1 – Сравнительная характеристика схем включения биполярного транзистора

Параметр	Схема с ОЭ	Схема с ОК	Схема с ОБ
Коэффициент усиления по напряжению	$-SR_{\text{к}}$ (десятки–сотни)	≈ 1	$SR_{\text{к}}$ (десятки–сотни)
Коэффициент усиления по току	β	$\beta + 1$	≈ 1
Входное сопротивление	$r_{\text{бэ}}$ (единицы кОм)	$\approx \beta R_{\text{э}}$ (десятки–сотни кОм)	$1/S$ (десятки Ом)
Выходное сопротивление	$\approx R_{\text{к}}$	$\approx 1/S + R_{\text{г}}/\beta$ (единицы–десятки Ом)	$\approx R_{\text{к}}$
Фазовый сдвиг	180°	0°	0°
Полоса пропускания	Узкая (эффект Миллера)	Широкая	Широкая
Основное применение	Усиление напряжения	Буфер, согласование с низкоомной нагрузкой	Широкополосное усиление, каскодные схемы

Из таблицы видно, что ни одна схема включения не обладает одновременно большим усилением, высоким входным и низким выходным

сопротивлением и широкой полосой пропускания. Поэтому практические усилители строятся как многокаскадные структуры, сочетающие достоинства различных схем: каскад с ОЭ обеспечивает усиление, каскад с ОК на выходе — низкое выходное сопротивление, а каскодное включение (ОЭ — ОБ), рассматриваемое в главе 3, — широкую полосу пропускания при большом усилении.

2.2.10 Обратная связь в усилителях

Обратной связью (ОС) называют передачу части выходного сигнала усилителя на его вход. Если сигнал обратной связи вычитается из входного, обратная связь называется отрицательной (ООС), если складывается — положительной (ПОС). Отрицательная обратная связь является важнейшим инструментом аналоговой схемотехники: практически все усилители с предсказуемыми и стабильными параметрами построены на её основе [5, 21, 22].

Рассмотрим обобщённую структуру усилителя с ОС (рисунок 2.15). Основной усилитель имеет коэффициент передачи K, цепь обратной связи — коэффициент передачи β. На вход основного усилителя поступает разность входного сигнала и сигнала обратной связи: $x_\varepsilon = x_{\text{вх}} - \beta x_{\text{вых}}$, а $x_{\text{вых}} = K x_\varepsilon$. Исключая x_ε, получаем основное уравнение обратной связи (формулу Блэка)

$$K_{\text{ос}} = \frac{x_{\text{вых}}}{x_{\text{вх}}} = \frac{K}{1 + K\beta}.$$

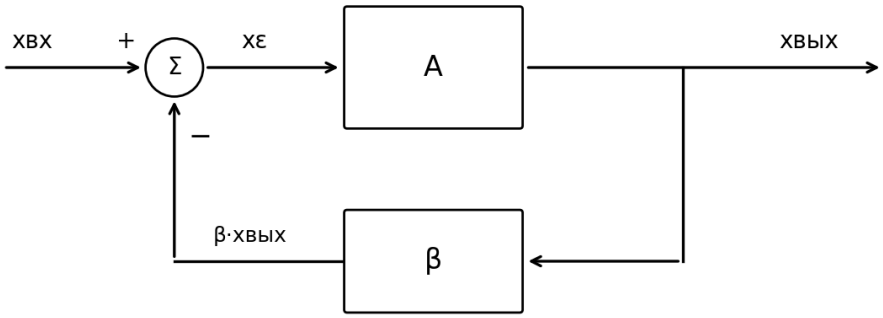


Рисунок 2.15 – Обобщённая структурная схема усилителя с обратной связью

Величина $T = K\beta$ называется петлевым усилением, а $F = 1 + K\beta$ — глубиной обратной связи. При $K\beta \gg 1$ коэффициент передачи $K_{\text{ос}} \approx 1/\beta$ определяется только цепью обратной связи, которая обычно выполняется на пассивных стабильных элементах (резисторах). Из формулы Блэка вытекают основные свойства ООС:

1. Стабилизация коэффициента передачи. Дифференцируя формулу Блэка, получаем

$$\frac{dK_{\text{ос}}}{K_{\text{ос}}} = \frac{1}{1 + K\beta} \cdot \frac{dK}{K},$$

т. е. относительная нестабильность коэффициента передачи уменьшается в F раз. Например, при изменении коэффициента усиления основного усилителя на 20 % (из-за разброса параметров транзисторов или изменения температуры) и глубине обратной связи $F = 100$ коэффициент передачи усилителя с ООС изменится лишь на 0,2 %.

2. Расширение полосы пропускания. Если основной усилитель имеет однополюсную АЧХ $K(j\omega) = K_0/(1 + j\omega/\omega_{\text{в}})$, то усилитель с ООС имеет такую же форму АЧХ с коэффициентом передачи K_0/F и верхней граничной частотой $\omega_{\text{в}}F$. Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания сохраняется.

3. Уменьшение нелинейных искажений и собственных помех, возникающих внутри петли обратной связи, — приблизительно в F раз.

4. Изменение входного и выходного сопротивлений, характер которого зависит от способа снятия и введения сигнала обратной связи.

По способу снятия сигнала с выхода различают обратную связь по напряжению (сигнал ОС пропорционален выходному напряжению) и по току (сигнал ОС пропорционален выходному току). По способу введения на вход различают последовательную (сигнал ОС вводится последовательно с источником сигнала, т. е. как напряжение) и параллельную (сигнал ОС вводится параллельно источнику сигнала, т. е. как ток) обратную связь. Влияние вида ООС на входное и выходное сопротивления усилителя показано в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Влияние вида отрицательной обратной связи на сопротивления усилителя

Вид ООС	Входное сопротивление	Выходное сопротивление	Пример
Последовательная по напряжению	увеличивается в F раз	уменьшается в F раз	Неинвертирующий усилитель на ОУ, эмиттерный повторитель
Параллельная по напряжению	уменьшается в F раз	уменьшается в F раз	Инвертирующий усилитель на ОУ, каскад с ОЭ и резистором между коллектором и базой
Последовательная по току	увеличивается в F раз	увеличивается в F раз	Каскад с ОЭ и резистором в цепи эмиттера, источник тока
Параллельная по току	уменьшается в F раз	увеличивается в F раз	Преобразователь ток–ток, токовое зеркало с ОС

Рассмотренные в данной работе каскады иллюстрируют эти положения. Резистор $R_э$ в каскаде с ОЭ создаёт последовательную ООС по току: входное сопротивление каскада возрастает от $r_{бэ}$ до $r_{бэ} + \beta R_э$, коэффициент усиления стабилизируется на уровне $R_к/R_э$, а выходное сопротивление со стороны коллектора возрастает (что используется в источниках тока, см. главу 5). Эмиттерный повторитель охвачен стопроцентной последовательной ООС по напряжению ($\beta = 1$): его коэффициент передачи близок к единице, входное сопротивление велико, выходное — мало.

Платой за достоинства ООС является уменьшение коэффициента усиления в F раз, которое компенсируется увеличением числа каскадов, и опасность самовозбуждения: на высоких частотах фазовый сдвиг в петле обратной связи может достигнуть 180°, и отрицательная обратная связь превращается в положительную. Условия устойчивости усилителей с ООС рассматриваются в подразделе 4.2.10.

2.2.11 Многокаскадные усилители и межкаскадные связи

Коэффициент усиления одного каскада, как правило, недостаточен, а его входное и выходное сопротивления не соответствуют требованиям источника сигнала и нагрузки. Поэтому усилители строят из нескольких каскадов, коэффициент усиления которых перемножается: $K = K_1 K_2 \ldots K_n$, а в децибелах — складывается. При расчёте многокаскадного усилителя необходимо учитывать, что входное сопротивление каждого последующего каскада является нагрузкой предыдущего.

Связь между каскадами может быть непосредственной (гальванической), через разделительные конденсаторы или через трансформаторы. Усилители с разделительными конденсаторами (усилители переменного тока) просты в расчёте, поскольку режимы каскадов по постоянному току независимы, но не усиливают постоянную составляющую и медленно меняющиеся сигналы, а каждый конденсатор вносит спад АЧХ на нижних частотах. Усилители с непосредственной связью (усилители постоянного тока, УПТ) усиливают сигналы начиная с нулевой частоты и не содержат конденсаторов большой ёмкости, что делает их единственно возможным вариантом в интегральном исполнении. Их недостатки — взаимозависимость режимов каскадов и дрейф нуля: медленное изменение выходного напряжения при неизменном входном, вызванное изменением температуры и напряжения питания. Дрейф первого каскада усиливается всеми последующими, поэтому основное средство его подавления — применение во входном каскаде дифференциальной схемы (см. главу 3), у

которой температурные изменения параметров обоих транзисторов являются синфазным сигналом и взаимно компенсируются.

Типичная структура усилителя с непосредственной связью содержит входной дифференциальный каскад, обеспечивающий малый дрейф и высокий КОСС, промежуточный каскад с ОЭ, обеспечивающий основное усиление, схему сдвига уровня, приводящую выходное напряжение покоя к нулю, и выходной каскад-повторитель, обеспечивающий малое выходное сопротивление. Именно такую структуру имеет интегральный операционный усилитель (см. подраздел 3.2.6).

2.3 Пример предварительного расчёта каскада с общим эмиттером

Рассчитаем каскад с ОЭ и ООС по току. В отличие от схемы рисунка 2.4, в которой потенциал базы задаётся постоянной составляющей напряжения генератора, в рассчитываемом каскаде смещение базы создаётся делителем напряжения R1, R2 от источника питания, а генератор и нагрузка подключаются через разделительные конденсаторы C1 и C2 (по аналогии со схемой рисунка 2.20). Исходные данные: напряжение питания $U_{\text{п}} = 12$ В, ток покоя коллектора $I_{\text{к}} = 1$ мА, требуемый коэффициент усиления на средних частотах $|K| = 10$, нижняя граничная частота $f_{\text{н}} \leq 50$ Гц, транзистор КТ3102А с $B \approx 200$.

1. Для тока покоя Iк = 1 мА выберем Rэ = 510 Ом. Падение на эмиттерном резисторе около 0,51 В обеспечивает местную ООС и оставляет запас напряжения для коллектора.

$$R_{\text{э}} = 510 \text{ Ом}; \quad U_{\text{э}} \approx 0{,}51 \text{ В}; \quad 1/S = U_T/I_{\text{к}} \approx 26 \text{ Ом}.$$

2. Для модуля усиления около 10 требуется Rк ≈ 10(Rэ + 1/S) = 5,36 кОм. Выбираем ближайший номинал E24 Rк = 5,6 кОм. При целевом токе 1 мА Uк ≈ 6,4 В и Uкэ ≈ 5,9 В. Нагрузку при оценке усиления считаем высокоомной; при конечном Rн вместо Rк используют Rк ‖ Rн.

$$|K| \approx \frac{R_к}{R_э + 1/S} = \frac{5600}{510 + 26} \approx 10{,}45.$$

3. При Uбэ ≈ 0,65 В требуется Uб ≈ 1,16 В. Для B = 200 ток базы около 5 мкА. Выберем ток нижнего плеча делителя около 50 мкА и рассчитаем номиналы:

$$R_2 \approx \frac{1{,}16\ \text{В}}{50\ \text{мкА}} = 23{,}2\ \text{кОм};\quad R_1 \approx \frac{12 - 1{,}16}{55\ \text{мкА}} = 197\ \text{кОм}.$$

Выбираем E24: R2 = 24 кОм, R1 = 200 кОм. После округления Uэкв = 12·24/224 ≈ 1,286 В, Rэкв = R1 ∥ R2 ≈ 21,43 кОм. С учётом тока базы и B = 200 получаем Iб ≈ (Uэкв − 0,65)/(Rэкв + (B+1)Rэ) ≈ 5,13 мкА, Iк ≈ 1,026 мА.

4. Для округлённых номиналов rвх.т ≈ B·(Rэ + UT/Iк) ≈ 107 кОм. Цепь смещения включена параллельно этому сопротивлению:

$$R_{вх} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх.т} \approx 200 \parallel 24 \parallel 107\ \text{кОм} \approx 17{,}9\ \text{кОм}.$$

5. Разделительный конденсатор на входе. При внутреннем сопротивлении генератора $R_г = 50$ Ом

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_н (R_г + R_{вх})} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 17950} \approx 0{,}18\ \text{мкФ}.$$

С запасом выбираем $C_1 = 0{,}47$ мкФ. Аналогично рассчитывается выходной разделительный конденсатор, для которого последовательное сопротивление равно сумме выходного сопротивления каскада ($\approx R_к$) и сопротивления нагрузки.

6. После округления номиналов ожидаются Uб ≈ 1,18 В, Uэ ≈ 0,526 В, Uк ≈ 6,25 В и Uкэ ≈ 5,73 В; модуль усиления около 10,5. Это предварительные оценки при Uбэ = 0,65 В и B = 200. В Dynamic DC и на макете проверить фактические значения. Оба разделительных конденсатора выбирают так, чтобы совместная АЧХ удовлетворяла fн ≤ 50 Гц; выходной C2 рассчитывают после задания Rн.

Аналогичный расчёт для схем своего варианта студент выполняет при подготовке к лабораторной работе, используя номиналы элементов, приведённые на рисунках раздела 2.4.

2.4 Порядок выполнения работы

Все задания, кроме отмеченных особо, включают изготовление, отладку и исследование макета и моделирование схемы в среде Micro-Cap. При работе с макетом первый канал осциллографа подключается ко входу схемы (выходу генератора), второй — к выходу схемы; общие провода источника питания, генератора и осциллографа соединяются с общей шиной макета. Перед подачей переменного сигнала необходимо убедиться, что режим транзистора по постоянному току соответствует предварительному расчёту.

2.4.1 Задание 1. Исследовать усилитель с заземлённым эмиттером

1) Получить у преподавателя транзистор КТ3102А, и указанные в схеме (рисунок 2.16) пассивные компоненты, изготовить макет схемы. Подключить макет к генератору сигналов, обозначенному на схеме V1, источнику питания V2, а также двухлучевому осциллографу. Первый канал осциллографа подключить к положительному выходу генератора V1, второй – к коллектору транзистора VT1. Земли источника питания, генератора и каналов осциллографа объединить. Для объединения целесообразно на макетной плате выполнить земляную «шину», к которой припаять отводы из проводов, зачищенных со свободной стороны. К зачищенным окончаниям земляных проводов прикрепить «крокодилы» земляных контактов аппаратуры. Внимание! Перед включением аппаратуры позвать преподавателя, чтобы проконтролировать правильность коммутации.

Установить напряжение источника V2 = +12 В, напряжение переменного сигнала генератора V1 = 0 В, напряжение смещения (постоянную составляющую сигнала) — 0 В.

2) Убедиться в наличии на коллекторе транзистора VT1 напряжения питания. Получить скриншот сигналов каналов осциллографа.

3) Увеличивая напряжение смещения (постоянной составляющей сигнала) генератора добиться напряжения на коллекторе на 0,2 В меньшего, чем напряжение питания V2. Зафиксировать напряжение смещения генератора, при котором это произошло.

4) Увеличивая напряжение смещения генератора, добиться напряжения коллектора, равного половине напряжения источника V2. Получить и поместить в отчет скриншот сигналов осциллографа. Дополнительно зафиксировать напряжение смещения генератора. Установить частоту переменного синусоидального сигнала генератора равной 1 кГц. Регулируя размах переменного сигнала генератора, добиться размаха сигнала на коллекторе VT1 2 В. Входной и выходной сигналы контролировать осциллографом. Получить и поместить в отчет скриншот сигналов осциллографа. Также получить значение выходного сигнала для 5 значений напряжения переменного сигнала генератора частотой 1 кГц, при этом следить за отсутствием искажений сигнала. По полученным данным рассчитать коэффициент усиления схемы по напряжению.

5) Изменяя частоту переменного сигнала генератора от 100 Гц до 1 МГц снять АЧХ схемы в 15 точках. График АЧХ и таблицу результатов поместить в отчет.

6) Установить переменное напряжения генератора V1 равным 0 В. Увеличивая напряжение смещения генератора перевести транзистор в режим насыщения, затем подать переменный сигнал размахом 0,1 В. Получить и поместить в отчет скриншот входного и выходного сигналов осциллографа.

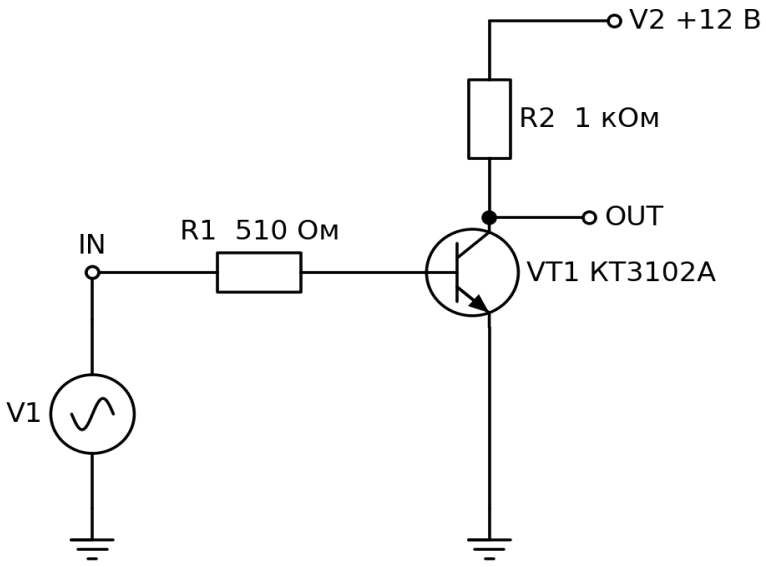


Рисунок 2.16 – Схема для исследования усилителя с заземлённым эмиттером

Используя установленные в макете номиналы, провести моделирование схемы в среде Micro-Cap:

1) Модель выбрать KT3102A_ из библиотеки SOVBIPOL, которая приложена в SmartLMS. Установить значение V2 = 12 В. Найти значение постоянной составляющей источника V1 при которой напряжение VOut равно половине напряжения питания V2.

2) Частоту синусоидальных колебаний источника V1 установить равной 1 кГц.

3) Установить значение переменной составляющей источника V1, при которой переменная составляющая сигнала VOut имеет размах 2 В. Найти коэффициент усиления схемы. Сохранить скриншоты результатов.

4) Снять зависимость размаха сигнала на коллекторе от размаха сигнала на входе (выходе генератора V1) для нескольких (не менее 5) значений сигнала. Получить значение коэффициента усиления схемы.

5) Изменяя температуру от −20 °C до +85 °C с помощью Transient Analysis при размахе VOut 2 В, исследовать изменение выходного сигнала.

6) Изменяя частоту генератора V1 от 100 Гц до 1 МГц по 15 точкам, исследовать изменение выходного сигнала, снять АЧХ схемы.

7) Сравнить результаты, полученные при моделировании с полученными на макете.

2.4.2 Задание 2. Исследовать каскад с общим эмиттером и ООС по току

Для изучения изменить макет предыдущей схемы, как показано на рисунке 2.17. Подключение источника питания, генератора, и каналов осциллографа – как в задании 1.

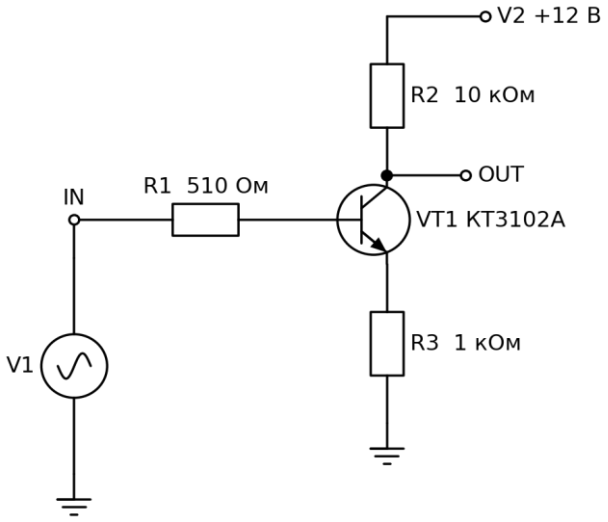


Рисунок 2.17 – Схема усилителя с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по току

1) Для собранной схемы провести измерения по пп. 2–6 задания 1 (размах на коллекторе 2 В, АЧХ 100 Гц–1 МГц по 15 точкам, вход — выход генератора).

2) Провести моделирование поведение схемы в Micro-Cap, аналогично моделированию в первом задании.

2.4.3 Задание 3. Исследовать каскад с общим эмиттером и ООС по напряжению

Необходимо проанализировать характеристики усилителя с общим эмиттером с отрицательной обратной связью по напряжению. Для этого изменить схему, как показано на рисунке 2.18.

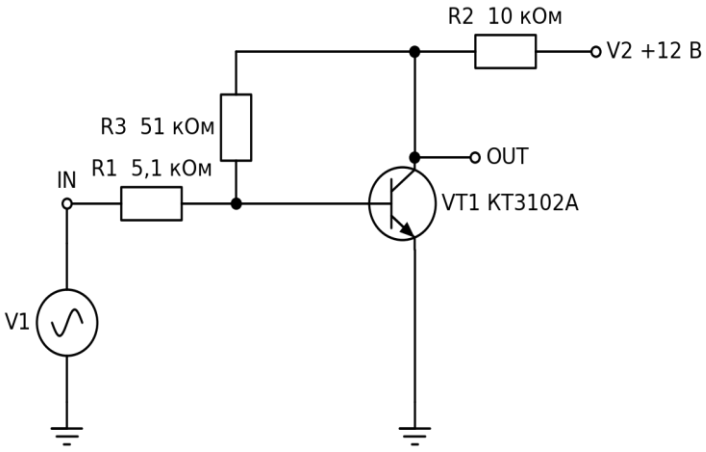


Рисунок 2.18 – Схема усилителя с общим эмиттером с отрицательной обратной связью по напряжению

1) Для собранной схемы провести измерения по пп. 2–6 задания 1 (размах на коллекторе 2 В, АЧХ 100 Гц–1 МГц по 15 точкам, вход — выход генератора).

2) Провести моделирование поведение схемы в Micro-Cap, аналогично моделированию в первом задании.

3) Сравнить между собой характеристики схем, показанных на рисунках 2.16, 2.17 и 2.18, по критериям: значение коэффициента усиления на частоте 1 кГц, равномерность АЧХ, температурные характеристики (по результатам моделирования).

2.4.4 Задание 4. Исследовать каскад с общим коллектором

Собрать схему на транзисторе КТ3102А, согласно рисунку 2.19. Подключить собранный макет к источнику питания 12 В (V2) и генератору сигналов (V1). Установить постоянную составляющую сигнала генератора V1 = 5 В, а амплитуду переменного сигнала равной 2 В и частотой 1 кГц. Щуп первого канала осциллографа подключить к положительному выходу генератора, второго канала – к эмиттеру транзистора. «Земли» источника питания, щупов осциллографа, генератора соединить в одной точке. **Внимание!** Перед включением аппаратуры позвать преподавателя, чтобы проконтролировать правильность коммутации.

Входной и выходной сигналы схемы контролировать осциллографом. Снять зависимость размаха сигнала на эмиттере от размаха сигнала на входе для нескольких (не менее 5) значений переменного сигнала от 2 В до 1 В. Скриншоты полученных сигналов приложить к отчету. Найти коэффициент усиления схемы по напряжению. Зная номиналы сопротивлений схемы и падения напряжения на сопротивлениях, найти токи эмиттера и базы. Получить величину коэффициента усиления схемы по току. Установив постоянную составляющую сигнала генератора равной 5 В, переменную – 2 В, изменяя частоту от 100 Гц до1МГц снять АЧХ схемы по 15 точкам. График АЧХ приложить к отчету.

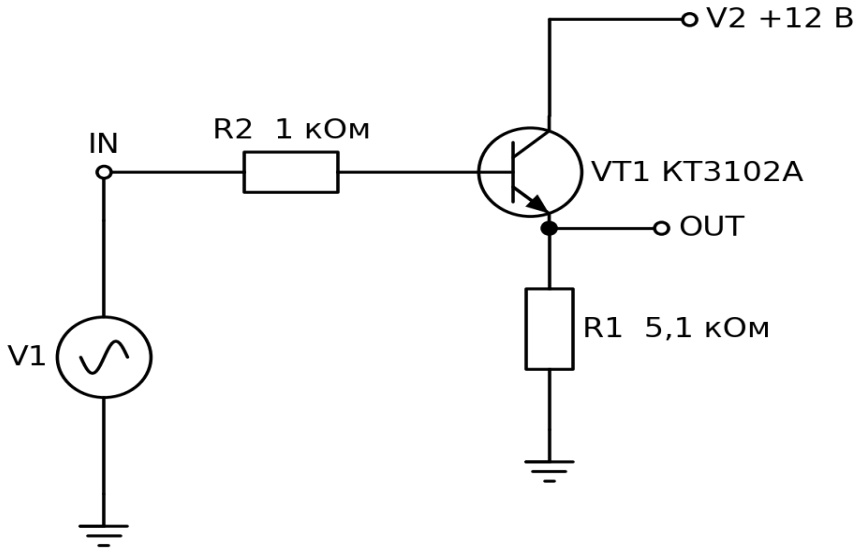


Рисунок 2.19 – Схема для исследования каскада с общим коллектором

Используя установленные в макете номиналы, провести моделирование схемы в среде Micro-Cap:

1) Установить для V1 амплитуду, равную 2 В и частоту, равную 1 кГц.

2) Установить V2 = 12 В.

3) Построить передаточную характеристику.

4) Меняя постоянную составляющую напряжения V1, добиться ровной синусоиды (без ограничений и срезов) в точке out.

5) Используя инструмент Stepping, изменять сопротивление R1 от 510 до 10 кОм (10 значений). Исследовать влияние сопротивления на выходной сигнал и коэффициент усиления по току.

6) Для сопротивления R1 = 5k1, изменяя значение частоты генератора от 100 Гц до 1 МГц по 15 точкам снять АЧХ схемы.

7) Изменяя температуру от −20 до +85 °С, исследовать изменение выходного сигнала.

Сравнить результаты, полученные при моделировании с полученными на макете.

2.4.5 Задание 5. Исследовать каскад с общей базой

Собрать схему на транзисторе КТ3102А, согласно рисунку 2.20.

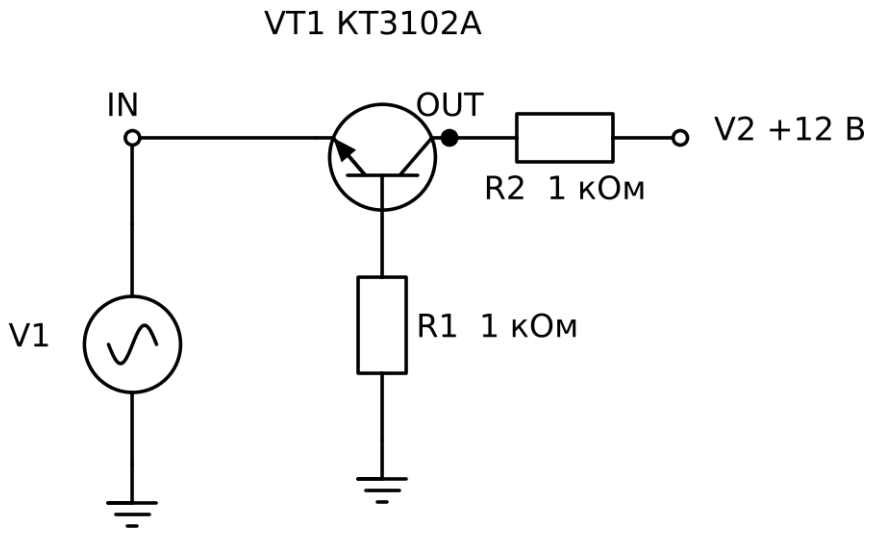


Рисунок 2.20 – Схема для исследования каскада с общей базой

Подключить собранный макет к источнику питания V2 и генератору V1, каналы осциллографа — ко входу и выходу схемы. На макете выполнить следующие измерения.

1) Установить значение V2 = 12 В. Найти значение постоянной составляющей источника V1 при которой напряжение VOut равно половине напряжения питания V2 (постоянная составляющая V1 отрицательна, около −0,8 В).

2) Частоту синусоидальных колебаний источника V1 установить равной 1 кГц.

3) Установить значение переменной составляющей источника V1, при которой переменная составляющая сигнала VOut имеет размах 2 В. Найти коэффициент усиления схемы. Сохранить скриншоты результатов.

4) Снять зависимость размаха сигнала на коллекторе от размаха сигнала на эмиттере (узел IN рисунка 2.20) не менее чем для пяти входных уровней в линейном режиме. Рассчитать модуль коэффициента усиления и определить знак передачи по фазе.

5) Установить значение переменной составляющей источника V1, при которой переменная составляющая сигнала VOut имеет размах 2 В.

6) Изменяя частоту генератора V1 от 100 Гц до 1 МГц по 15 отсчетам, исследовать изменение выходного сигнала, снять АЧХ схемы.

Используя установленные в макете номиналы, провести моделирование схемы в среде Micro-Cap:

1) Установить частоту V1 равной 1 кГц и нулевую амплитуду переменной составляющей. После задания питания подобрать постоянную составляющую V1 для напряжения VOut = 6 В. Затем плавно увеличить входную амплитуду до размаха выхода 2 В; проверить отсутствие ограничения и записать фактическую входную амплитуду.

2) Установить V2 = 12 В.

3) Построить передаточную характеристику.

4) Изменяя сопротивление R2 с 1К до 10К, изучить влияние сопротивления на выходной сигнал и коэффициент усиления по напряжению. При изменении сопротивления подстраивать положение рабочей точки.

5) При R2 = 1 кОм уменьшить входную амплитуду до малосигнального режима. Снять АЧХ в диапазоне 100 Гц–1 МГц и проверить её независимость от амплитуды при дополнительном уменьшении сигнала вдвое.

6) Изменяя температуру от −20 до +85 °C, исследовать изменение выходного сигнала.

2.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– принципиальные схемы исследованных каскадов с номиналами элементов и результаты предварительного расчёта их режимов и коэффициентов усиления;

– осциллограммы входного и выходного сигналов в режиме покоя, в рабочей точке и в режиме насыщения для каждого исследованного каскада;

– таблицы и графики зависимостей размаха выходного сигнала от размаха входного и найденные по ним значения коэффициентов усиления;

– АЧХ каскадов, построенные по результатам измерений и моделирования на одном графике в логарифмическом масштабе по оси частот, с указанием граничных частот;

– результаты моделирования влияния температуры и номиналов элементов (инструмент Stepping) на работу каскадов;

– сравнительную таблицу основных параметров каскадов с ОЭ, ОЭ с ООС по току, ОЭ с ООС по напряжению, ОК и ОБ;

– выводы по каждому заданию и общий вывод о свойствах исследованных схем включения транзистора.

2.6 Контрольные вопросы

1) Укажите достоинства и недостатки схемы усилителя с заземлённым эмиттером. Объясните причины искажений гармонического сигнала в этой схеме.

2) Приведите формулу для оценки коэффициента усиления усилителя с заземлённым эмиттером. От чего зависит коэффициент усиления?

3) Каковы значения входного и выходного сопротивлений усилителя с заземлённым эмиттером?

4) Каковы значения входного и выходного сопротивлений каскада с ОЭ и ООС по току?

5) Приведите формулу для расчёта коэффициента усиления каскада с ОЭ и ООС по току. Почему этот коэффициент мало зависит от параметров транзистора?

6) Как влияет ООС по току на температурную стабильность рабочей точки каскада?

7) Чем отличается действие ООС по напряжению от действия ООС по току?

8) Укажите достоинства и недостатки схемы с общим коллектором.

9) По какой причине коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя приблизительно равен единице?

10) Для чего применяют каскад с общим коллектором и связью по переменному току? Как рассчитывается делитель напряжения в такой схеме?

11) В каких случаях на передаточной характеристике появляются участки ограничения выходного сигнала? Почему?

12) Укажите достоинства и недостатки схемы с общей базой.

13) Почему коэффициент усиления по току в схеме с общей базой приблизительно равен единице?

14) Чем обусловлено малое влияние напряжения коллектор–база на ток эмиттера в схеме с общей базой?

15) Объясните принцип работы усилительного каскада со смещённой общей базой.

16) Что такое крутизна транзистора и как она зависит от тока коллектора?

17) Какие элементы каскада определяют нижнюю и верхнюю граничные частоты? Почему полоса пропускания каскада с ОЭ уже, чем у каскадов с ОК и ОБ?

18) Как выбрать положение рабочей точки каскада по семейству выходных характеристик транзистора?

2.7 Дополнительные задания

1) Рассчитать каскад с ОЭ и ООС по току, обеспечивающий коэффициент усиления 20 при напряжении питания 12 В, использовав частичное шунтирование эмиттерного резистора конденсатором. Проверить расчёт моделированием.

2) Методом Монте-Карло оценить разброс коэффициента усиления каскада с ОЭ без ООС и с ООС по току при допуске резисторов ±5 % и разбросе коэффициента B транзистора от 100 до 250. Сделать вывод о влиянии ООС на воспроизводимость параметров каскада.

3) Экспериментально измерить входное и выходное сопротивления каскада с ОК по методике подраздела 1.6.5 и сравнить с расчётом.

3 Лабораторная работа № 2. Исследование каскодного усилителя, дифференциального каскада и комплементарного повторителя

3.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний, полученных при изучении предмета «Электроника и электротехника», а также получение новых знаний в части работы усилительных каскадов, состоящих из нескольких транзисторов раздела «Усилительные каскады на транзисторах» курса, практических навыков изготовления и отладки макетов многокаскадных электрических схем на биполярных транзисторах. При выполнении заданий практической работы студенты знакомятся с принципом действия и особенностями дифференциального каскада, каскодного усилителя и комплементарного повторителя.

В работе исследуются три узла, которые являются основой входных, промежуточных и выходных каскадов операционных усилителей и других аналоговых микросхем: каскодный усилитель, позволяющий устранить влияние эффекта Миллера и расширить полосу пропускания; дифференциальный каскад, усиливающий разность входных сигналов и подавляющий синфазную составляющую; комплементарный эмиттерный повторитель, обеспечивающий малое выходное сопротивление и экономичный режим работы на низкоомную нагрузку.

Для выполнения работы необходимы транзисторы КТ3102А (n-p-n) и КТ3107А (p-n-p), диоды КД522А, резисторы и конденсаторы в соответствии со схемами заданий, а также стандартный комплект измерительных приборов.

3.2 Теоретические сведения

3.2.1 Эффект Миллера и каскодная схема

Существенным недостатком схем с ОЭ является эффект Миллера. Природа эффекта объясняется наличием паразитной емкости, называемой

емкостью Миллера СМ между базой и коллектором биполярного транзистора или затвором и стоком полевого. Схема каскада с ОЭ с отмеченной емкостью Миллера показана на рисунке 3.1, а. К конденсатору СМ приложено напряжение:

$$u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} - K u_{\text{вх}} \overset{K<0}{=} u_{\text{вх}}(1 + |K|) = -u_{\text{вых}} \left(1 + \frac{1}{|K|}\right) \overset{|K| \gg 1}{\approx} -u_{\text{вых}}$$

где K < 0 – коэффициент усиления каскада с общим эмиттером. Следовательно, со стороны входа ёмкость Миллера проявляется с коэффициентом $(1 + |K|)$, а со стороны выхода – с коэффициентом $(1 + 1/|K|) \approx 1$. Ток через ёмкость $C_{\text{М}}$ равен $I_{\text{СМ}} = C_{\text{М}} \frac{d(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})}{dt} = C_{\text{М}}(1 + |K|) \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$. Этим рассуждениям соответствует эквивалентная схема, показанная на рисунке 3.1, б. Эквивалентная входная ёмкость $C_{\text{М}}(1 + |K|)$ вместе с внутренним сопротивлением источника сигнала $R_{\text{г}}$ (резистор R1, коллекторный резистор $R_{\text{к}}$ — R2) образует ФНЧ, поэтому верхняя граничная частота каскада заметно уменьшается, особенно при большом внутреннем сопротивлении источника. Для устранения этого недостатка предназначена каскодная схема, показанная на рисунке 3.2. Термин «каскодная схема» происходит от английского cascode — сокращения выражения cascade to cathode («каскад, нагруженный на катод»), применявшегося в ламповой технике [23].

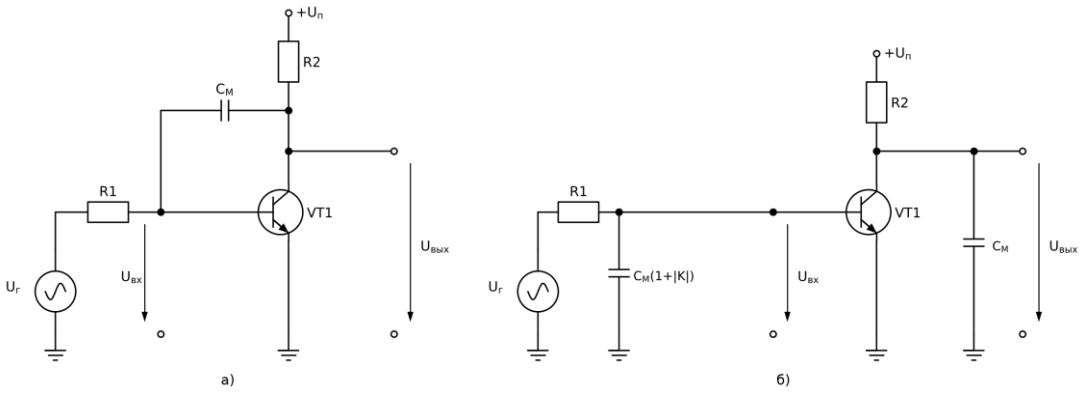


Рисунок 3.1 – Эффект Миллера в схеме с общим эмиттером: а – с емкостью Миллера; б – с эквивалентной емкостью

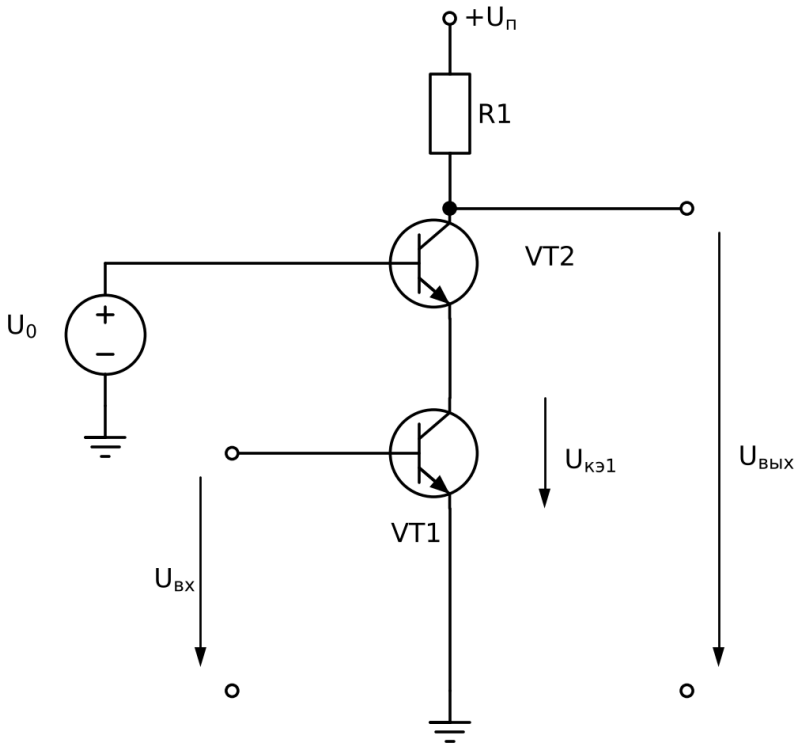


Рисунок 3.2 – Каскодная схема на n-p-n биполярных транзисторах

Роль ёмкости Миллера в биполярном транзисторе играет ёмкость коллекторного перехода $C_{бк}$. Каскодная схема состоит из последовательно соединённых каскада с ОБ (сверху, VT2) и каскада с ОЭ (снизу, VT1); коллекторный резистор $R_к$ — резистор R1. Если пренебречь током базы VT2, через оба транзистора течёт одинаковый ток:

$I_{к1} \approx I_{к2} \approx I_0$. Отсюда

$$K = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = K_{ОЭ}\frac{r_{вх.ОБ}}{r_{вых.ОЭ} + r_{вх.ОБ}}K_{ОБ} = -S_1 r_{кэ1}\frac{\frac{1}{S_2}}{r_{кэ1} + \frac{1}{S_2}}S_2 R_к \overset{r_{кэ1} \gg \frac{1}{S_2}}{\approx} -S_1 R_к$$

Таким образом, коэффициент усиления каскодной схемы на биполярных транзисторах примерно такой же, как у каскада с ОЭ (K ≈ −S1Rк). При этом нижний транзистор VT1, включённый по схеме с ОЭ, нагружен на малое входное сопротивление 1/S2 верхнего каскада с ОБ, поэтому его собственный коэффициент усиления составляет лишь около −1 и эффект Миллера практически отсутствует:

$$K_{\text{VT1}} \approx -\frac{S_1}{S_2} \approx -1.$$

Для столь незначительного значения коэффициента усиления схемы величина эквивалентной входной емкости$C_{\text{М}}(1 + |K|)$составит около $2C_{\text{М}}$, что означает устранение влияния эффекта Миллера. Схеме с ОБ, которая является частью каскодной схемы, эффект Миллера не присущ по причине того, что напряжение базы транзистора VT2 не изменяется, и коллекторная емкость этого транзистора влияет только на выход. Указанные закономерности характерны и для каскодной схемы собранной на МОП транзисторах.

3.2.2 Дифференциальный каскад

Дифференциальный усилитель (рисунок 3.3) имеет два входа, два выхода и представляет собой симметричное устройство. Он состоит из двух каскадов с ОЭ, эмиттеры транзисторов которых (или истоки полевых транзисторов) подключены к общему источнику тока; коллекторные резисторы $R_{\text{к1}}$ и $R_{\text{к2}}$ — резисторы R1 и R2. Если входное напряжение подаётся только на один вход, второй вход заземляют.

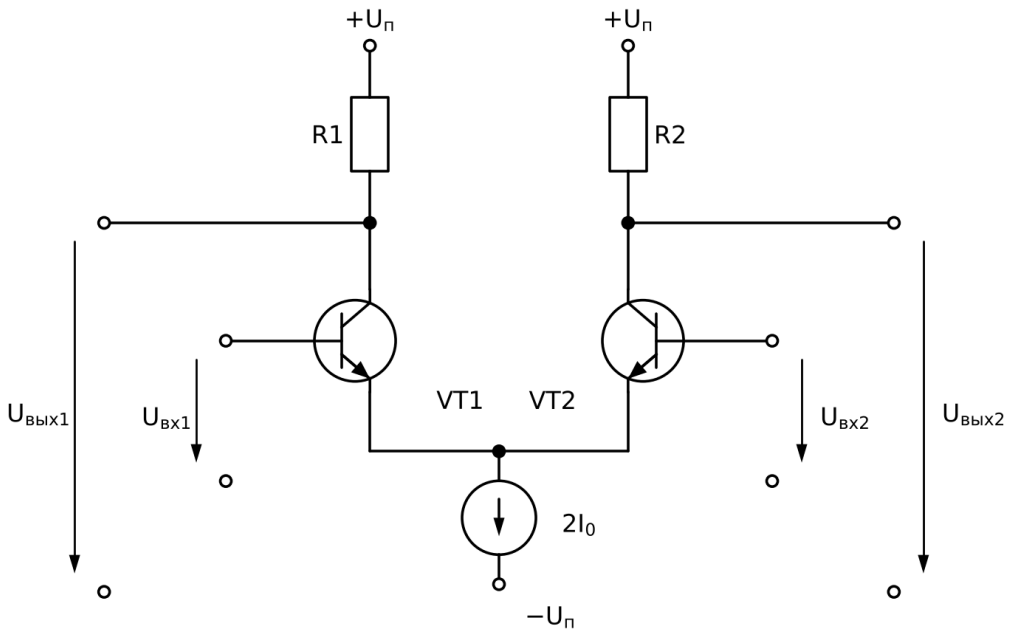


Рисунок 3.3 – Схема дифференциального усилителя на n-p-n транзисторах

Познакомимся поближе с работой дифференциального усилителя. Сумма токов, протекающих через источник тока постоянна:

$$2I_0 = I_{к1} + I_{б1} + I_{к2} + I_{б2} \approx I_{к1} + I_{к2} \text{при } B = \frac{I_к}{I_б} \gg 1$$

Далее будем считать, что $R_{к1} = R_{к2} = R_к$. Заменим входные напряжения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ на синфазное $U_{сф}$ и разностное $U_д$ напряжения:

$$U_{сф} = \frac{U_{вх1} + U_{вх2}}{2}, \quad U_д = U_{вх1} - U_{вх2};$$

$$U_{вх1} = U_{сф} + \frac{U_д}{2}, \quad U_{вх2} = U_{сф} - \frac{U_д}{2}.$$

Алгоритм замены показан на схеме, изображенной на рисунке 3.4.

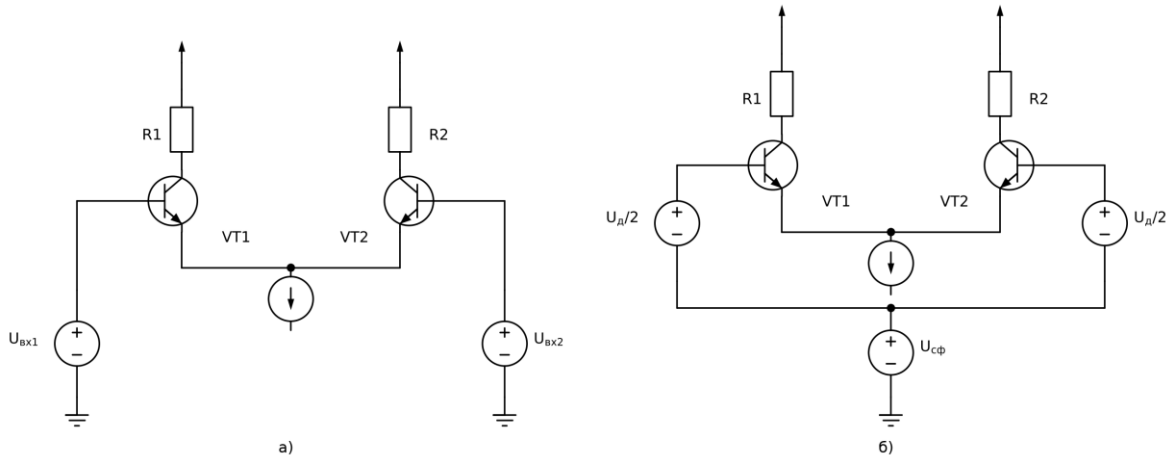


Рисунок 3.4 – Алгоритм замены входных напряжений Uвх1 и Uвх2 синфазным Uсф и разностным напряжением Uд

Синфазное и дифференциальное усиление. При равных входных напряжениях ($U_{вх1} = U_{вх2} = U_{сф}, U_д = 0$) токи, протекающие через коллекторы обоих транзисторов, равны между собой и равны половине тока источника тока:

$$I_{к1} = I_{к2} \overset{B \gg 1}{\approx} I_0$$

В этом случае для выходных напряжений можно записать:

$$U_{вых1} = U_{вых2} \approx U_п - I_0 R_к$$

Под синфазным сигналом понимают изменение синфазного напряжения $U_{сф}$. Усиление синфазного сигнала равно:

$$K_{\text{сф}} \approx \left.\frac{dU_{вых1}}{dU_{сф}}\right|_{U\text{д}=0} = \left.\frac{dU_{вых2}}{dU_{сф}}\right|_{U\text{д}=0}$$

в идеальном случае синфазное усиление равно нулю, но на практике оно принимает небольшое отрицательное значение $K_{\text{сф}} \approx -10^{-4} \ldots -1$, поскольку внутреннее сопротивление источника тока конечно.

При наличии разницы входных напряжений на базах транзисторов различаются и их коллекторные токи, что в свою очередь приводит к изменениям выходных напряжений. Такой сигнал называют *дифференциальным*, а усиление этого сигнала – *дифференциальным коэффициентом усиления*:

$$K_{\text{д1}} = \frac{\partial U_{\text{вых1}}}{\partial U_{\text{д}}} = -\frac{SR_{\text{к}}}{2}; \quad K_{\text{д2}} = \frac{\partial U_{\text{вых2}}}{\partial U_{\text{д}}} = +\frac{SR_{\text{к}}}{2}.$$

Производные определяются в симметричной рабочей точке при постоянном Ucф. Выходные приращения имеют противоположные знаки. Коэффициент ослабления синфазного сигнала для выбранного выхода — отношение модулей дифференциального и синфазного коэффициентов усиления:

$$K_{\text{осс}} = \frac{|K_{\text{д}}|}{|K_{\text{сф}}|}; \quad K_{\text{осс,дБ}} = 20 \lg K_{\text{осс}}.$$

Для идеального источника хвостового тока и симметричного каскада синфазный коэффициент Kсф стремится к нулю, а КОСС — к бесконечности. На практике КОСС ограничен конечным выходным сопротивлением источника тока и рассогласованием плеч. Дифференциальное и синфазное усиление при расчёте КОСС должны относиться к одному и тому же выходу.

Свойства дифференциального усилителя. Главным свойством дифференциального усилителя является способность усиливать разностное напряжение между входами независимо от напряжения синфазного сигнала, пока синфазный сигнал не превысит порог.

Выходные потенциалы дифференциального каскада зависят от тока источника тока, а не напряжения синфазного сигнала $U_{сф}$, т. е. рабочая точка не зависит от $U_{сф}$ в широких пределах. В то время как изменение $U_{сф}$ влечет изменения других напряжений, величины, оказывающие влияние на положение рабочей точки, практически не изменяются. Это свойство выделяет данный вид усилителя среди других, описанных ранее. Здесь не требуются цепи для согласования уровней постоянного напряжения, что облегчает настройку рабочей точки. Кроме того, эта схема обладает хорошими температурными свойствами.

Расчет дифференциального усилителя

На рисунке 3.5 изображена схема дифференциального усилителя с напряжениями и токами, которые необходимы для расчета характеристик в случае $U_{сф}$= 0. Для одинаковых транзисторов, т. е. одинаковых обратных токов отсечки I_S и без учета эффекта Эрли можно выявить следующее:

$$I_{к1} = I_S e^{\frac{U_{бэ1}}{U_T}}, I_{к2} = I_S e^{\frac{U_{бэ2}}{U_T}}$$

В соответствие со схемой, и пренебрегая токами базы транзисторов, запишем соотношения:

$$I_{к1} + I_{к2} = 2I_0, U_д = U_{бэ1} - U_{бэ2}$$

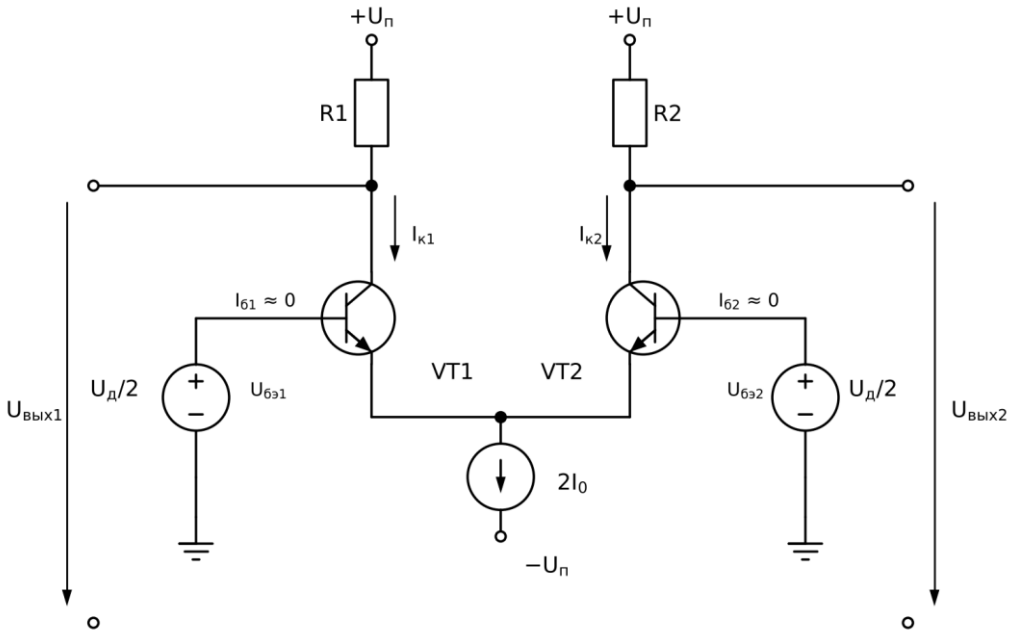


Рисунок 3.5 – Токи и напряжения дифференциального усилителя

Отношение коллекторных токов найдем по формуле:

$$\frac{I_{к1}}{I_{к2}} = e^{U_{бэ1}/U_T} \cdot e^{-U_{бэ2}/U_T} = e^{(U_{бэ1}-U_{бэ2})/U_T} = e^{U_д/U_T}.$$

Учитывая, что $I_{к1} + I_{к2} = 2I_0$ и решая относительно $I_{к1}$ и $I_{к2}$, получаем:

$$I_{к1} = \frac{2I_0}{1 + e^{-\frac{U_д}{U_T}}}, I_{к2} = \frac{2I_0}{1 + e^{\frac{U_д}{U_T}}},$$

Пользуясь соотношением

$$\frac{2}{1 + e^{-x}} = \frac{1 + e^{-x} + 1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}} = 1 + \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}} = 1 + th\frac{x}{2}$$

Запишем

$$I_{к1} = I_0\left(1 + th\frac{U_д}{2U_T}\right), I_{к2} = I_0\left(1 - th\frac{U_д}{2U_T}\right),$$

а при

$$U_{вых1} = U_п - I_{к1}R_к, U_{вых2} = U_п - I_{к2}R_к$$

вычисляем передаточные характеристики дифференциального усилителя на n-p-n транзисторах:

$$U_{\text{вых1}} = U_{\text{п}} - I_0 R_{\text{к}} \left(1 + th\frac{U_{\text{д}}}{2U_T}\right)$$

$$U_{\text{вых2}} = U_{\text{п}} - I_0 R_{\text{к}} \left(1 - th\frac{U_{\text{д}}}{2U_T}\right)$$

Передаточные характеристики дифференциального каскада, рассчитанные по полученным выражениям, приведены на рисунке 3.6. Из них следуют важные практические выводы. Во-первых, при $\left|U_{\text{д}}\right| < U_T$ каскад работает практически линейно; при $\left|U_{\text{д}}\right| \approx 4U_T \approx 100$ мВ весь ток источника переключается в один из транзисторов, и каскад становится токовым ключом. Поэтому дифференциальный каскад без ООС является линейным усилителем лишь для очень малых сигналов, а при больших сигналах используется как быстродействующий переключатель тока (основа эмиттерно-связанной логики). Во-вторых, крутизна передаточной характеристики в нуле равна $S/2$ на каждый выход, откуда дифференциальный коэффициент усиления при снятии сигнала с одного выхода

$$K_{\text{д}} = \frac{dU_{\text{вых1}}}{dU_{\text{д}}} = -\frac{SR_{\text{к}}}{2} = -\frac{I_0 R_{\text{к}}}{2U_T},$$

а при снятии сигнала между выходами — вдвое больше. Для расширения линейного участка в эмиттерные цепи транзисторов включают резисторы ООС $R_{\text{э}}$; тогда коэффициент усиления уменьшается до $K_{\text{д}} \approx -R_{\text{к}}/(2R_{\text{э}} + 2/S)$, а линейный диапазон увеличивается приблизительно до $\pm I_0 R_{\text{э}}$.

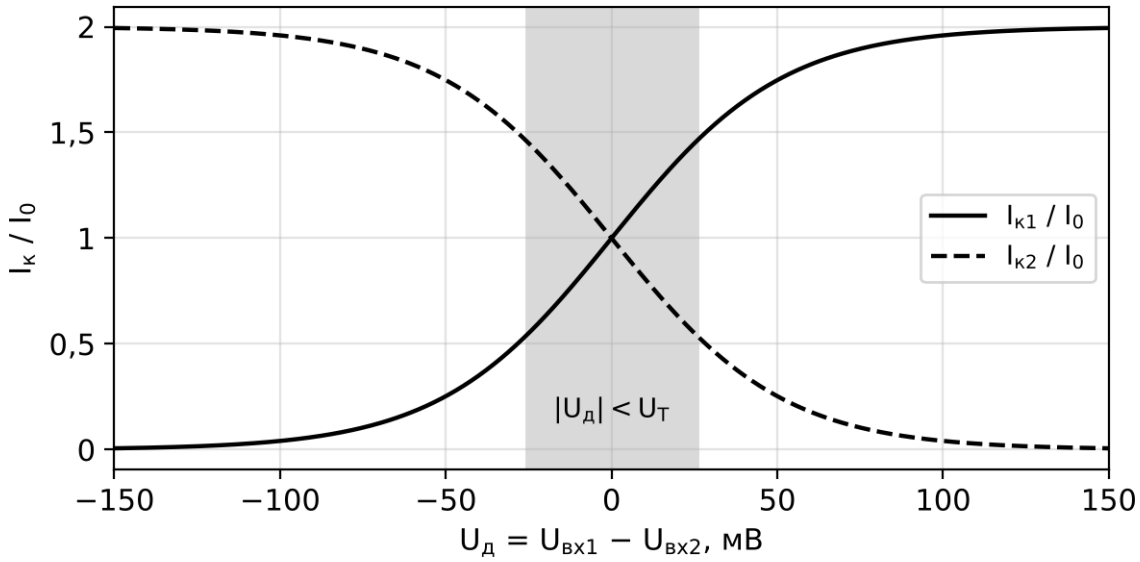


Рисунок 3.6 – Передаточные характеристики дифференциального каскада

3.2.3 Дифференциальный каскад с эмиттерным резистором

Часто, для упрощения дифференциального каскада источник тока в нем заменяют резистором, правда с ухудшением свойств каскада. Схема показана на рисунке 3.7. Как видно из рисунка источник тока I0 заменён обычным резистором R3 (на рисунке 3.7, в формулах — Rэ). Эта замена несколько ухудшает КОСС схемы, однако существенно упрощает схему устройства.

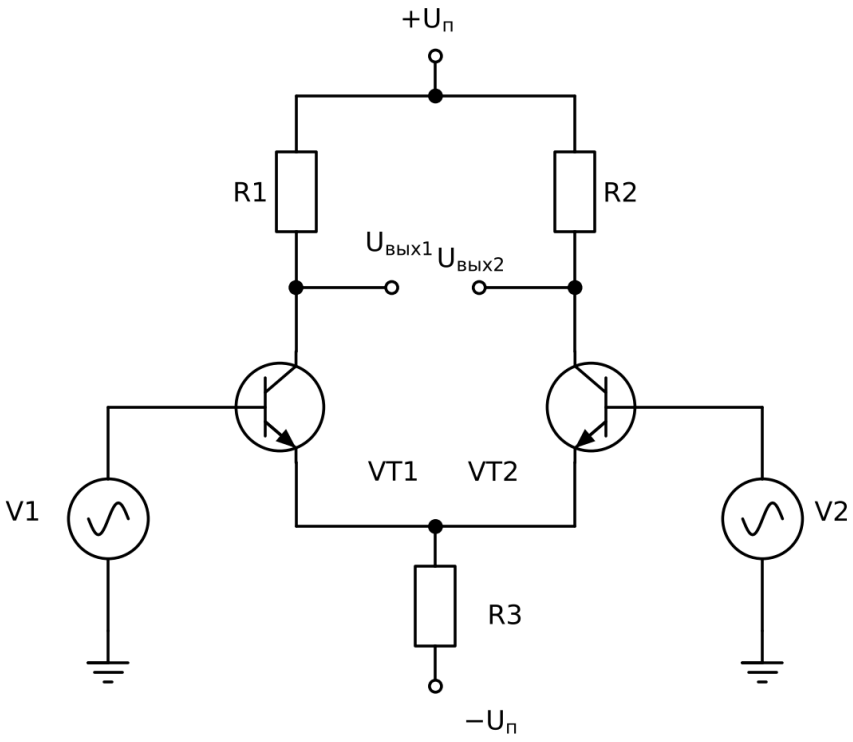


Рисунок 3.7 – Схема дифференциального каскада с эмиттерным резистором

При одинаковых сигналах генераторов V1 и V2 (синфазный сигнал) напряжение на эмиттерах VT1 и VT2 приблизительно равно $V_1 - 0{,}7$ В. Следовательно, ток резистора $R_э$ (R3), подключённого к источнику $-U_п$, равен $I_э = \frac{V_1 - 0{,}7\ \text{В} + U_п}{R_э}$. Будем считать $R_{к1} = R_{к2} = R_к$ (резисторы R1 и R2) и свойства транзисторов VT1, VT2 одинаковыми. Пренебрегая базовыми токами, получаем $I_{к1} = I_{к2} = I_к = I_э/2$, а выходные напряжения $U_{вых1} = U_{вых2} = U_п - I_к R_к$. Рабочую точку выбирают так, чтобы постоянное напряжение на коллекторах находилось примерно посередине между $U_п$ и потенциалом эмиттеров; тогда допустимый размах выходного сигнала максимален.

3.2.4 Дифференциальный каскад с активной нагрузкой

В интегральных операционных усилителях резисторы $R_к$ в коллекторных цепях дифференциального каскада заменяют токовым зеркалом на p-n-p транзисторах. Коллектор одного транзистора дифференциальной пары подключается к входу зеркала (диодно-включённому транзистору), коллектор другого — к выходу зеркала, который и является выходом каскада. Изменение тока первого транзистора отражается зеркалом и вычитается из тока второго транзистора, поэтому в нагрузку поступает удвоенное приращение тока $2\Delta I = SU_д$. Таким образом, токовое зеркало решает сразу две задачи: преобразует дифференциальный сигнал в несимметричный без потери половины усиления и создаёт высокоомную динамическую нагрузку.

Коэффициент усиления такого каскада определяется параллельным соединением выходных сопротивлений транзистора дифференциальной пары и выходного транзистора зеркала:

$$K_д = S\left(r_{кэ,n} \parallel r_{кэ,p}\right) = \frac{I_0}{U_T} \cdot \frac{1}{I_0/U_{A,n} + I_0/U_{A,p}} = \frac{1}{U_T\left(1/U_{A,n} + 1/U_{A,p}\right)}.$$

При напряжениях Эрли 60–100 В коэффициент усиления одного такого каскада составляет 1000–2000 и, что существенно, не зависит от тока покоя. Именно поэтому входной каскад классического ОУ (например, μA741 или

LM358) состоит из дифференциальной пары с активной нагрузкой, а следующий за ним промежуточный каскад с ОЭ обеспечивает остальную часть коэффициента усиления.

3.2.5 Комплементарный эмиттерный повторитель

Эмиттерный повторитель на одном транзисторе (см. подраздел 2.2.5) при работе на низкоомную нагрузку должен иметь ток покоя, превышающий максимальный ток нагрузки, иначе при отрицательной полуволне сигнала транзистор запирается и сигнал ограничивается. Это делает однотактный повторитель неэкономичным: его коэффициент полезного действия в режиме класса А не превышает 25 %. Значительно эффективнее двухтактный комплементарный повторитель (рисунок 3.8), состоящий из n-p-n и p-n-p транзисторов, эмиттеры которых соединены и подключены к нагрузке.

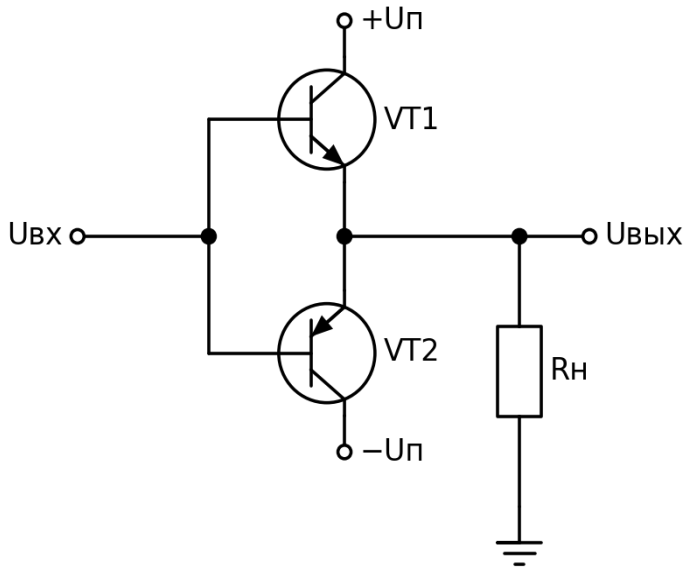


Рисунок 3.8 – Комплементарный эмиттерный повторитель, работающий в режиме класса В

При положительной полуволне входного сигнала открыт транзистор VT1, который отдаёт ток в нагрузку от источника $+U_{\text{п}}$, а VT2 закрыт. При отрицательной полуволне открыт VT2, который отбирает ток из нагрузки в источник $-U_{\text{п}}$. В отсутствие сигнала оба транзистора закрыты и схема не потребляет тока. Такой режим работы, при котором каждый транзистор проводит ток в течение половины периода, называется режимом класса В. Его

теоретический КПД при синусоидальном сигнале максимальной амплитуды равен $\pi/4 \approx 78{,}5\ \%$.

Недостатком режима класса B являются искажения типа «ступенька» (переходные искажения, crossover distortion). Поскольку транзистор открывается лишь при напряжении база–эмиттер около 0,6 В, при входных напряжениях в диапазоне примерно ±0,6 В оба транзистора закрыты и выходное напряжение остаётся равным нулю (рисунок 3.9). Относительная величина этих искажений особенно велика при малых сигналах.

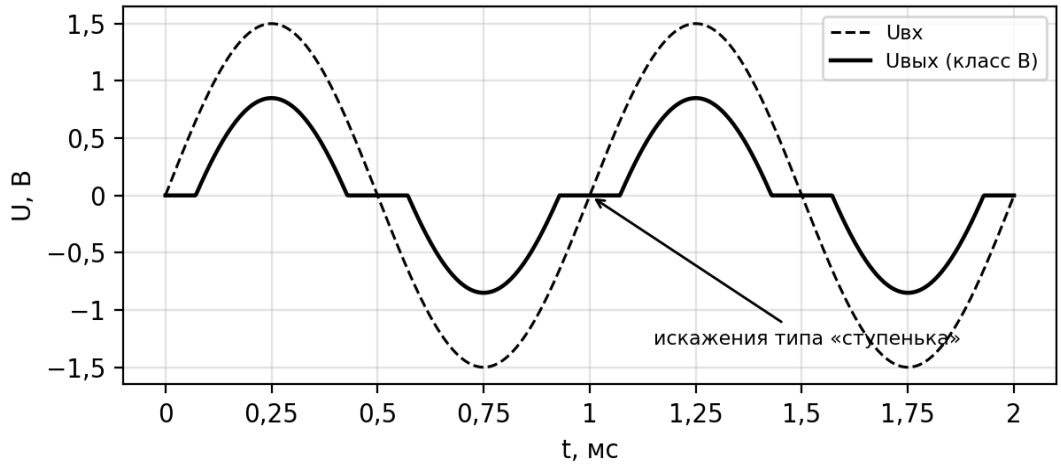


Рисунок 3.9 – Искажения типа «ступенька» в повторителе класса B при амплитуде входного сигнала 1,5 В

Для устранения ступеньки на базы транзисторов подают начальное смещение, примерно равное сумме их напряжений отпирания, так что в отсутствие сигнала через транзисторы протекает небольшой ток покоя. Такой режим называется режимом класса AB. Простейший способ создания смещения — включение между базами двух диодов, через которые резисторы R1 и R2 задают ток (рисунок 3.10); прямое падение напряжения на каждом диоде приблизительно равно напряжению база–эмиттер соответствующего транзистора. Диоды целесообразно размещать в тепловом контакте с выходными транзисторами: тогда при нагреве транзисторов уменьшение напряжения на диодах компенсирует уменьшение $U_{бэ}$ и предотвращает неконтролируемый рост тока покоя (тепловой разгон). Для стабилизации тока

покоя в эмиттерные цепи мощных транзисторов включают резисторы сопротивлением единицы ом (в схеме задания 3 — резисторы R1 и R2 сопротивлением от 1 до 10 Ом).

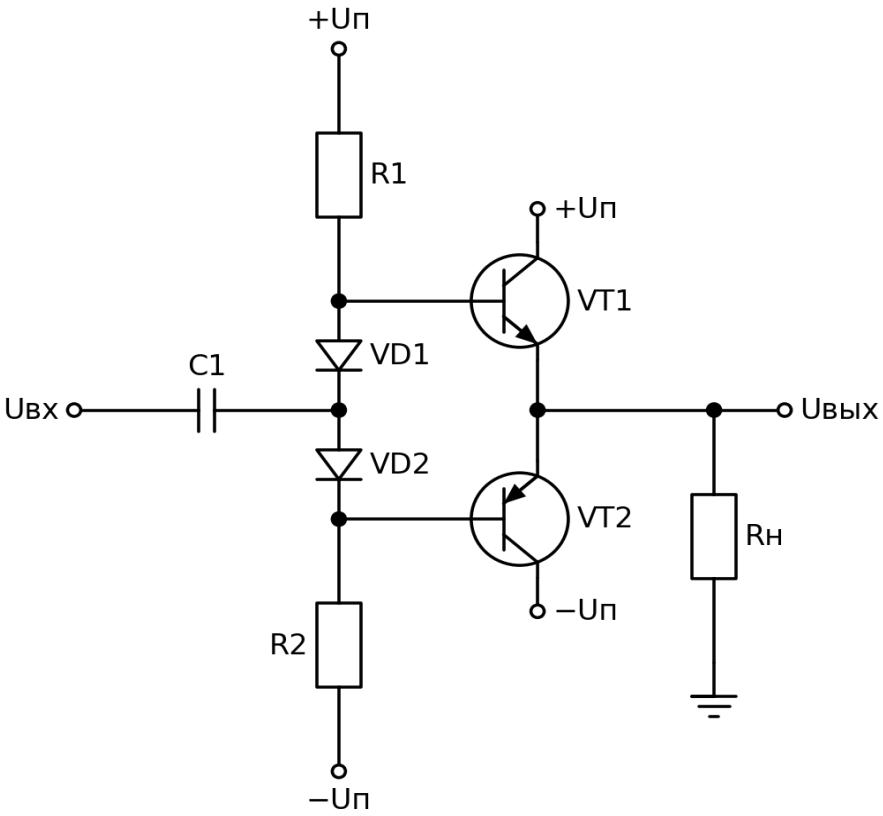


Рисунок 3.10 – Комплементарный эмиттерный повторитель, работающий в режиме класса АВ, со смещением на диодах

Входное сопротивление комплементарного повторителя приблизительно равно $\beta R_{\text{н}}$, выходное — $1/S + R_{\text{г}}/\beta$, где $R_{\text{г}}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала. Коэффициент передачи по напряжению близок к единице. Комплементарные повторители класса АВ используются в выходных каскадах операционных усилителей, усилителей мощности звуковой частоты и драйверов, а в сочетании с ОУ, охватывающим повторитель общей ООС, позволяют практически полностью устранить переходные искажения.

3.2.6 Внутренняя структура интегрального операционного усилителя

Узлы, изученные в лабораторных работах № 1 и 2, вместе с источниками тока и токовыми зеркалами (см. главу 5) позволяют понять устройство интегрального операционного усилителя. Классический ОУ (μA741, а также LM358/LM324, отличающиеся p-n-p входным каскадом) содержит три основных каскада [5, 21, 24].

Входной каскад — дифференциальная пара с активной нагрузкой в виде токового зеркала (см. подраздел 3.2.4). Он определяет входные параметры ОУ: входной ток, напряжение смещения нуля, КОСС и диапазон допустимых синфазных напряжений, а также преобразует дифференциальный сигнал в несимметричный ток. Ток покоя входного каскада задаётся источником тока, который, в свою очередь, получает опорный ток от источника Видлара (см. подраздел 5.2.8) — это делает режим ОУ малочувствительным к напряжению питания.

Промежуточный каскад — каскад с ОЭ (часто на составном транзисторе) с активной нагрузкой в виде источника тока. Он обеспечивает основную часть коэффициента усиления ОУ (сотни–тысячи). Между входом и выходом этого каскада включён конденсатор частотной коррекции ёмкостью около 30 пФ. Благодаря эффекту Миллера (см. подраздел 3.2.1) эквивалентная ёмкость на входе каскада увеличивается в сотни раз, и именно она формирует доминирующий полюс АЧХ ОУ на частоте единиц–десятков герц. Тот же конденсатор определяет скорость нарастания выходного напряжения: $SR = I_0/C_{\text{к}}$, где I_0 — максимальный ток, которым входной каскад может перезаряжать конденсатор.

Выходной каскад — комплементарный повторитель класса АВ (см. подраздел 3.2.5) со схемой ограничения выходного тока, защищающей ОУ от короткого замыкания выхода. Смещение выходных транзисторов задаётся диодами или умножителем напряжения $U_{\text{бэ}}$.

Таким образом, основные параметры ОУ непосредственно связаны со свойствами изученных узлов: высокий коэффициент усиления — с активными нагрузками, высокий КОСС — с источником тока во входном дифференциальном каскаде, малое выходное сопротивление — с выходным повторителем, частота единичного усиления $f_T = g_{m1}/(2\pi C_к)$ — с крутизной входного каскада и ёмкостью коррекции.

3.3 Пример предварительного расчёта дифференциального каскада

Рассчитаем каскад рисунка 3.11: V3 = +12 В, R1 = R2 = Rк = 1 кОм, R3 = Rэ = 200 Ом. Требуется установить на обоих коллекторах по 6 В. Для предварительной оценки примем Uбэ ≈ 0,7 В, UT = 26 мВ и пренебрежём токами базы.

1. Токи покоя определяются падением напряжения на коллекторных резисторах:

$$I_{к1} = I_{к2} = \frac{12 - 6}{1\ кОм} = 6\ мА; \quad I_э \approx 12\ мА.$$

2. Потенциал общего эмиттерного узла Uэ ≈ 12 мА·200 Ом = 2,4 В. Одинаковая постоянная составляющая обоих входов Uб ≈ Uэ + Uбэ ≈ 3,1 В. Тогда Uкэ ≈ 6 − 2,4 = 3,6 В; транзисторы находятся в активной области. В модели и макете смещение уточняют до получения 6 В на коллекторах.

3. Крутизна каждого транзистора S = Iк/UT ≈ 0,231 А/В. При Uд = Uвх1 − Uвх2 коэффициенты передачи на отдельные выходы:

$$K_{д1} = -\frac{SR_к}{2} \approx -115; \quad K_{д2} \approx +115.$$

4. Синфазный сигнал изменяет общий ток через Rэ; в первом приближении синфазное усиление каждого плеча:

$$K_{сф} \approx -\frac{R_к}{2R_э + 1/S} = -\frac{1000}{400 + 4{,}33} \approx -2{,}47.$$

5. КОСС по одному коллекторному выходу:

$$K_{\text{осс}} \approx \frac{115{,}4}{2{,}47} \approx 46{,}7; \quad 20 \lg K_{\text{осс}} \approx 33{,}4 \text{ дБ}.$$

Высокий КОСС требует увеличения выходного сопротивления хвостовой цепи. Для дополнительного исследования можно заменить R3 источником тока около 12 мА с достаточным рабочим диапазоном, заново установить рабочую точку и сравнить синфазное усиление. Это расширение выполняется по указанию преподавателя.

6. Для измерения дифференциального усиления начните с амплитуды Uд = 5 мВ: амплитуда на одном выходе составит около 0,58 В. При противофазном возбуждении амплитуды обоих генераторов должны быть по 2,5 мВ. Увеличение Uд до 20 мВ даёт уже заметную нелинейность tanh-характеристики и уменьшает запас до насыщения; такой режим исследуют отдельно от малосигнального усиления.

3.4 Порядок выполнения работы

Практическая часть состоит из двух разделов:

1) Моделирование работы всех схем в Micro-Cap

2) По указанию преподавателя изготовить, отладить и измерить характеристики 2х из рассмотренных схем

3.4.1 Задание 1. Исследовать дифференциальный каскад

Моделирование каскада рисунка 3.11 обязательно. Макетирование выполняется по выбору преподавателя согласно подразделу 3.4.4. Для VT1 и VT2 использовать модель КТ3102А.

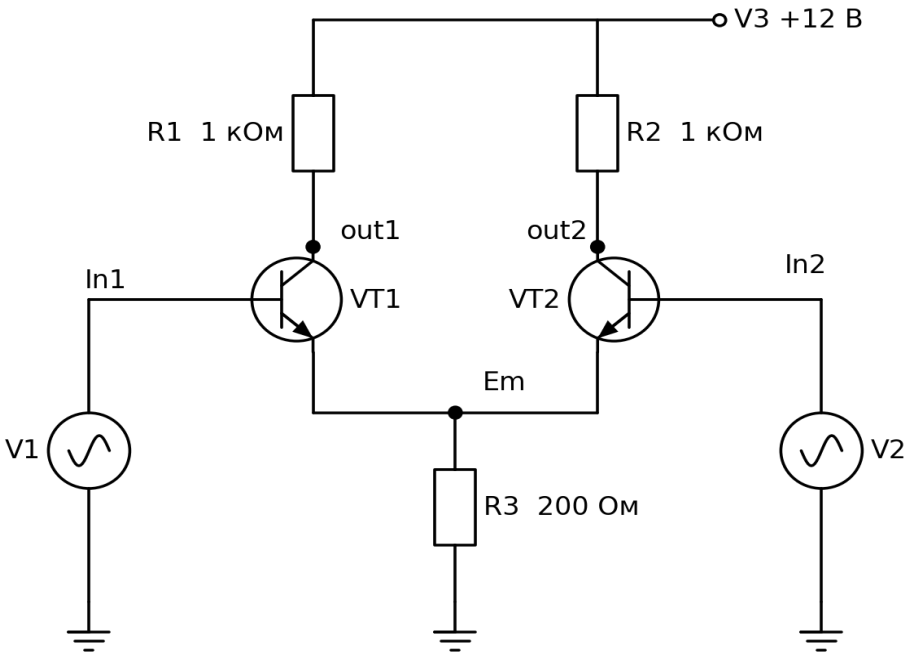


Рисунок 3.11 – Схема для исследования дифференциального каскада

1) Установить V3 = 12 В. Задать на обоих входах одинаковую постоянную составляющую около 3,1 В и нулевую переменную амплитуду. Рассчитать рабочую точку по подразделу 3.3. Для поиска точного смещения временно соединить обе базы с одним источником и выполнить DC-анализ по его напряжению. Найти смещение, при котором Out1 = Out2 = 6 В. Затем восстановить два источника с найденным одинаковым смещением. Сохранить напряжения узлов и токи R1, R2, R3.

2) Задать обоим синусоидальным источникам амплитуду временного сигнала 0,02 В, частоту 1 кГц и фазу 0°. Не путать амплитуду временного сигнала с параметром AC для частотного анализа.

3) Снять временные характеристики (Провести Transient Analysis) напряжений на выходах out1, out2 и разницы между ними. В результаты включить токи резисторов R1, R2, R3. Получить временные характеристики входных и выходных напряжений (out1, out2, разницы напряжений между out1 и out2, in1,in2). Привести скриншоты результатов анализа в отчете.

4) По полученным данным найти коэффициент усиления синфазного сигнала по одному выходу: Kсф = Uвых1/Uвх (для разности Out1 − Out2 симметричной схемы он близок к нулю).

5) Оставить переменную амплитуду V2 равной нулю, сохранив его постоянное смещение. Установить амплитуду V1 = 5 мВ и провести Transient Analysis. Проверить линейность повторным расчётом при вдвое меньшей амплитуде.

6) Задать обоим генераторам амплитуду 2,5 мВ при прежнем постоянном смещении; фазу V1 принять 0°, V2 — 180°. Амплитуда разности входных сигналов составляет 5 мВ. Провести Transient Analysis и сравнить с предыдущим режимом.

7) По полученным данным рассчитать коэффициент усиления дифференциального сигнала.

8) По полученным данным найти значение коэффициента ослабления синфазного сигнала (КОСС).

9) Задав источникам противофазное возбуждение (AC 0,5 и −0,5), провести AC-анализ и построить АЧХ и ФЧХ для V(Out1) − V(Out2). Найти верхнюю граничную частоту (нижняя граница — 0 Гц). Результаты приложить к отчету.

10) Выполнить практическое исследование работы каскада, в соответствии с п. 10 задания 4 (подраздел 3.4.4).

3.4.2 Задание 2. Исследовать каскодный усилитель

Промоделировать в Micro-Cap работу схемы каскодного усилителя, представленного на рисунке 3.12. Транзисторы VT1, VT2 - КТ3102А.

Внимание! Принять C1 = 1 мкФ, C2 = 10 мкФ. Точки Vb1 и Vb2 — базы VT1 и VT2 соответственно.

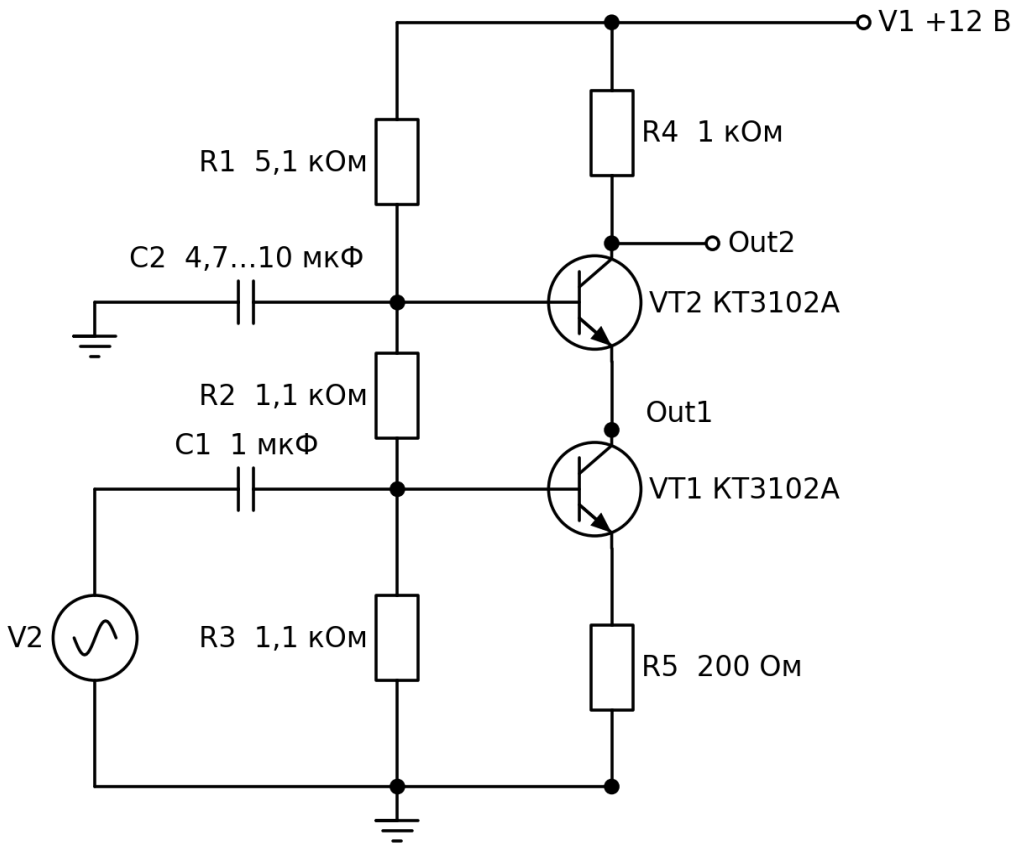


Рисунок 3.12 – Схема для исследования каскодного усилителя

1) Установить напряжение питания источника V1 равным 12 В. Для генератора V2 выбрать синусоидальный сигнал, частотой 1 кГц. Напряжение постоянной составляющей DC установить равным нулю, амплитуду также временно равной нулю. Для указанных в схеме номиналов резисторов получить значения напряжений в точках Vb1, Vb2, Out1, Out2. Для этого провести динамический анализ схемы по постоянному току. Скриншот результатов анализа привести в отчете. Используя сведения из теоретической части, провести расчет напряжений в точках Vb1, Vb2, Out1, Out2. Сравнить результаты расчетов и моделирования.

2) Подобрать максимально возможную амплитуду входного сигнала таким образом, чтобы схема работала в режиме усиления, но без искажений. Искажения оценивать визуально по результатам Transient Analysis. Получить АЧХ схемы. Найти полосу пропускания схемы. Сравнить с АЧХ каскада с ОЭ на VT1 (VT2 исключить, коллектор VT1 подключить к R4) при той же рабочей точке.

3) При амплитуде входного сигнала из п. 2 определить минимально и максимально возможный номинал резистора R3, при котором не происходит искажений сигнала.

4) Установив амплитуду колебаний генератора V2, равной 0 В, установить сопротивление резистора R5 = 100 Ом, при неизменном R2 рассчитать значения резисторов R1 и R3 такими, чтобы обеспечить значения напряжений в точках Out1, Out2 аналогичными п.1 задания. Для нового значения сопротивления R5 повторить пп. 2 и 3 задания.

5) Выполнить практическое исследование работы каскада, в соответствии с п. 11 задания 4 (подраздел 3.4.4).

3.4.3 Задание 3. Исследовать комплементарный повторитель

Исследовать свойства комплементарного повторителя (рисунок 3.13). Выбрать VT1-КТ3102А, VT2–КТ3107А, VD1, VD2 – КД522А. Номинал резисторов R1 и R2 (от 1 до 10 Ом) необходимо уточнить у преподавателя.

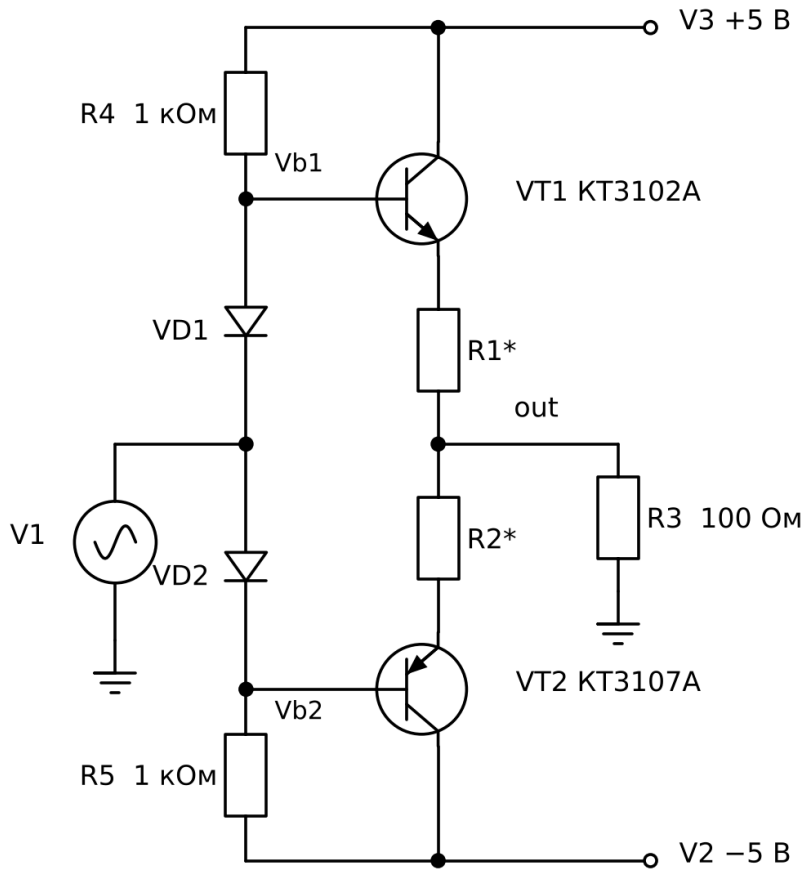


Рисунок 3.13 – Схема для исследования комплементарного транзисторного повторителя

1) Установить напряжение питания источника V2 равным – 5 В, V3 = 5 В. Для генератора сигналов V1 выбрать синусоидальный сигнал частотой 1 кГц, амплитудой 100 мВ.

2) С помощью инструмента Transient Analysis. Провести моделирование значений напряжений на выходе генератора V1, на базах Vb1, Vb2, в точке out. Также промоделировать значения токов генератора V1, резистора R3, эмиттерных токов, мощности, выделяемой на резисторе R3. К отчету приложить скриншоты результатов анализа. Найти коэффициенты передачи по напряжению Uout/UV1, току IR3/IV1 и мощности PR3/PV1.

3) Заменить диод VD2 коротким замыканием, провести Transient Analysis. Привести скриншот результатов анализа в отчете.

4) Восстановить VD2 и заменить диод VD1 коротким замыканием, провести Transient Analysis. Привести скриншот результатов анализа в отчете объяснить полученные результат

5) Восстановив исходную схему, получить АЧХ. Найти границы полосы пропускания. АЧХ поместить в отчет.

3.4.4 Задание 4. Экспериментальное исследование схем на макете

По указанию преподавателя провести практическое изучение двух из трех рассмотренных схем. Алгоритм выполнения работ практически не зависит от схемы и состоит из следующих шагов:

1) Получить радиодетали, необходимые для сборки схемы

2) Расположить их на макетной плате, по возможности максимально удобно для последующей отладки и контроля.

3) Продумать траекторию линий «общего провода» и «питания», таким образом, чтобы максимально удобно проводить соединение платы с генератором, источником питания, осциллографом.

4) Собрать макет и показать преподавателю.

5) На рабочее место установить приборы, необходимые для выполнения практической работы. Установить требуемые значения питающих напряжений и выходного напряжения генератора сигналов. Отключить питание источников питания и генератора (приборов).

6) Подключить приборы к макету. Включить питание приборов.

7) Осциллографом проконтролировать наличие напряжений в ключевых точках схемы. Для отлаженной схемы ключевыми считаются точки входа и выхода изучаемого каскада. Хорошим правилом является подключение первого луча осциллографа на вход схемы, а второго- на выход.

8) При нулевой переменной составляющей проверить рабочую точку. В дифференциальном каскаде её регулируют одинаковым смещением обоих генераторов. В каскоде рисунка 3.12 постоянное смещение задают R1–R3 и R5: входной конденсатор C1 не пропускает постоянную составляющую генератора. В комплементарном повторителе проверяют нулевое смещение

входа и ток покоя. Любые изменения монтажа выполнять при выключенном питании.

9) Включить (сделать ненулевой переменную часть сигнала генератора) и на частоте 1 кГц добиться выполнения схемой функций, для которых она предназначена. Сохранить скриншоты сигналов экрана осциллографа, приложить их к отчету. На скриншотах должны присутствовать напряжения в характерных точках схемы, перечисленные в заданиях моделирования в Micro-Cap.

10) Для схемы дифференциального каскада:

а) К входам In1 и In2 схемы дифференциального каскада (рисунок 3.11), подключить выходы 1 и 2 генератора сигналов. Каналы 1 и 2 осциллографа подключить к выходам схемы Out1 и Out2 соответственно. Питание макета (V3) сделать равным 12 В. Изменяя выходное смещение сигналов генератора (одинаковое в обоих каналах), установить положения выходных сигналов схемы, равным половине питания (обеспечить положение рабочей точки). Положение рабочих точек в каждом из каналов контролировать осциллографом. Если окажется, что при одинаковых сигналах в каналах генератора в одном из каналов напряжение ниже половины питания, в то время, как в другом – выше, подкорректировать разницу, внеся различия в уровни входных сигналов (в пределах 10 мВ). В одном из каналов установить размах переменного сигнала 30 мВ. Проконтролировать форму и размах сигналов на обоих выходах. Сохранить скриншот осциллограмм. Отключить переменный сигнал в канале и включить в другом. Проконтролировать произошедшие изменения. Выполнить п. 9. Сравнить полученные результаты с результатами моделирования. Установить противофазный сигнал размахом 30 мВ в обоих каналах (Подать сигналы генератора на оба канала со сдвигом в 180 градусов). Выполнить п.9. Найти коэффициент усиления дифференциального сигнала

б) Подать синфазный сигнал размахом 100 мВ на оба входа дифференциального каскада. Снимая сигнал с одного из плеч дифференциального каскада измерить размах выходного сигнала. Снять сигнал с другого плеча схемы, убедиться в идентичности сигналов. Сохранить скриншот осциллограмм. Найти коэффициент усиления синфазного сигнала схемы.

11) Для схемы каскодного усилителя:

Собрать каскод по рисунку 3.12, подключить первый канал осциллографа ко входу, второй — к Out2. Установить V1 = 12 В. При нулевом переменном входе проверить напряжения Vb1, Vb2, Out1 и Out2 по расчёту и модели; при необходимости уточнить резисторы смещения при выключенном питании. Затем установить частоту 1 кГц, размах входа 100 мВ и проверить отсутствие ограничения. Сохранить осциллограммы и сравнить с моделированием.

12) Для схемы комплементарного повторителя:

Собрать схему комплементарного повторителя, по схеме, изображенной на рисунке 3.13. Напряжение питания V2 установить равным −5 В, V3 — +5 В. Напряжение смещения генератора V1 установить равным 0 В, уровень переменной составляющей – 100 мВ. Выполнить п.9. Сравнить результаты моделирования с практическими результатами.

13) Для каждой исследованной схемы, изменяя частоту сигнала пройти диапазон от 10 Гц до 1 МГц, отмечая характерные точки (в которых происходит изменение или искажение сигнала). После этого снять АЧХ схемы, так, чтобы число отсчетов вблизи характерных точек существенно превышало число отсчетов в точках, в которых не наблюдается изменений.

3.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– схемы исследованных узлов с номиналами элементов и результаты предварительного расчёта;

– временные диаграммы входных и выходных напряжений дифференциального каскада при синфазном и дифференциальном входных сигналах, рассчитанные значения синфазного и дифференциального коэффициентов усиления и КОСС;

– АЧХ и ФЧХ дифференциального каскада и каскодного усилителя с указанием полосы пропускания;

– результаты определения допустимого диапазона сопротивления резистора R3 каскодного усилителя и влияния резистора R5;

– временные диаграммы работы комплементарного повторителя с диодами смещения и при их закорачивании;

– сравнение результатов моделирования и экспериментального исследования двух схем, выбранных преподавателем;

– выводы по каждому заданию.

3.6 Контрольные вопросы

1) В чём состоит эффект Миллера и как он влияет на полосу пропускания каскада с ОЭ?

2) Выведите формулу для расчёта коэффициента усиления каскодной схемы.

3) Перечислите преимущества и недостатки каскодной схемы по сравнению с каскадом с ОЭ на биполярном транзисторе.

4) Перечислите преимущества и недостатки каскодной схемы по сравнению с другими многокаскадными усилителями.

5) Что такое синфазный и дифференциальный сигналы? Как представить два произвольных входных сигнала через синфазную и дифференциальную составляющие?

6) Выведите формулу для расчёта дифференциального коэффициента усиления дифференциального каскада.

7) Что такое коэффициент ослабления синфазного сигнала и как его увеличить?

8) Перечислите преимущества и недостатки дифференциального каскада. Где он применяется на практике?

9) Почему диапазон линейной работы дифференциального каскада без ООС составляет лишь несколько десятков милливольт?

10) Какие преимущества даёт применение токового зеркала в качестве нагрузки дифференциального каскада?

11) Объясните принцип работы комплементарного повторителя. Чем режим класса B отличается от режима класса AB?

12) Объясните изменение поведения схемы комплементарного повторителя при закорачивании диодов VD1 и VD2.

13) Что такое тепловой разгон выходного каскада и как его предотвратить?

3.7 Дополнительные задания

1) Промоделировать дифференциальный каскад, в котором эмиттерный резистор заменён источником тока на транзисторе (см. главу 5), и сравнить значения КОСС двух вариантов схемы.

2) Промоделировать дифференциальный каскад с токовым зеркалом в коллекторных цепях и определить его коэффициент усиления. Сравнить с расчётом по формуле подраздела 3.2.4.

3) С помощью функции Фурье-анализа Micro-Cap определить коэффициент гармоник выходного сигнала комплементарного повторителя в режимах классов В и АВ при амплитуде входного сигнала 1 В.

4 Лабораторная работа № 3. Исследование основных схем включения операционного усилителя

4.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний о принципах построения линейных узлов на операционных усилителях (ОУ), а также получение практических навыков расчёта, макетирования и экспериментального исследования инвертирующего и неинвертирующего усилителей, сумматора, дифференциального (вычитающего) усилителя и интегратора. В ходе работы определяются коэффициенты передачи, частотные характеристики и ограничения, обусловленные неидеальностью реального ОУ: конечной полосой пропускания, ограниченной скоростью нарастания выходного напряжения и ограниченным диапазоном выходного напряжения.

Знание материала этой работы необходимо для выполнения последующих работ практикума, в которых ОУ используется в выпрямителях, пиковых детекторах, генераторах и стабилизаторах напряжения.

Для выполнения работы необходимы сдвоенный операционный усилитель LM358 (LM258, LM2904) (назначение выводов приведено в приложении А), резисторы и конденсаторы в соответствии со схемами заданий, блокировочные конденсаторы 0,1 мкФ, двухполярный источник питания ±12 В и стандартный комплект измерительных приборов.

4.2 Теоретические сведения

4.2.1 Операционный усилитель и его модель

Операционный усилитель — это усилитель постоянного тока с дифференциальным входом, несимметричным выходом и очень большим коэффициентом усиления, предназначенный для работы с глубокой отрицательной обратной связью. Своё название ОУ получил благодаря первоначальному применению в аналоговых вычислительных машинах для

выполнения математических операций: сложения, вычитания, интегрирования. Внутренняя структура классического ОУ включает входной дифференциальный каскад с активной нагрузкой, промежуточный усилительный каскад с ОЭ и выходной комплементарный повторитель класса АВ, т. е. именно те узлы, которые исследовались в лабораторных работах № 1 и 2 (токовые зеркала, используемые в качестве активных нагрузок, подробно рассматриваются в лабораторной работе № 4) [5, 6, 25–27].

ОУ имеет два входа: неинвертирующий (обозначается знаком «+») и инвертирующий («−»), а также выводы питания. Выходное напряжение в линейном режиме пропорционально разности входных напряжений:

$$U_{\text{вых}} = K_0(U_{\text{н}} - U_{\text{и}}),$$

где $U_{\text{н}}$ и $U_{\text{и}}$ — напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах, K_0 — коэффициент усиления ОУ без обратной связи (собственный коэффициент усиления), составляющий 10^4–10^6. Простейшая эквивалентная схема ОУ, учитывающая конечные значения входного и выходного сопротивлений, приведена на рисунке 4.1 [28, 29].

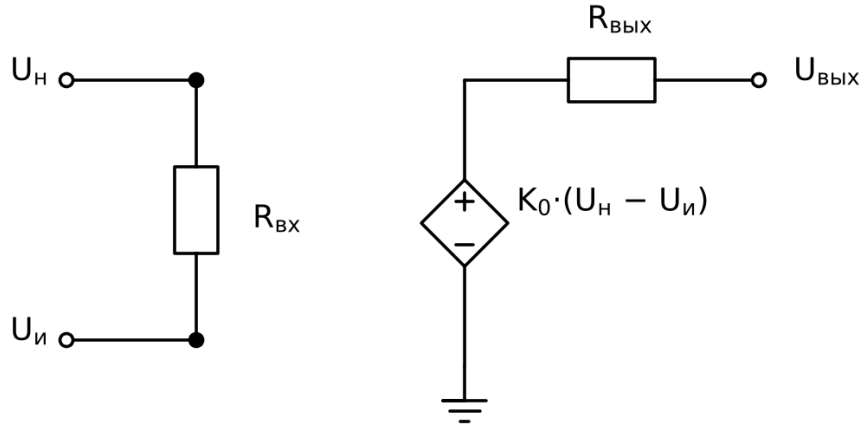


Рисунок 4.1 – Эквивалентная схема операционного усилителя

Для анализа схем на ОУ с отрицательной обратной связью используют модель идеального ОУ, которой присущи бесконечные коэффициент усиления, входное сопротивление и полоса пропускания, нулевые выходное сопротивление, входные токи и напряжение смещения. Из этих допущений

вытекают два правила, позволяющие быстро рассчитать практически любую линейную схему на ОУ:

1) Входные токи ОУ равны нулю.

2) Если ОУ охвачен отрицательной обратной связью и работает в линейном режиме, то напряжения на его входах равны: $U_{и} = U_{н}$.

Второе правило следует из того, что при конечном выходном напряжении и бесконечном коэффициенте усиления разность входных напряжений $U_{вых}/K_0$ стремится к нулю. Отрицательная обратная связь «заставляет» выходное напряжение принимать такое значение, при котором напряжения на входах совпадают. Если ОУ охвачен положительной обратной связью или работает без обратной связи, второе правило неприменимо: выходное напряжение принимает одно из двух предельных значений (напряжение насыщения), и ОУ работает как компаратор (см. главу 7).

4.2.2 Основные параметры реального операционного усилителя

Свойства реальных ОУ отличаются от идеальных, и эти отличия необходимо учитывать при проектировании. Основные параметры ОУ общего применения LM358 и прецизионного быстродействующего ОУ приведены для сравнения в таблице 4.1 [30].

Таблица 4.1 – Основные параметры операционных усилителей (типовые значения)

Параметр	Обозначение	LM358	Быстродействующий ОУ с полевыми транзисторами на входе
Коэффициент усиления без ОС	K_0	100 дБ (10^5)	106 дБ
Напряжение смещения нуля	$U_{см}$	2 мВ (не более 7 мВ)	0,5 мВ
Входной ток	$I_{вх}$	20 нА	20 пА
Частота единичного усиления	f_T	0,7–1 МГц	10 МГц
Скорость нарастания выходного напряжения	SR	0,3 В/мкс	20 В/мкс
Коэффициент ослабления синфазного сигнала	КОСС	80 дБ	100 дБ
Диапазон напряжений питания	$U_{п}$	3–32 В (±1,5…±16 В)	±5…±18 В

Параметр	Обозначение	LM358	Быстродействующий ОУ с полевыми транзисторами на входе
Ток потребления (на один ОУ)	$I_{\text{пот}}$	0,35 мА	2 мА

Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$ — это разность входных напряжений, которую нужно приложить, чтобы выходное напряжение стало равным нулю. В усилителе с коэффициентом усиления K оно приводит к постоянной ошибке на выходе $U_{\text{см}}(1 + R_2/R_1)$, что существенно при усилении малых постоянных сигналов (например, от термопар и мостовых датчиков).

Входные токи $I_{\text{вх}}$ протекают через резисторы, подключённые ко входам, и создают на них дополнительные падения напряжения. Для их компенсации сопротивления, подключённые к обоим входам, выравнивают: например, в инвертирующем усилителе неинвертирующий вход соединяют с общим проводом через резистор сопротивлением $R_1 \parallel R_2$.

Особенностью LM358 является возможность работы при однополярном питании: диапазон входных синфазных напряжений включает отрицательное напряжение питания (общий провод), а выходное напряжение может опускаться почти до нуля. В то же время максимальное выходное напряжение при положительном питании $U_{\text{п}}$ не превышает $U_{\text{п}} - 1{,}5$ В. Для сравнения, у ОУ класса rail-to-rail вход и выход работают во всём диапазоне напряжений питания.

4.2.3 Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя приведена на рисунке 4.2. Неинвертирующий вход заземлён, поэтому согласно второму правилу потенциал инвертирующего входа также равен нулю. Инвертирующий вход в этой схеме называют «виртуальной землёй»: его потенциал равен нулю, хотя с общим проводом он непосредственно не соединён.

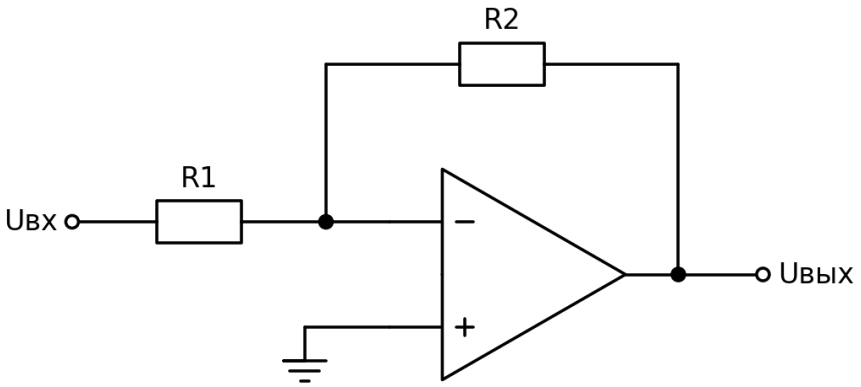


Рисунок 4.2 – Инвертирующий усилитель

Ток через резистор R1 равен $U_{\text{вх}}/R_1$. Поскольку входной ток ОУ равен нулю, этот же ток протекает через резистор R2, создавая на нём падение напряжения $U_{\text{вх}}R_2/R_1$. Так как левый вывод R2 находится под нулевым потенциалом, выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}\frac{R_2}{R_1}, \qquad K = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Входное сопротивление инвертирующего усилителя равно R_1 (источник сигнала нагружен резистором, второй вывод которого подключён к виртуальной земле), выходное сопротивление близко к нулю. Сравнительно невысокое входное сопротивление является недостатком схемы: при большом коэффициенте усиления сопротивление R_2 оказывается неприемлемо большим. Например, при $K = -100$ и $R_1 = 10$ кОм требуется $R_2 = 1$ МОм.

С учётом конечного собственного коэффициента усиления K_0 точное выражение для коэффициента передачи имеет вид

$$K = -\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1}{1+\frac{1}{K_0\beta}}, \qquad \beta = \frac{R_1}{R_1+R_2},$$

где β — коэффициент передачи цепи обратной связи. Произведение $K_0\beta$ называют петлевым усилением; при $K_0\beta \gg 1$ коэффициент передачи определяется только сопротивлениями резисторов и не зависит от параметров ОУ. В этом и состоит главное достоинство схем на ОУ с глубокой ООС.

4.2.4 Неинвертирующий усилитель и повторитель напряжения

В неинвертирующем усилителе (рисунок 4.3) входной сигнал подаётся на неинвертирующий вход, а на инвертирующий вход через делитель R1, R2 поступает часть выходного напряжения. Из равенства напряжений на входах $U_{\text{вых}}R_1/(R_1+R_2)=U_{\text{вх}}$ следует

$$U_{\text{вых}}=U_{\text{вх}}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right),\qquad K=1+\frac{R_2}{R_1}.$$

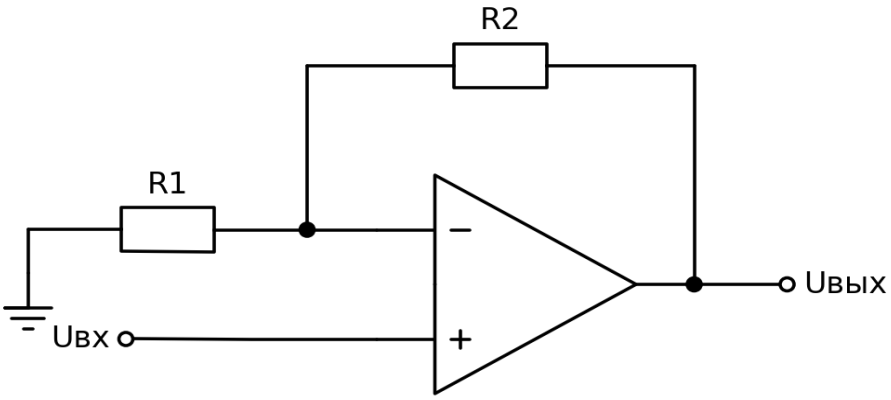


Рисунок 4.3 – Неинвертирующий усилитель

Коэффициент передачи неинвертирующего усилителя положителен и не может быть меньше единицы. Входное сопротивление очень велико (определяется входным сопротивлением ОУ для синфазного сигнала и составляет десятки–сотни мегаом), что является основным достоинством схемы.

Если в неинвертирующем усилителе положить $R_2=0$ (или $R_1\to\infty$), получается повторитель напряжения с коэффициентом передачи, равным единице (рисунок 4.4). Повторитель на ОУ применяется как буферный каскад, развязывающий высокоомный источник сигнала и низкоомную нагрузку, например в пиковых детекторах (глава 6) и в источниках опорного напряжения (глава 8). По сравнению с эмиттерным повторителем повторитель на ОУ не имеет сдвига уровня на напряжение $U_{\text{бэ}}$, обладает существенно большим входным и меньшим выходным сопротивлением.

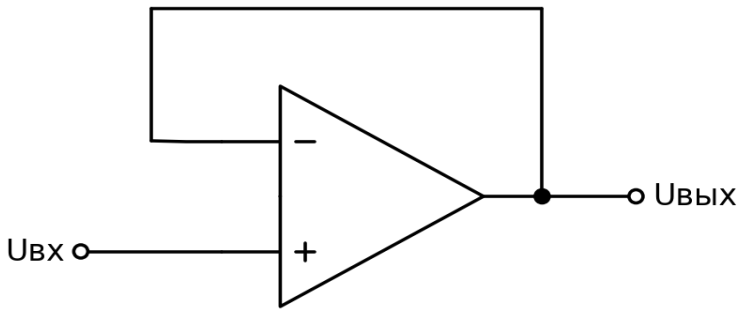


Рисунок 4.4 – Повторитель напряжения на ОУ

4.2.5 Инвертирующий сумматор

Если к виртуальной земле инвертирующего усилителя подключить несколько входных резисторов (рисунок 4.5), то токи от всех источников сигналов суммируются в узле инвертирующего входа и протекают через резистор обратной связи $R_{\text{ос}}$. Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = -R_{\text{ос}}\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}\right).$$

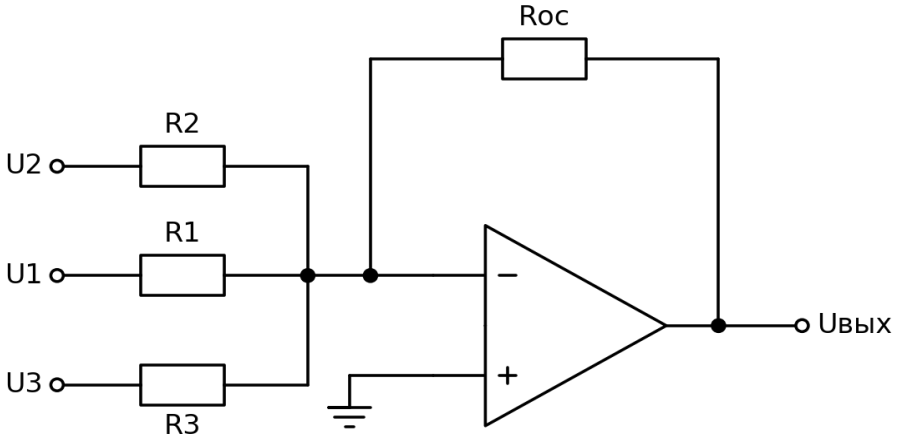


Рисунок 4.5 – Инвертирующий сумматор

При $R_1 = R_2 = R_3 = R_{\text{ос}}$ схема выполняет операцию сложения с изменением знака, при различных сопротивлениях — взвешенное суммирование. Важное свойство сумматора состоит в том, что благодаря виртуальной земле входы не влияют друг на друга. Сумматоры применяются в микшерах сигналов, цифро-аналоговых преобразователях с взвешенными резисторами, для введения постоянного смещения в сигнал и коррекции нуля датчиков.

4.2.6 Дифференциальный (вычитающий) усилитель

Дифференциальный усилитель на одном ОУ (рисунок 4.6) объединяет инвертирующее и неинвертирующее включения. По принципу суперпозиции, напряжение на выходе от сигнала U_1, подаваемого через R1 на инвертирующий вход, равно $-U_1R_2/R_1$, а от сигнала U_2, подаваемого через делитель R3, R4 на неинвертирующий вход, — $U_2\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$. При выполнении условия $R_4/R_3 = R_2/R_1$ получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1).$$

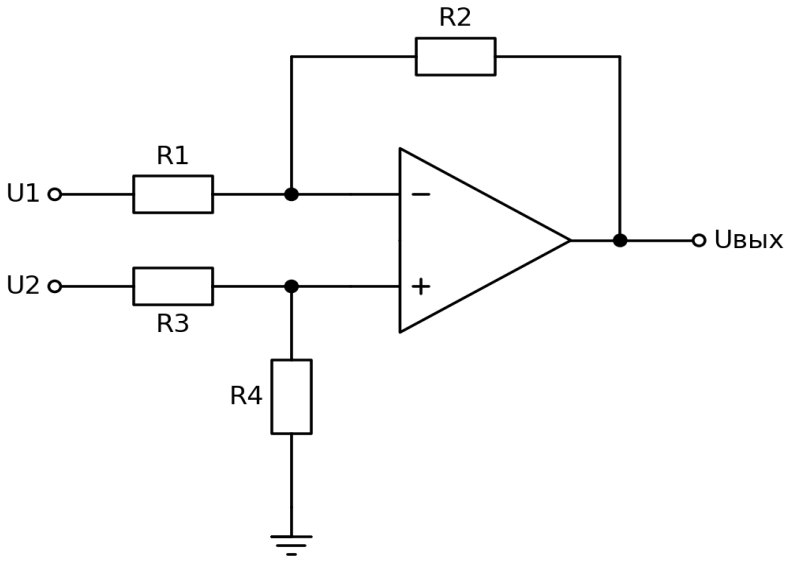


Рисунок 4.6 – Дифференциальный (вычитающий) усилитель

КОСС определяется согласованием отношений R2/R1 и R4/R3, а не только допуском каждого резистора. При независимых предельных отклонениях четырёх резисторов ±δ оценка неблагоприятного случая составляет Kосс ≈ (1 + R2/R1)/(4δ). Для единичного усиления и δ = 1 % это около 50, или 34 дБ. Это оценка худшего рассогласования, а не верхний предел КОСС: при согласованных отношениях он может быть значительно выше. В прецизионных схемах применяют согласованные сборки. При изменении только R4, как в задании 4, рассчитывают фактическую разность отношений, а не подставляют её в оценку четырёх независимых допусков.

4.2.7 Интегратор и дифференциатор

Если в инвертирующем усилителе резистор обратной связи заменить конденсатором (рисунок 4.7), получается интегратор. Ток $U_{\text{вх}}/R$, протекающий через входной резистор, заряжает конденсатор, и выходное напряжение

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_{\text{вх}}(\tau)\,d\tau + U_{\text{вых}}(0).$$

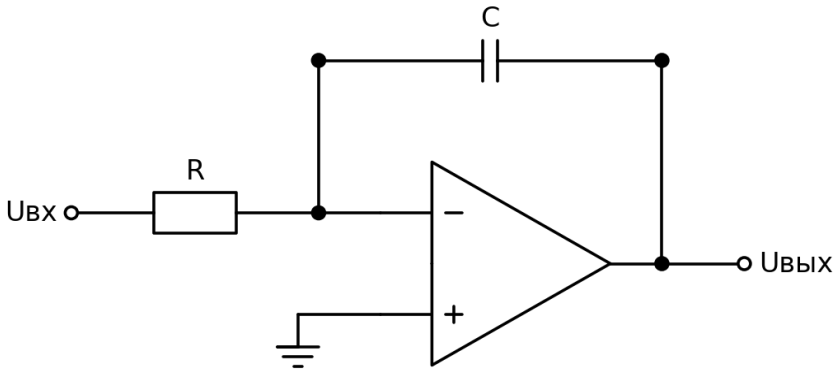


Рисунок 4.7 – Интегратор на ОУ

В частотной области интегратор описывается передаточной функцией $K(j\omega) = -1/(j\omega RC)$: его коэффициент передачи убывает обратно пропорционально частоте (наклон АЧХ −20 дБ/декада), а фазовый сдвиг составляет +90° (с учётом инверсии). При подаче на вход прямоугольного сигнала на выходе формируется треугольный сигнал с размахом

$$U_{\text{вых.р-р}} = \frac{U_{\text{вх.}m}T}{2RC},$$

где $U_{\text{вх.}m}$ — амплитуда входного меандра, T — его период.

Практический недостаток простейшего интегратора состоит в том, что на постоянном токе он работает без обратной связи: напряжение смещения нуля и входной ток ОУ интегрируются, и выходное напряжение постепенно уходит в насыщение. Поэтому параллельно конденсатору включают резистор большого сопротивления $R_{\text{ш}}$ (в схеме задания 5 — 1 МОм), который ограничивает коэффициент усиления на постоянном токе значением $R_{\text{ш}}/R$.

Такая схема работает как интегратор на частотах, значительно превышающих $1/(2\pi R_{\text{ш}}C)$.

Перестановка резистора и конденсатора даёт дифференциатор (рисунок 4.8), выходное напряжение которого $U_{\text{вых}} = -RC\,dU_{\text{вх}}/dt$. Дифференциатор в простейшем виде склонен к самовозбуждению и усиливает высокочастотные шумы, поэтому последовательно с конденсатором включают небольшой резистор, ограничивающий усиление на высоких частотах.

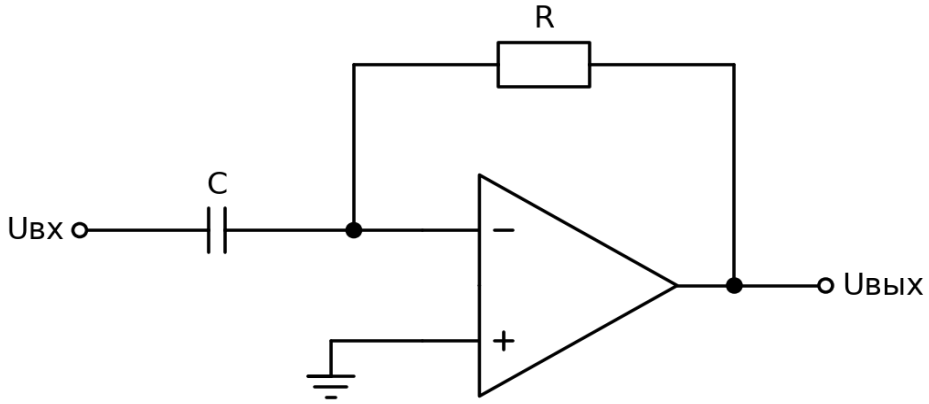


Рисунок 4.8 – Дифференциатор на ОУ

4.2.8 Частотные свойства схем на ОУ

Для обеспечения устойчивости при любой глубине обратной связи большинство ОУ общего применения имеют внутреннюю частотную коррекцию, благодаря которой их АЧХ без обратной связи подобна АЧХ однополюсного фильтра нижних частот: начиная с частоты первого полюса f_1 (единицы–десятки герц), коэффициент усиления убывает со скоростью −20 дБ/декада и становится равным единице на частоте единичного усиления f_T (рисунок 4.9). Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания для такого ОУ постоянно и равно f_T (GBW, gain-bandwidth product).

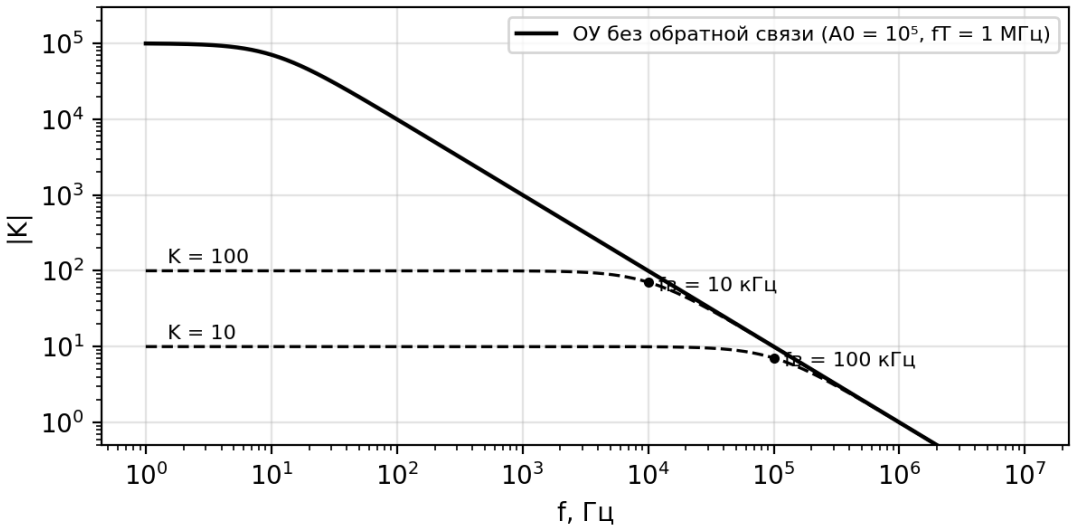


Рисунок 4.9 – АЧХ операционного усилителя без обратной связи и усилителей на его основе с коэффициентами усиления 10 и 100

Отсюда следует простое правило оценки верхней граничной частоты усилителя на ОУ:

$$f_{\text{в}} \approx \frac{f_T}{1/\beta} = \frac{f_T}{1 + R_2/R_1}.$$

Для неинвертирующего усилителя $1/\beta = K$, для инвертирующего $1/\beta = 1 + |K|$. Например, усилитель на ОУ LM358 ($f_T \approx 0{,}7$ МГц) с коэффициентом усиления 10 имеет полосу пропускания около 70 кГц, а с коэффициентом 100 — лишь около 7 кГц. Таким образом, увеличение коэффициента усиления неизбежно сужает полосу пропускания.

4.2.9 Нелинейные ограничения: скорость нарастания и насыщение

Скорость нарастания выходного напряжения SR (slew rate) — это максимальная скорость изменения выходного напряжения ОУ, ограниченная током, которым входной каскад может перезаряжать конденсатор внутренней коррекции. Для синусоидального сигнала амплитудой U_m и частотой f максимальная скорость изменения равна $2\pi f U_m$, поэтому неискажённое воспроизведение возможно при условии

$$2\pi f U_m \le SR, \qquad f \le f_p = \frac{SR}{2\pi U_m}.$$

Частота f_p называется полосой пропускания на полной мощности. Для LM358 ($SR = 0{,}3$ В/мкс) при амплитуде 5 В она составляет лишь около 10 кГц, т. е. значительно меньше полосы пропускания для малого сигнала. При превышении этой частоты синусоидальный сигнал на выходе приобретает треугольную форму, а его амплитуда уменьшается (рисунок 4.10). В отличие от ограничения полосы пропускания, ограничение скорости нарастания — нелинейный эффект: оно зависит от амплитуды сигнала и не отображается при АС-анализе в Micro-Cap, а проявляется только при анализе переходных процессов.

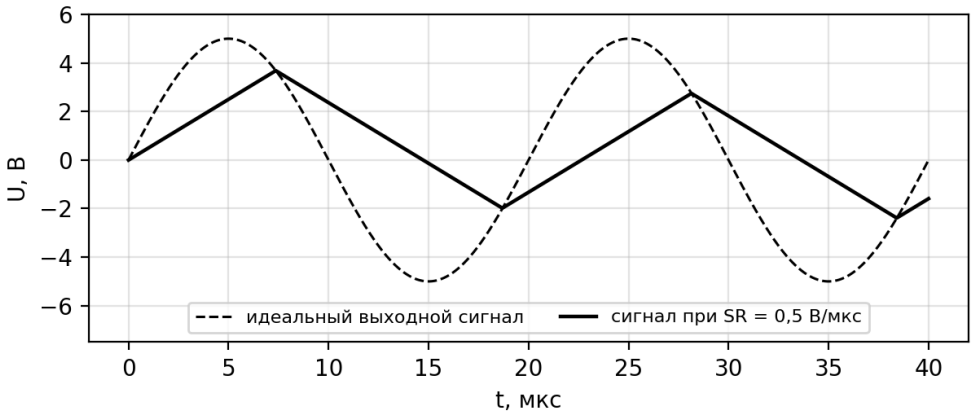


Рисунок 4.10 – Искажение синусоидального сигнала частотой 50 кГц амплитудой 5 В при ограничении скорости нарастания

Вторым нелинейным ограничением является насыщение выходного каскада: выходное напряжение не может выйти за пределы диапазона, ограниченного напряжениями питания за вычетом падений напряжения на выходных транзисторах. При превышении этого диапазона вершины выходного сигнала срезаются.

4.2.10 Устойчивость усилителей с обратной связью и частотная коррекция

Любой реальный усилитель вносит на высоких частотах фазовый сдвиг, возрастающий с частотой. Если на частоте, где петлевое усиление $|K\beta| = 1$, дополнительный фазовый сдвиг в петле достигает 180°, отрицательная обратная связь превращается в положительную и усилитель самовозбуждается

— превращается в генератор. Условие устойчивости формулируется с помощью логарифмических частотных характеристик петлевого усиления (диаграмм Боде): усилитель устойчив, если на частоте среза петлевого усиления f_c (где $|K\beta| = 1$) фазовый сдвиг петли по модулю меньше 180° [22, 31, 32].

Количественной мерой устойчивости служит запас устойчивости по фазе

$$\varphi_{зап} = 180° - |\arg K\beta(f_c)|,$$

а также запас по усилению — величина, на которую петлевое усиление меньше 0 дБ на частоте, где фазовый сдвиг равен 180°. Практически требуется запас по фазе не менее 45°, а для получения переходной характеристики без значительного выброса — 60° и более. Связь запаса по фазе с переходной характеристикой иллюстрирует рисунок 4.11: при запасе 45° выброс составляет около 25 %, при 60° — около 10 %, при 76° выброс практически отсутствует.

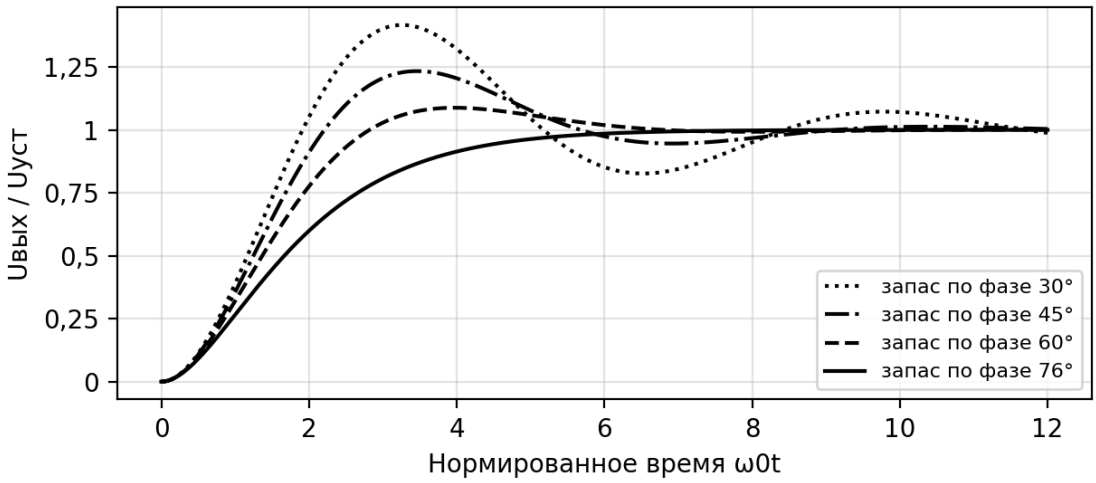


Рисунок 4.11 – Переходные характеристики усилителя с обратной связью при различных запасах устойчивости по фазе

У ОУ с внутренней коррекцией доминирующий полюс задаёт основной спад усиления, но дополнительные полюса и задержки увеличивают фазовое отставание сверх 90° уже вблизи частоты единичного усиления. Устойчивость

при единичном усилении означает достаточный запас устойчивости для предусмотренных изготовителем условий питания и нагрузки. Для LM358, μA741 и TL072 эти условия проверяют по справочным данным. ОУ с неполной коррекцией (decompensated) устойчивы только при шумовом усилении не ниже указанного минимального значения.

Нарушить устойчивость даже скорректированного ОУ могут следующие факторы: ёмкостная нагрузка на выходе, образующая с выходным сопротивлением ОУ дополнительный полюс (для её развязки последовательно с выходом включают резистор 50–100 Ом); ёмкость инвертирующего входа (входная ёмкость ОУ и монтажа), образующая полюс с резисторами цепи ОС (компенсируется конденсатором небольшой ёмкости параллельно резистору ОС); отсутствие блокировочных конденсаторов по питанию, через которые возникает паразитная обратная связь. Признаки возбуждения — высокочастотные колебания на выходе, наблюдаемые осциллографом даже в отсутствие входного сигнала, повышенный ток потребления и нагрев микросхемы.

4.2.11 Шумы операционных усилителей

Минимальный уровень сигнала, который может быть обработан усилителем, ограничен его собственными шумами. Шумы ОУ описываются эквивалентными генераторами шумового напряжения e_n и шумового тока i_n, приведёнными ко входу; их спектральная плотность указывается в справочных данных в нВ/√Гц и пА/√Гц. Для LM358 $e_n \approx 40$ нВ/√Гц, для малошумящих ОУ — 1–5 нВ/√Гц. На низких частотах (ниже частоты излома 10–1000 Гц) спектральная плотность возрастает обратно пропорционально корню из частоты (фликкер-шум, или шум 1/f) [7, 32].

Резисторы схемы также являются источниками теплового шума со спектральной плотностью $e_R = \sqrt{4kTR}$; при комнатной температуре резистор 1 кОм создаёт шум 4 нВ/√Гц. Действующее значение шумового напряжения в

полосе Δf равно произведению спектральной плотности на $\sqrt{\Delta f}$, а независимые шумы складываются квадратично. Отсюда два практических правила: полоса пропускания канала должна быть не шире необходимой (для этого и применяются фильтры), а сопротивления в цепях с высоким коэффициентом усиления — по возможности малыми. Шумовое напряжение на выходе усилителя равно приведённому ко входу шуму, умноженному на шумовой коэффициент усиления $1/\beta = 1 + R_2/R_1$, который для инвертирующего усилителя больше модуля его сигнального коэффициента усиления.

4.2.12 Однополярное питание схем на ОУ

В системах с батарейным питанием и в узлах, сопрягаемых с микроконтроллером, ОУ часто питают однополярным напряжением (например, +5 В). Для усиления переменных сигналов в этом случае создают искусственную среднюю точку — напряжение $U_{\text{п}}/2$, формируемое делителем с блокировочным конденсатором и буферным повторителем, — и относительно неё задают рабочие точки всех каскадов. Входные и выходные сигналы подключаются через разделительные конденсаторы. Для однополярного питания выбирают ОУ, диапазон входных синфазных напряжений которых включает отрицательную шину питания (LM358, LM324), а в низковольтных схемах — ОУ с входом и выходом rail-to-rail, работающие во всём диапазоне напряжений питания. При усилении постоянных сигналов датчиков, которые могут быть близки к нулю, следует помнить, что выходное напряжение ОУ не может опуститься до нуля точно: у LM358 минимальное выходное напряжение при нагрузке составляет единицы–десятки милливольт.

4.3 Пример предварительного расчёта

Задача. Рассчитать коэффициенты передачи, граничные частоты и максимальную неискажённую амплитуду выходного сигнала для схем заданий

1 и 2 при напряжении питания ±12 В. ОУ LM358: $f_T = 0{,}7$ МГц, $SR = 0{,}3$ В/мкс, максимальное выходное напряжение $\pm 10{,}5$ В.

1. Инвертирующий усилитель (R1 = 10 кОм, R2 = 100 кОм):

$$K = -\frac{100}{10} = -10, \qquad f_{\text{в}} \approx \frac{0{,}7\ \text{МГц}}{1+10} \approx 64\ \text{кГц}.$$

Входное сопротивление равно 10 кОм. Оценка максимальной амплитуды по насыщению — около 10,5 В; реальный предел зависит от нагрузки и полярности. При амплитуде 10 В ограничение SR даёт fp ≈ 4,8 кГц. Для АЧХ выбирают сигнал из условия $2\pi f U_m \ll SR$, где Um — амплитуда на выходе при данной частоте. Поэтому АЧХ снимают при входной амплитуде 50 мВ (выход 0,5 В, предел по SR около 95 кГц, что выше fв) и проверяют совпадение нормированных АЧХ при уменьшении амплитуды вдвое. Фиксированное ограничение «не более 1 В» не гарантирует малосигнальный режим во всём диапазоне.

2. Неинвертирующий усилитель (R1 = 10 кОм, R2 = 47 кОм):

$$K = 1 + \frac{47}{10} = 5{,}7, \qquad f_{\text{в}} \approx \frac{0{,}7\ \text{МГц}}{5{,}7} \approx 123\ \text{кГц}.$$

3. Интегратор (R1 = 10 кОм, C1 = 10 нФ, R2 = 1 МОм). Постоянная времени $RC = 100$ мкс. При входном меандре амплитудой 1 В и частотой 1 кГц ($T = 1$ мс) размах треугольного выходного сигнала

$$U_{\text{вых.р-р}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-4}} = 5\ \text{В}.$$

Схема работает как интегратор на частотах, значительно больших $1/(2\pi R_2 C_1) \approx 16$ Гц.

4.4 Порядок выполнения работы

Питание ОУ во всех заданиях — двухполярное ±12 В (см. подраздел 1.4.1). Выводы питания микросхемы LM358: 8 — $+U_{\text{п}}$, 4 — $-U_{\text{п}}$. В

непосредственной близости от микросхемы между каждым выводом питания и общим проводом устанавливаются блокировочные конденсаторы 0,1 мкФ. Второй ОУ микросхемы, если он не используется, включается повторителем с заземлённым неинвертирующим входом. При моделировании используется макромодель LM358 из библиотеки Micro-Cap.

4.4.1 Задание 1. Исследовать инвертирующий усилитель

1) Собрать макет инвертирующего усилителя по схеме, приведённой на рисунке 4.12.

2) Подать на вход синусоидальный сигнал частотой 1 кГц амплитудой 0,5 В без постоянной составляющей. Получить осциллограммы входного и выходного сигналов, определить коэффициент усиления и фазовый сдвиг.

3) Увеличивая амплитуду входного сигнала, определить максимальную амплитуду неискажённого выходного сигнала. Сохранить осциллограмму сигнала с ограничением.

4) Установить входную амплитуду 50 мВ и снять АЧХ и ФЧХ в диапазоне 100 Гц – 1 МГц по 15 точкам, равномерно распределённым по логарифмической шкале (например, 100, 200, 500 Гц, 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 300, 500, 700 кГц, 1 МГц). На каждой частоте измерять фактическую амплитуду входного сигнала, а фазовый сдвиг определять по временному сдвигу между входным и выходным сигналами. Определить верхнюю граничную частоту и проверить её при входной амплитуде 25 мВ. Критерий допустимости малосигнального режима: при уменьшении входной амплитуды вдвое нормированный коэффициент передачи на частотах до 2fв изменяется не более чем на 0,25 дБ (3 %), а выходной сигнал остаётся синусоидальным без видимых изломов формы; при наличии функции БПФ уровень высших гармоник должен быть не выше −40 дБ относительно основной. Если вблизи fв критерий не выполняется, причиной является ограничение скорости нарастания (условие $2\pi f U_m \le SR$, где U_m — амплитуда на выходе): измерения

повторяют при меньшей амплитуде и в отчёте указывают, при каком уровне сигнала снята АЧХ.

5) Установить частоту 20 кГц и амплитуду входного сигнала 0,8 В (выход около 8 В, ниже уровня ограничения). Наблюдать искажения выходного сигнала, обусловленные ограниченной скоростью нарастания. Подав на вход прямоугольный сигнал, измерить скорость нарастания выходного напряжения по наклону фронта.

6) Провести моделирование схемы в Micro-Cap: построить временные диаграммы для п. 2, 3 и 5 (Transient) и АЧХ (AC). Сравнить результаты моделирования и эксперимента.

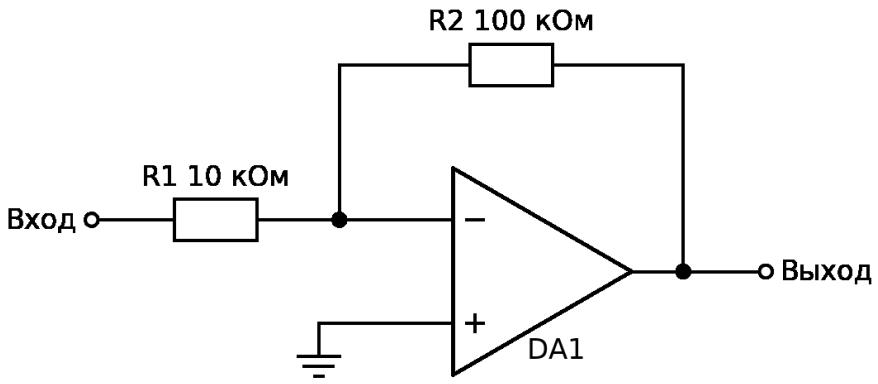


Рисунок 4.12 – Схема для исследования инвертирующего усилителя

4.4.2 Задание 2. Исследовать неинвертирующий усилитель и повторитель

1) Собрать макет неинвертирующего усилителя по схеме, приведённой на рисунке 4.13.

2) Выполнить измерения по пунктам 2–4 задания 1. Сравнить полосы по шумовому усилению NG: для инвертирующей схемы NG = 1 + |K|, для неинвертирующей NG = K. Проверить NG·fв ≈ fT; учесть ограничения однополюсной модели.

3) Удалить R1 и заменить R2 перемычкой, получив повторитель. Подать на вход синусоидальный сигнал амплитудой 50 мВ и снять АЧХ и ФЧХ в диапазоне 100 Гц – 2 МГц по 15 точкам, равномерно распределённым по

логарифмической шкале. На каждой частоте измерять фактическую амплитуду входного сигнала и использовать один и тот же вход осциллографа с щупом 1:10 для обоих сигналов, учитывая полосу осциллографа. Определить верхнюю граничную частоту повторителя.

4) Подать на вход повторителя прямоугольный сигнал частотой 10 кГц размахом 4 В и измерить длительность фронта выходного сигнала и скорость нарастания.

5) Провести моделирование всех исследованных вариантов схемы в Micro-Cap и сравнить результаты.

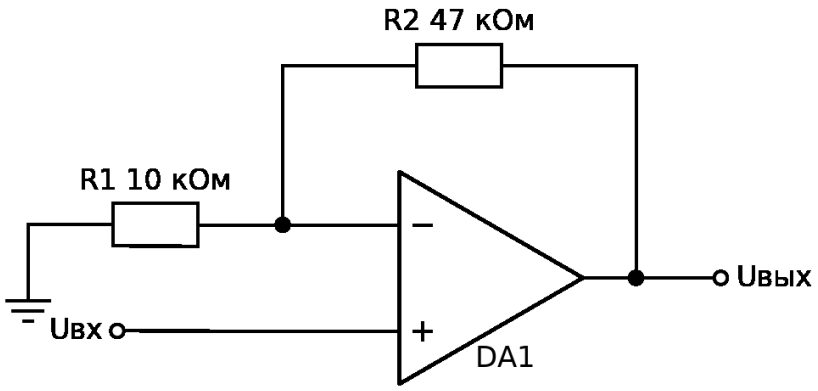


Рисунок 4.13 – Схема для исследования неинвертирующего усилителя

4.4.3 Задание 3. Исследовать инвертирующий сумматор

1) Собрать сумматор по схеме, приведённой на рисунке 4.14.

2) На вход U1 подать синусоидальный сигнал частотой 1 кГц амплитудой 1 В, на вход U2 — постоянное напряжение от второго канала источника питания через делитель (0…2 В) или от второго канала генератора. Наблюдать выходной сигнал и убедиться, что постоянная составляющая выходного сигнала изменяется пропорционально напряжению U2.

3) Рассчитать и проверить экспериментально коэффициенты передачи по каждому входу.

4) Выполнить моделирование схемы в Micro-Cap, подав на входы синусоидальные сигналы разных частот (1 кГц и 3 кГц), и получить временную диаграмму выходного сигнала.

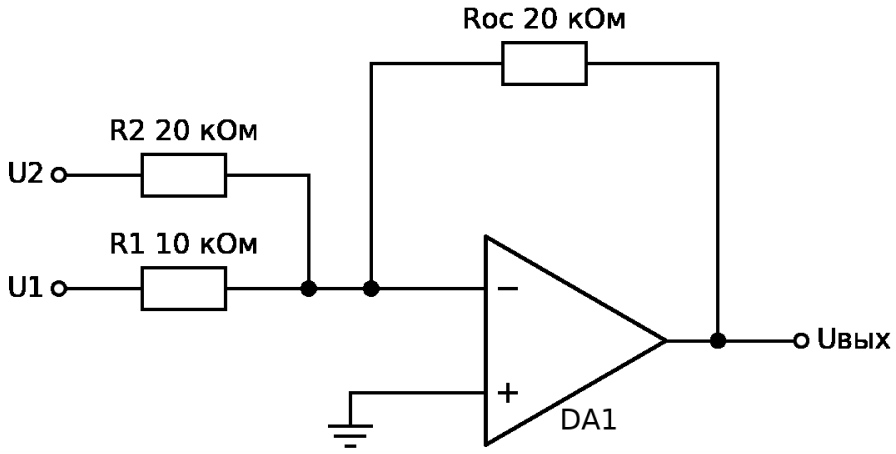


Рисунок 4.14 – Схема для исследования инвертирующего сумматора

4.4.4 Задание 4. Исследовать дифференциальный усилитель

Задание выполняется в среде моделирования; по указанию преподавателя схема дополнительно собирается на макете.

1) Ввести в Micro-Cap схему дифференциального усилителя, приведённую на рисунке 4.15.

2) Подать на входы U1 и U2 синусоидальные сигналы одинаковой частоты 1 кГц с амплитудами 1 В и 1,2 В. Убедиться, что выходной сигнал пропорционален разности входных.

3) Подать на оба входа один и тот же сигнал (синфазный) частотой 1 кГц амплитудой 5 В и измерить амплитуду выходного сигнала. Объяснить, почему при точно равных резисторах выходной сигнал близок к нулю.

4) С помощью инструмента Stepping изменить сопротивление R4 на ±1 % и ±5 % и для каждого значения измерить амплитуду выходного сигнала при том же синфазном входном сигнале. Построить зависимость амплитуды выходного сигнала от рассогласования резисторов и сравнить с оценкой подраздела 4.2.6.

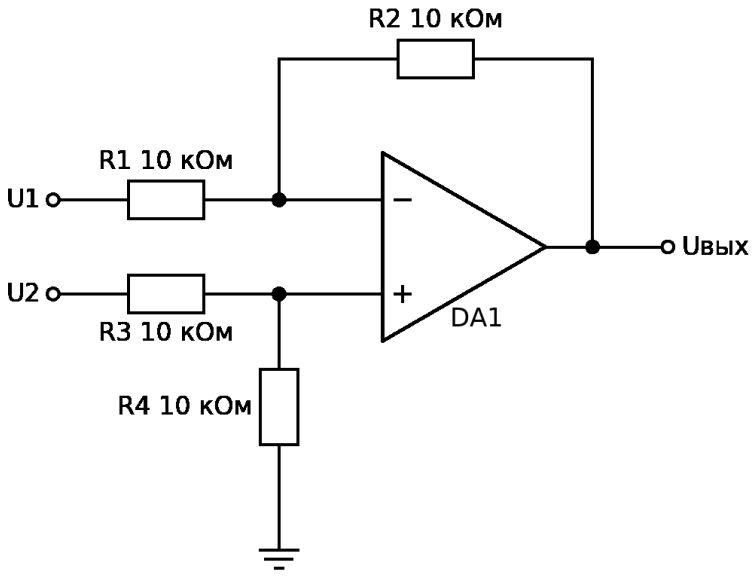


Рисунок 4.15 – Схема для исследования дифференциального усилителя

4.4.5 Задание 5. Исследовать интегратор

1) Собрать макет интегратора по схеме, приведённой на рисунке 4.16.

2) Подать на вход прямоугольный сигнал частотой 1 кГц амплитудой 1 В без постоянной составляющей. Получить осциллограммы входного и выходного сигналов, измерить размах выходного сигнала и сравнить с расчётом.

3) Изменяя частоту входного сигнала от 1 до 5 кГц, проследить изменение размаха выходного сигнала.

4) Подать на вход синусоидальный сигнал амплитудой 0,1 В и снять АЧХ и ФЧХ интегратора в диапазоне от 100 Гц до 10 кГц (не менее 10 точек). На каждой частоте следить, чтобы выходной сигнал оставался синусоидальным без ограничения (амплитуда не более 5 В), при необходимости уменьшая входную амплитуду. Определить наклон АЧХ (дБ/декаду). Объяснить, почему на частотах ниже $1/(2\pi R2C1) \approx 16$ Гц схема перестаёт работать как интегратор и почему при больших амплитудах на низких частотах выход уходит в насыщение.

5) Добавить к входному сигналу постоянную составляющую 0,02 В и наблюдать смещение выходного сигнала. Объяснить роль резистора R2.

6) Провести моделирование схемы в Micro-Cap, в том числе при удалённом резисторе R2, и сравнить результаты.

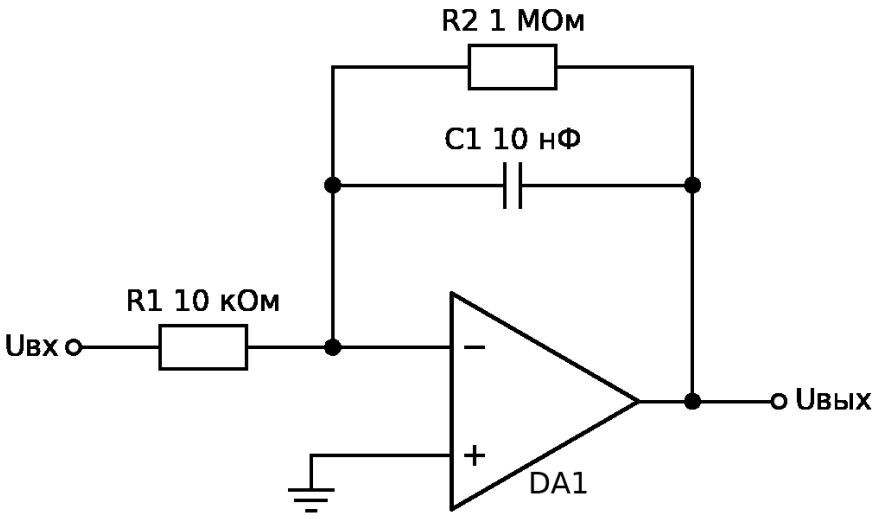


Рисунок 4.16 – Схема для исследования интегратора

4.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– схемы исследованных узлов с номиналами элементов и результаты предварительного расчёта коэффициентов передачи и граничных частот;

– осциллограммы входных и выходных сигналов для всех заданий;

– АЧХ инвертирующего и неинвертирующего усилителей, повторителя и интегратора, построенные по результатам эксперимента и моделирования на общих графиках;

– измеренные значения скорости нарастания и максимальной амплитуды выходного напряжения и их сравнение со справочными данными LM358;

– результаты исследования дифференциального усилителя: амплитуды выходного сигнала при разностном и синфазном входных сигналах и их зависимость от рассогласования резисторов;

– выводы по каждому заданию.

4.6 Контрольные вопросы

1) Что такое операционный усилитель? Из каких основных каскадов он состоит?

2) Сформулируйте правила анализа схем на идеальном ОУ. При каких условиях выполняется равенство напряжений на входах?

3) Что такое виртуальная земля?

4) Выведите формулы коэффициентов передачи инвертирующего и неинвертирующего усилителей.

5) Сравните входные сопротивления инвертирующего и неинвертирующего усилителей.

6) Для чего применяется повторитель напряжения на ОУ? Чем он лучше эмиттерного повторителя?

7) Выведите формулу выходного напряжения инвертирующего сумматора. Почему входы сумматора не влияют друг на друга?

8) При каком условии дифференциальный усилитель на одном ОУ усиливает только разность входных напряжений? Чем ограничен его КОСС?

9) Объясните работу интегратора. Какую форму имеет выходной сигнал интегратора при прямоугольном входном сигнале?

10) Зачем параллельно конденсатору интегратора включают резистор?

11) Что такое частота единичного усиления ОУ? Как оценить полосу пропускания усилителя на ОУ с заданным коэффициентом усиления?

12) Что такое скорость нарастания выходного напряжения? Как она ограничивает максимальную частоту неискажённого сигнала?

13) Какие особенности имеет ОУ LM358 при однополярном питании?

14) Как влияют напряжение смещения нуля и входные токи ОУ на точность усилителя постоянного тока?

4.7 Дополнительные задания

1) Рассчитать и промоделировать неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 11 при однополярном питании +12 В, усиливающий переменный сигнал. Для задания рабочей точки использовать делитель, формирующий напряжение $U_{\text{п}}/2$, и разделительные конденсаторы.

2) Измерить напряжение смещения нуля ОУ LM358: собрать неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 1001 (R1 = 100 Ом, R2 = 100 кОм) с заземлённым входом и по выходному напряжению вычислить $U_{\text{см}}$.

3) Разработать на основе сумматора схему, преобразующую сигнал датчика в диапазоне 1–5 В в диапазон 0–10 В, и проверить её моделированием.

5 Лабораторная работа № 4. Исследование источников тока и токовых зеркал

5.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний по разделу «Источники питания аппаратуры» курса, усвоение принципов работы и существующих схемотехнических решений источников тока.

Источник тока — это двухполюсник, ток которого в идеальном случае не зависит от напряжения на нём. Источники тока широко применяются в аналоговой схемотехнике: для задания режимов транзисторов в интегральных микросхемах, в качестве динамической нагрузки усилительных каскадов (что позволяет получить большой коэффициент усиления при малом напряжении питания), в дифференциальных каскадах, генераторах пилообразного напряжения, для питания датчиков (терморезисторов, тензорезисторов) и светодиодов. Работа выполняется в среде моделирования Micro-Cap; по указанию преподавателя отдельные схемы могут быть дополнительно собраны на макете [33].

5.2 Теоретические сведения

5.2.1 Источник тока на биполярном транзисторе

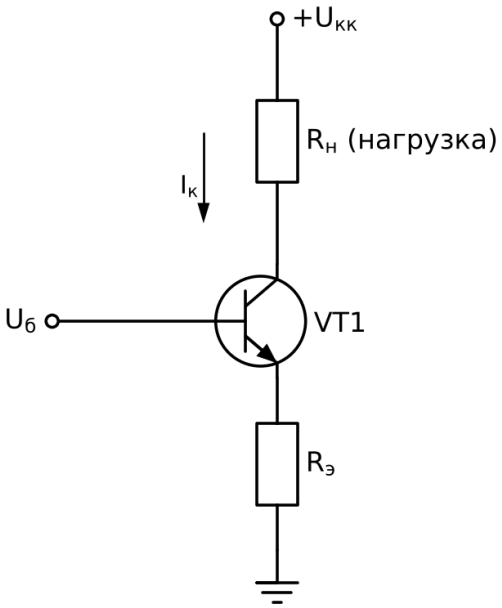


Рисунок 5.1 – Источник тока на транзисторе

В источнике тока рисунка 5.1 напряжение базы Uб создаёт прямое смещение эмиттерного перехода. При Uб > 0,6 В эмиттерный переход открыт, Uбэ ≈ 0,6 В и потенциал эмиттера Uэ ≈ Uб − 0,6 В.

Следовательно, Iэ = Uэ/Rэ = (Uб − 0,6 В)/Rэ.

При h21э ≫ 1 ток Iэ ≈ Iк, поэтому ток коллектора Iк ≈ (Uб – 0,6 В)/Rэ не зависит от напряжения Uк, пока транзистор не вошёл в насыщение, т. е. пока Uк > Uэ + 0,2 В.

5.2.2 Смещение в источнике тока

Для управления напряжением базы транзистора можно использовать делитель напряжения (рисунок 5.2, а), но его сопротивление должно быть значительно меньше входного сопротивления со стороны базы $h_{21э}R_э$. Для смещения подходят также стабилитроны (рисунок 5.2, б). Источник питания может быть использован для смещения или эту роль могут выполнять несколько диодов, соединенных последовательно между базой и эмиттером. В

последнем примере (см. рисунок 5.2, в) транзистор p-n-p подает ток на заземленную нагрузку (источник тока).

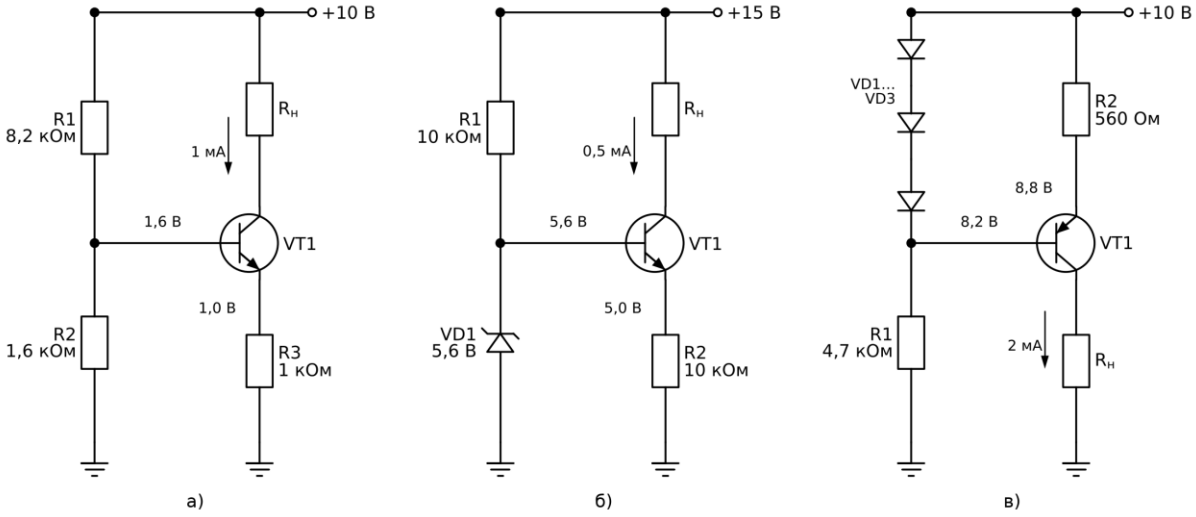


Рисунок 5.2 – Варианты схемотехники источников тока

5.2.3 Рабочий диапазон

Ток, отдаваемый источником в нагрузку, может сохраняться постоянным лишь в ограниченном диапазоне напряжений на нагрузке, иначе источник тока отдавал бы бесконечную мощность. Этот диапазон выходного напряжения называется рабочим (диапазоном соответствия). Для транзисторных источников тока он определяется условием работы транзистора в активном режиме: для схемы рисунка 5.2, а напряжение на коллекторе должно быть не ниже +1,2 В, для схемы рисунка 5.2, б — не ниже +5,2 В.

5.2.4 Недостатки простейших источников тока

1. Напряжение $U_{\text{бэ}}$ и коэффициент $h_{21\text{э}}$ зависят от напряжения коллектор–эмиттер даже при постоянном токе коллектора (эффект Эрли). Изменение $U_{\text{бэ}}$ при изменении напряжения на нагрузке вызывает изменение выходного тока; изменение $h_{21\text{э}}$ при фиксированном токе эмиттера изменяет ток базы и, следовательно, выходной ток $I_{\text{к}} = I_{\text{э}} - I_{\text{б}}$.

2. Температура влияет на напряжение база–эмиттер $U_{\text{бэ}}$ и коэффициент $h_{21\text{э}}$, что вызывает дрейф выходного тока. На рисунке 5.3 показана схема,

компенсирующая температурное изменение напряжения $U_{бэ}$: изменение напряжения на эмиттерном переходе VT1 компенсирует такое же изменение на эмиттерном переходе VT2. Резистор R3 задаёт ток эмиттера VT1.

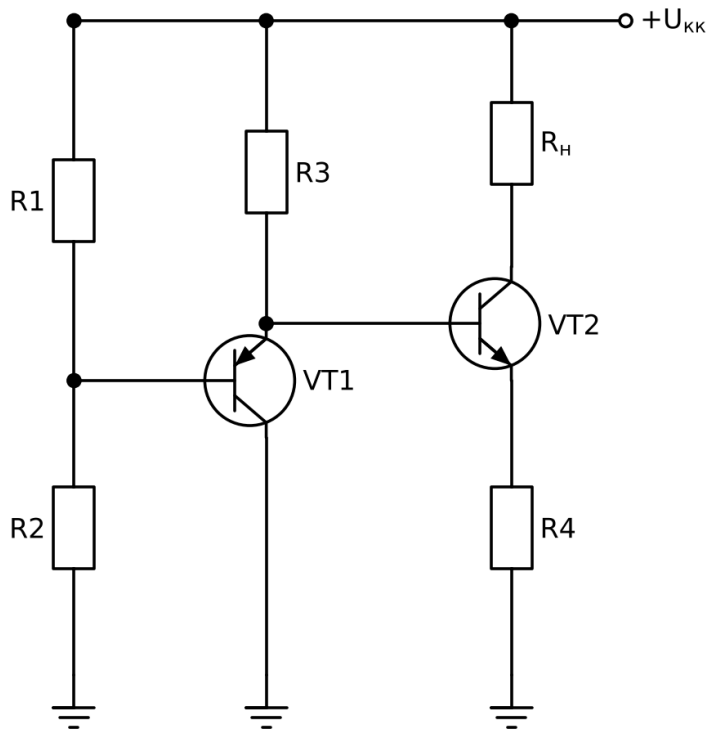


Рисунок 5.3 – Температурная компенсация источника тока

5.2.5 Улучшение характеристик источника тока

Если установить напряжение эмиттера достаточно высоким (по крайней мере, 1 В), то изменение напряжения $U_{бэ}$ на десятки милливольт, основанное на температурном влиянии (-2 мВ/°С) или эффекте Эрли, не приведет к значительному изменению потенциала резистора эмиттера. Например, изменение $U_{бэ}$ на 10 мВ при $U_{э}$ = 0,1 В (т. е. 0,7 В, приложенное к базе) приводит к изменению выходного тока на 10%, но при $U_{э}$ = 1,0 В изменение тока на 1% является результатом эквивалентного изменения $U_{бэ}$. Но стоит быть осторожными, потому что напряжение на эмиттере определяет нижнюю границу рабочего диапазона. Выходной диапазон будет немного ниже 5 В, если напряжение эмиттера установлено на + 5 В в источнике тока, питаемом от источника питания + 10 В (напряжение коллектора может варьироваться от $U_{э}$ + 0,2 В до Uкк или от 5,2 до 10 В).

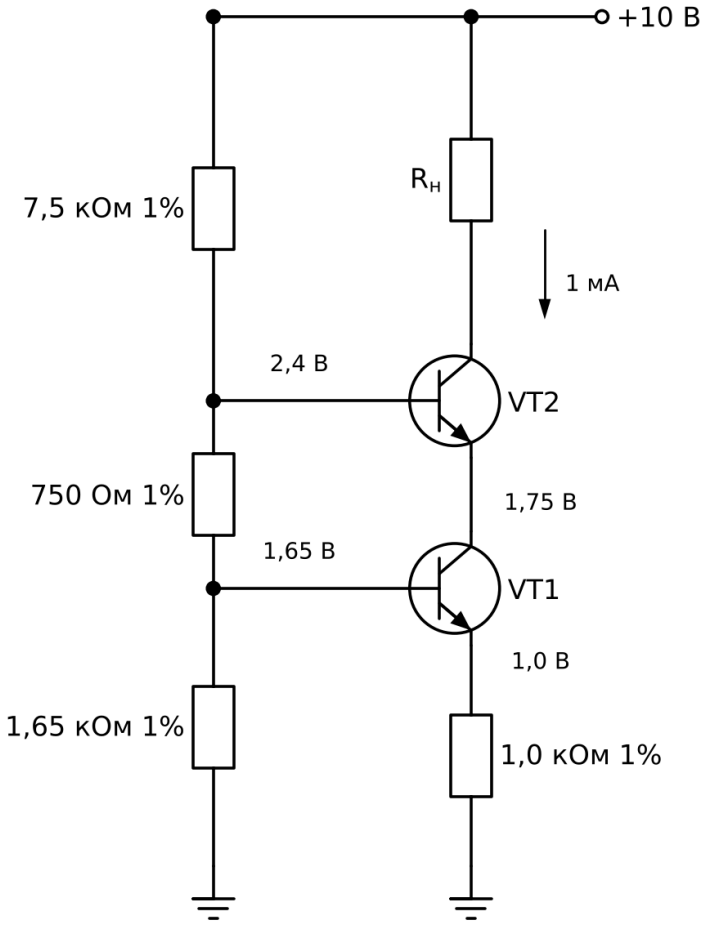


Рисунок 5.4 – Каскодный источник тока

В каскодном источнике тока (рисунок 5.4) VT2 поддерживает приблизительно постоянное напряжение на коллекторе VT1. Благодаря этому изменение напряжения нагрузки слабее влияет на ток VT1 через эффект Эрли, а выходное сопротивление источника увеличивается. Температурная зависимость Uбэ при этом не устраняется: стабильность тока по температуре определяется также цепью смещения, резисторами и тепловым режимом транзисторов. Рабочий диапазон ограничен необходимым запасом напряжения на обоих транзисторах. Его границы и изменение тока следует определять для выбранных номиналов и моделей.

Работа токового зеркала (рисунок 5.5) основана на том, что ток коллектора VT1 задаёт напряжение $U_{бэ}$, общее для обоих транзисторов. Если транзисторы VT1 и VT2 согласованы по параметрам и находятся при

одинаковой температуре, VT2 при том же напряжении $U_{бэ}$ проводит в нагрузку такой же ток, как VT1. Малыми базовыми токами можно пренебречь.

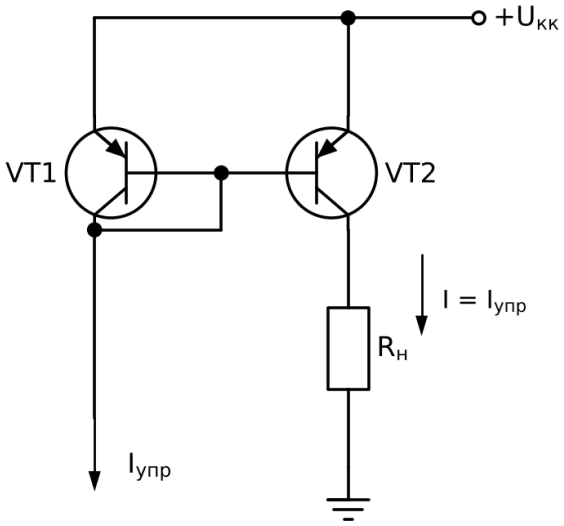


Рисунок 5.5 – Схема токового зеркала

Для получения управляющего тока $I_{упр}$ часто используется резистор (рисунок 5.6). Поскольку на диодно-включённом транзисторе VT1 падает лишь около 0,6 В, что значительно меньше напряжения питания, управляющий ток практически равен $(U_п - 0{,}6\ В)/R$: при напряжении питания +15 В резистор 14,4 кОм задаёт ток 1 мА, и такой же ток протекает в нагрузке. Когда в схеме требуется несколько источников тока, удобно использовать токовые зеркала.

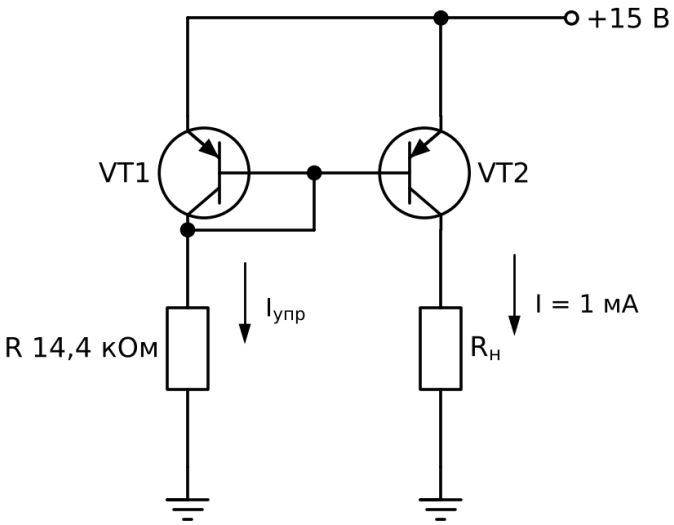


Рисунок 5.6 – Задание тока в токовом зеркале

Из-за эффекта Эрли $I_{\text{вых}}$ несколько изменяется при изменении $U_{\text{вых}}$, что является недостатком зеркал тока. Это связано с тем, что напряжение $U_{\text{бэ}}$ транзистора VT2 при заданном токе значительно изменяется в зависимости от напряжения на коллекторе. В результате характеристики такой схемы существенно хуже характеристик источника тока, описанных выше. Фактически, ток может изменяться на 15–25 % (в зависимости от напряжения Эрли) в пределах области стабильного функционирования схемы (рисунок 5.6).

По сравнению с рисунком 5.6 схема на рисунке 5.7 обладает более высокими характеристиками. Эта схема является лучшим источником тока, так как колебания напряжения база-эмиттер $U_{\text{бэ}}$, которые вызваны изменениями напряжения $U_{\text{кэ}}$, незначительно влияют на выходной ток. Эмиттерные резисторы выбираются таким образом, чтобы падение напряжения на них составляло несколько десятых вольта. В этой схеме также следует использовать согласованные по параметрам транзисторы.

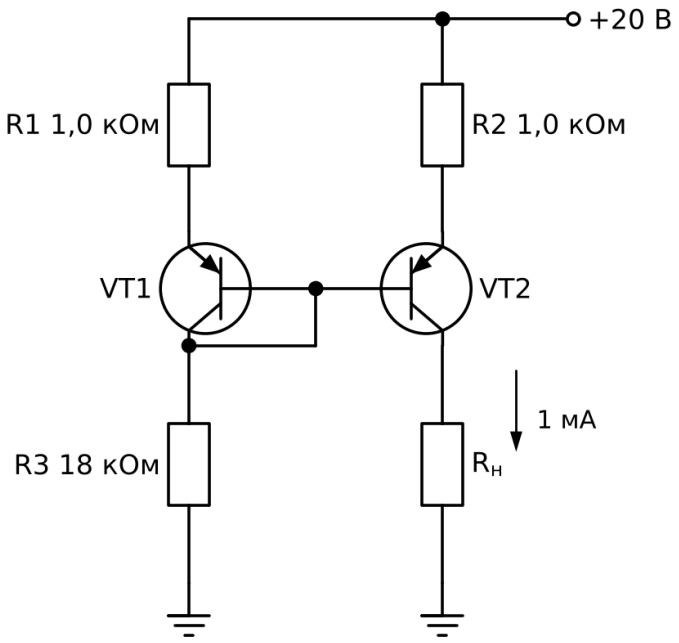


Рисунок 5.7 – Улучшенная схема токового зеркала

5.2.6 Токовое зеркало Уилсона

В зеркале Уилсона рисунка 5.8 VT2 включён диодом и задаёт общее напряжение база–эмиттер для согласованных VT1 и VT2. Коллектор VT1 связан с задающим резистором R и базой VT3. Эмиттер VT3 соединён с диодно-включённым VT2, а коллектор VT3 непосредственно отдаёт выходной ток в Rн. Изменение выходного тока воздействует через VT3 на ток VT2 и напряжение общих баз; это изменяет ток VT1 и потенциал базы VT3 в направлении, противодействующем возмущению. Такая отрицательная обратная связь повышает выходное сопротивление и уменьшает ошибку от базовых токов. Она не отменяет ограничения по напряжению и температуре; свойства определяются согласованностью транзисторов и их рабочими точками.

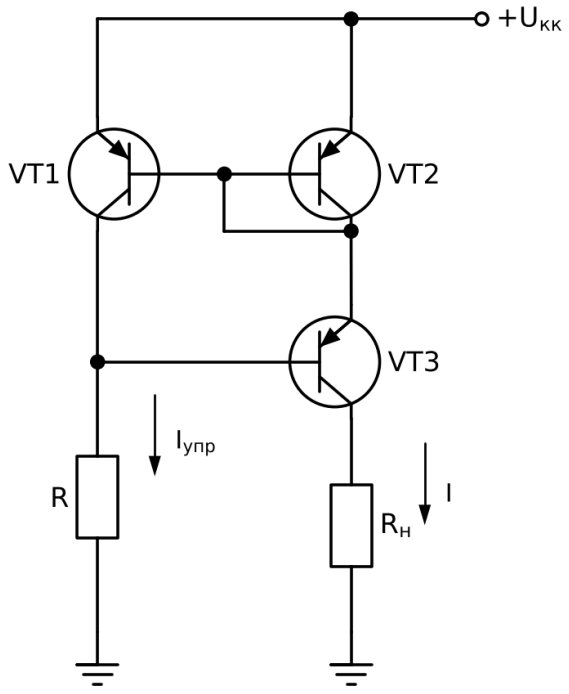


Рисунок 5.8 – Токовое зеркало Уилсона

5.2.7 Источники тока для заземлённых нагрузок

Источник тока для заземлённой нагрузки можно построить на ОУ и транзисторе (рисунок 5.9). При анализе идеального ОУ с замкнутой отрицательной обратной связью используют два правила: входные токи равны нулю, а напряжения входов равны, пока выход не насыщен; подробное

объяснение дано в подразделе 4.2.1. В первой схеме ООС устанавливает на измерительном резисторе R напряжение Uкк − Uвх, поэтому Iэ = (Uкк − Uвх)/R и Iвых ≈ Iэ при большом коэффициенте передачи транзистора. ООС компенсирует влияние Uбэ в пределах допустимых входных и выходных напряжений ОУ и рабочего диапазона транзистора.

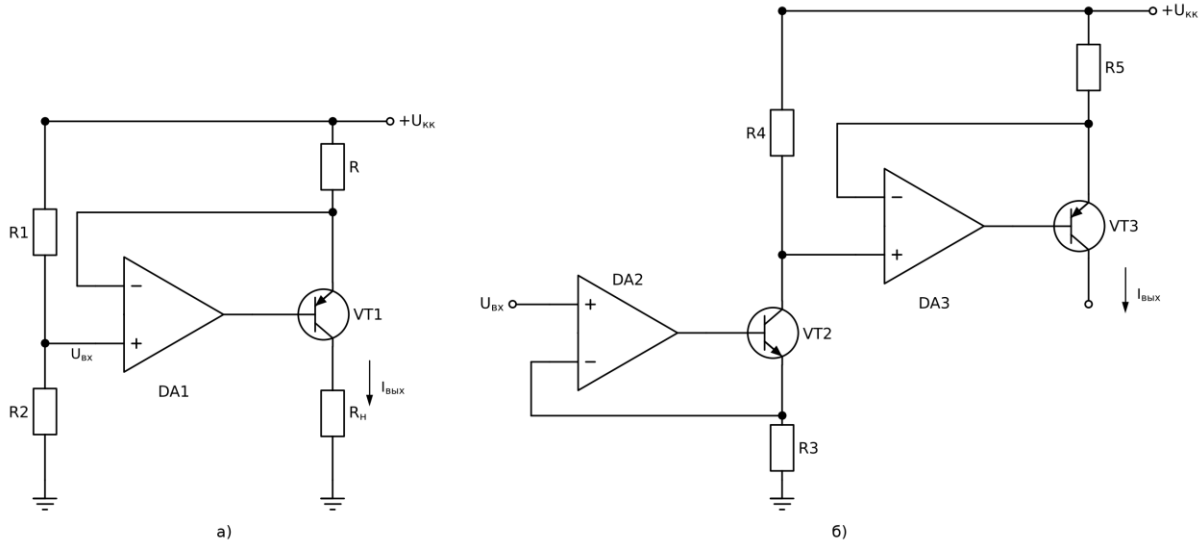


Рисунок 5.9 – Источники тока на ОУ и транзисторах

5.2.8 Источник тока Видлара

При необходимости получить малый выходной ток (единицы–десятки микроампер) простое токовое зеркало требует задающего резистора очень большого сопротивления, что неудобно, а в интегральном исполнении — неприемлемо по площади кристалла. Эту задачу решает источник тока Видлара (рисунок 5.10), в котором в цепь эмиттера выходного транзистора VT2 включён резистор R2.

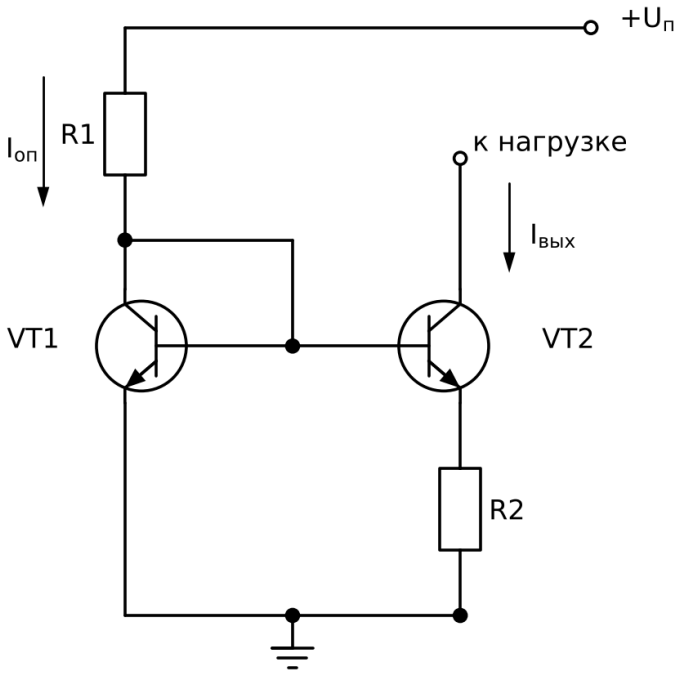


Рисунок 5.10 – Источник тока Видлара

Транзистор VT1 включён диодом, и через него протекает опорный ток $I_{\text{оп}} \approx (U_{\text{п}} - U_{\text{бэ1}})/R_1$. Поскольку базы транзисторов соединены, справедливо равенство $U_{\text{бэ1}} = U_{\text{бэ2}} + I_{\text{вых}}R_2$. С учётом экспоненциальной зависимости тока коллектора от напряжения база–эмиттер для одинаковых транзисторов получаем трансцендентное уравнение

$$I_{\text{вых}}R_2 = U_T \ln \frac{I_{\text{оп}}}{I_{\text{вых}}}.$$

Например, при $I_{\text{оп}} = 1$ мА и требуемом выходном токе $I_{\text{вых}} = 10$ мкА необходимое сопротивление $R_2 = U_T \ln(100)/I_{\text{вых}} \approx 26$ мВ $\cdot\, 4{,}6/10$ мкА ≈ 12 кОм, тогда как для получения такого же тока в простом зеркале задающий резистор при напряжении питания 12 В должен был бы иметь сопротивление около 1,1 МОм. Кроме того, резистор R2 создаёт местную ООС по току, благодаря чему выходное сопротивление источника Видлара значительно выше, чем у простого токового зеркала, а выходной ток менее чувствителен к изменению напряжения питания: при изменении опорного тока в $e \approx 2{,}7$ раза выходной ток изменяется лишь на величину порядка U_T/R_2.

5.2.9 Выходное сопротивление и качество источника тока

Основным показателем качества источника тока является его выходное (внутреннее) сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{вых}}},$$

которое показывает, насколько изменяется ток при изменении напряжения на нагрузке. Для идеального источника тока $R_{\text{вых}} \to \infty$. Реальные источники тока характеризуются также рабочим диапазоном напряжений (диапазоном соответствия, compliance), температурным коэффициентом выходного тока и зависимостью тока от напряжения питания.

Для простейшего источника тока на одном транзисторе без эмиттерного резистора выходное сопротивление ограничено эффектом Эрли и равно $r_{\text{кэ}} = U_A/I_{\text{к}}$; при $U_A = 60$ В и токе 1 мА оно составляет 60 кОм. Резистор $R_{\text{э}}$ в цепи эмиттера, создающий ООС по току, увеличивает выходное сопротивление приблизительно до

$$R_{\text{вых}} \approx r_{\text{кэ}}\left(1 + \frac{SR_{\text{э}}}{1 + SR_{\text{э}}/\beta + R_{\text{э}}/r_{\text{бэ}}}\right) \approx r_{\text{кэ}}(1 + SR_{\text{э}}),$$

т. е. в $(1 + SR_{\text{э}})$ раз. При падении напряжения на $R_{\text{э}}$ около 1 В и $U_T \approx 26$ мВ это увеличение составляет около 40 раз. В каскодном источнике тока и в зеркале Уилсона выходное сопротивление достигает значений порядка $\beta r_{\text{кэ}}/2$, т. е. единиц–десятков мегаом. Сравнительная зависимость выходного тока от напряжения на выходе для простого зеркала и для зеркала Уилсона (каскодного источника) показана на рисунке 5.11.

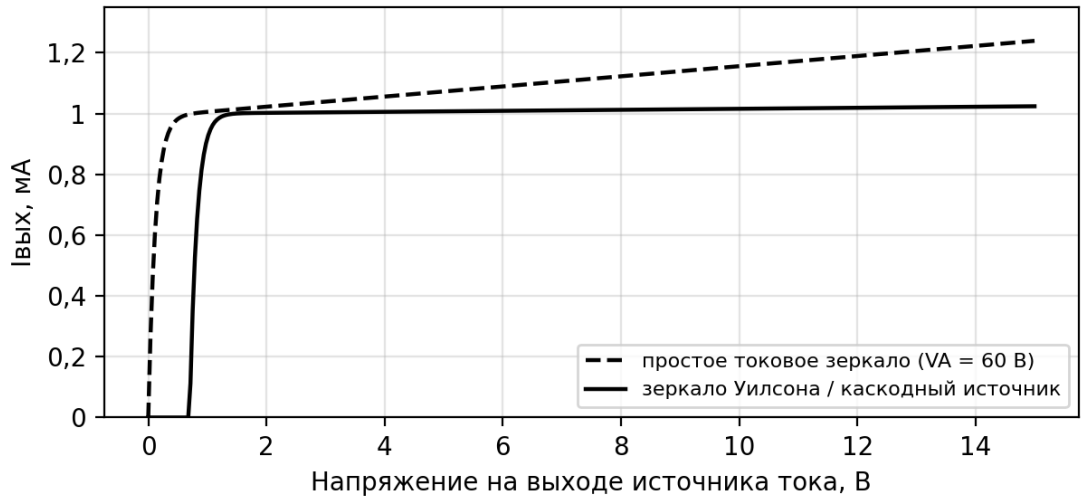


Рисунок 5.11 – Зависимость выходного тока от напряжения на выходе для простого токового зеркала и зеркала Уилсона

Из рисунка видно, что улучшение стабильности тока достигается ценой некоторого сужения рабочего диапазона: зеркало Уилсона начинает работать в режиме источника тока при напряжении на выходе, большем примерно на одно падение напряжения на p-n-переходе, чем простое зеркало.

Точность воспроизведения тока токовым зеркалом определяется также конечным коэффициентом передачи тока базы. В простом зеркале из двух транзисторов ток базы обоих транзисторов отбирается от опорного тока, поэтому

$$\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{оп}}} = \frac{1}{1 + 2/\beta}.$$

При $\beta = 100$ погрешность составляет около 2 %. В зеркале Уилсона эта погрешность уменьшается до величины порядка $2/\beta^2$. Существенным источником погрешности в дискретных схемах является также различие напряжений $U_{\text{бэ}}$ транзисторов: разность в 1 мВ приводит к различию токов приблизительно на 4 %. Именно поэтому в дискретных зеркалах применяют эмиттерные резисторы, падение напряжения на которых в десятки раз превышает возможный разброс $U_{\text{бэ}}$, или используют согласованные транзисторные сборки.

5.2.10 Применение источников тока в аналоговых интегральных схемах

В аналоговых интегральных микросхемах источники тока и токовые зеркала являются наиболее распространёнными элементами. Один опорный ток, задаваемый резистором или специальной схемой, не зависящей от напряжения питания, с помощью многовыходного токового зеркала распределяется по всем каскадам микросхемы. Кроме задания режимов, источники тока используются как динамическая нагрузка: в каскаде с ОЭ, нагруженном на источник тока с выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$, коэффициент усиления равен $S(r_{\text{кэ}} \parallel R_{\text{вых}})$ и может достигать нескольких тысяч, тогда как при резистивной нагрузке он ограничен значением $U_{R\text{к}}/U_T$, т. е. несколькими сотнями. В дифференциальном каскаде источник тока в общей эмиттерной цепи обеспечивает высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала, а токовое зеркало в качестве коллекторной нагрузки позволяет преобразовать дифференциальный выходной сигнал в несимметричный без потери усиления (см. главу 3). Источники тока, управляемые напряжением (рисунок 5.9), используются для питания датчиков и в преобразователях напряжение–ток стандарта 4–20 мА, широко применяемых в промышленных системах контроля и управления.

5.2.11 Температурная зависимость напряжения база–эмиттер и ток, пропорциональный абсолютной температуре

Напряжение база–эмиттер кремниевого транзистора при постоянном токе коллектора уменьшается с ростом температуры приблизительно на 2 мВ/К. Это обусловлено сильной температурной зависимостью тока насыщения I_S, пропорционального $T^3 \exp\left(-E_g/kT\right)$, где $E_g \approx 1{,}12$ эВ — ширина запрещённой зоны кремния. Более точное выражение

$$U_{\text{бэ}}(T) \approx U_{g0} - \left(U_{g0} - U_{\text{бэ0}}\right)\frac{T}{T_0},$$

где $U_{g0} \approx 1{,}2$ В — напряжение, соответствующее ширине запрещённой зоны при абсолютном нуле, $U_{\text{бэ}0}$ — напряжение база–эмиттер при температуре T_0. Таким образом, $U_{\text{бэ}}$ является величиной, линейно убывающей с температурой (CTAT, complementary to absolute temperature). Это свойство используется в термодатчиках на p-n-переходах, а в источниках тока является источником погрешности, для устранения которого применяют схемы температурной компенсации (см. подраздел 5.2.4) [5, 21, 34].

Если два одинаковых транзистора работают при разных плотностях тока (например, при токах, отличающихся в n раз, или при одинаковых токах, но разных площадях эмиттеров), разность их напряжений база–эмиттер

$$\Delta U_{\text{бэ}} = U_T \ln n = \frac{kT}{q} \ln n$$

строго пропорциональна абсолютной температуре (PTAT, proportional to absolute temperature) и не зависит от технологических параметров транзисторов. При $n = 8$ и комнатной температуре $\Delta U_{\text{бэ}} \approx 54$ мВ, а его температурный коэффициент составляет $+0{,}18$ мВ/К. Если приложить $\Delta U_{\text{бэ}}$ к резистору R, как в источнике тока Видлара (см. подраздел 5.2.8), получится ток $I = U_T \ln n / R$, пропорциональный абсолютной температуре.

Сложение напряжений с противоположными температурными коэффициентами — CTAT-напряжения $U_{\text{бэ}}$ и умноженного в m раз PTAT-напряжения $\Delta U_{\text{бэ}}$ — позволяет получить напряжение $U_{\text{оп}} = U_{\text{бэ}} + mU_T \ln n$, температурный коэффициент которого равен нулю. Как следует из выражения для $U_{\text{бэ}}(T)$, это происходит, когда $U_{\text{оп}}$ приблизительно равно $U_{g0} \approx 1{,}2$ В. На этом принципе построены источники опорного напряжения на ширине запрещённой зоны (bandgap reference), рассматриваемые в подразделе 8.2.13. Источники тока, пропорционального абсолютной температуре, используются также в интегральных датчиках температуры, выходной ток которых равен 1 мкА/К.

5.3 Пример предварительного расчёта

Пример 1. Рассчитать источник тока на транзисторе с делителем в цепи базы (см. рисунок 5.1) на ток 1 мА при напряжении питания 10 В, если напряжение на эмиттерном резисторе должно составлять 1 В.

Сопротивление эмиттерного резистора $R_э = U_э/I_э = 1\ \text{В}/1\ \text{мА} = 1\ \text{кОм}$. Потенциал базы $U_б = U_э + U_{бэ} \approx 1 + 0{,}65 = 1{,}65$ В. Ток базы при $\beta = 200$ равен 5 мкА; ток делителя примем равным 100 мкА. Тогда сопротивления делителя: нижнего плеча $1{,}65\ \text{В}/100\ \text{мкА} = 16{,}5\ \text{кОм}$ (из ряда E24 — 16 кОм), верхнего плеча $(10 - 1{,}65)\ \text{В}/105\ \text{мкА} \approx 79{,}5\ \text{кОм}$ (из ряда E24 — 82 кОм). Транзистор остаётся в активном режиме, пока напряжение на коллекторе превышает $U_б$ приблизительно на 0,2–0,3 В, следовательно, сопротивление нагрузки, включённой между источником питания 10 В и коллектором, не должно превышать $(10 - 1{,}9)\ \text{В}/1\ \text{мА} \approx 8\ \text{кОм}$.

Температурный дрейф выходного тока определяется в основном изменением $U_{бэ}$ на -2 мВ/К: при изменении температуры на 50 К напряжение на эмиттерном резисторе изменится на 0,1 В, т. е. ток — на 10 %. Именно эту погрешность устраняет схема с температурной компенсацией (см. рисунок 5.3), исследуемая в задании 2.

Пример 2. Рассчитать токовое зеркало (см. рисунок 5.6) на выходной ток 1 мА при напряжении питания 15 В.

Задающий ток должен быть равен выходному: $I_{оп} = 1$ мА. Сопротивление задающего резистора $R = (U_п - U_{бэ})/I_{оп} = (15 - 0{,}6)\ \text{В}/1\ \text{мА} = 14{,}4$ кОм, что совпадает с приведённым в теоретической части значением. С учётом токов баз при $\beta = 100$ выходной ток будет меньше задающего примерно на 2 %, а вследствие эффекта Эрли при $U_A = 60$ В и изменении напряжения на выходе от 1 до 10 В — изменится примерно на 15 %. Обе оценки приближённые: они получены раздельно и складываются только при малых отклонениях. При проверке на модели эти эффекты

разделяют: расчёт с моделью, в которой VAF = ∞, показывает влияние только конечного β; расчёт с BF = 1000 и исходным VAF — влияние только эффекта Эрли; затем выполняется расчёт с исходной моделью. В каждом опыте по рабочей точке контролируют активный режим обоих транзисторов: у транзистора в диодном включении Uкэ = Uбэ, у выходного транзистора должно выполняться Uкэ > 0,3 В; при меньшем напряжении он входит в насыщение и формулы токового зеркала неприменимы.

5.4 Порядок выполнения работы

5.4.1 Задание 1. Исследовать источник тока на транзисторе

Провести моделирование схемы источника тока на транзисторе, показанной на рисунке 5.12. При моделировании напряжение источника питания V1 установить равным 10 В, напряжение источника питания V2 – равным 10 В. Транзистор VT1 – КТ3102А. Номиналы остальных элементов соответствуют приведенным на схеме.

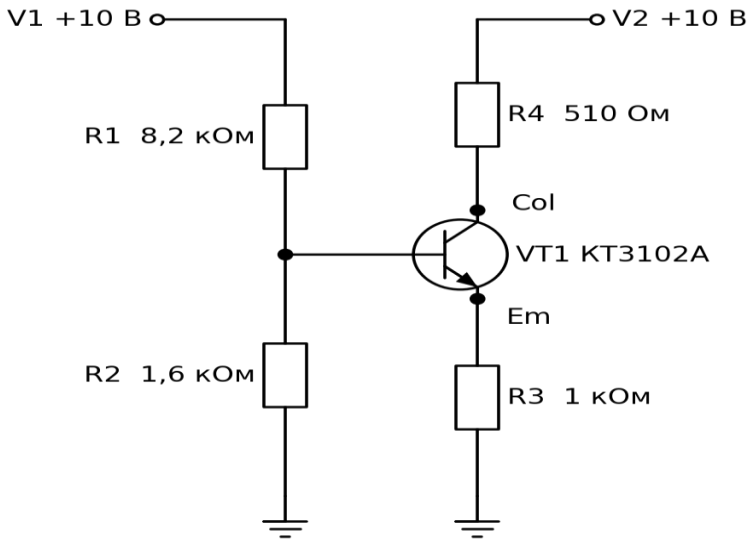


Рисунок 5.12 – Схема для исследования источника тока на транзисторе

Изменяя значения резисторов плеч делителя, добиться значения тока коллектора, равного 1 мА при температуре 27 °С и напряжении питания V2 10 В. Зафиксировать значения напряжений на коллекторе и эмиттере транзистора, а также ток коллектора. Скриншоты вставить в отчет.

Изменяя напряжение источника V2 исследовать изменение выходного тока. Значение V2 изменять в диапазоне от 5 до 30 В. Графики зависимости характеристик от напряжения V2 вставить в отчет.

Изменяя температуру в настройках анализа, изучить влияние температуры на выходной ток. При выполнении задания изменять температуру от +100° до - 40° С. Графики зависимости характеристик от температуры вставить в отчет.

5.4.2 Задание 2. Исследовать источник тока с термокомпенсацией

Изменить схему по сравнению с прошлым заданием, как показано на рисунке 5.13.

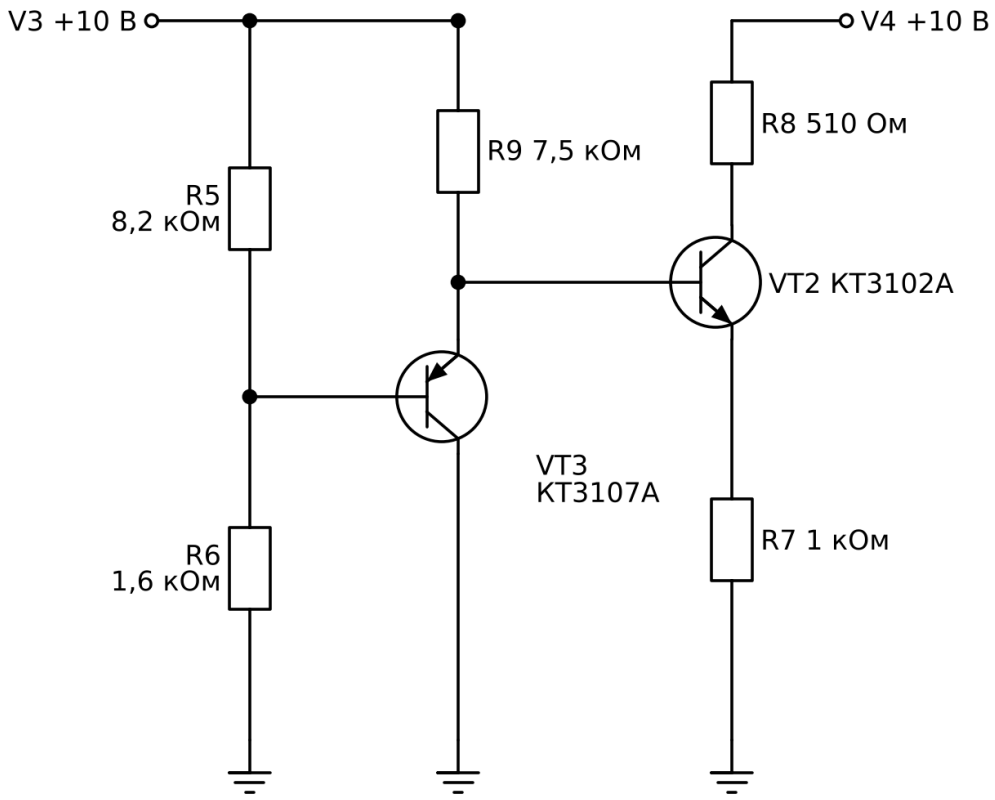


Рисунок 5.13 – Источник тока на транзисторах с термокомпенсацией

Изменяя значения плеч резистивного делителя R5-R6, добиться значения тока коллектора VT2, отличающегося не более, чем на 5% от тока коллектора в предыдущем задании при напряжении V2 = 10 В и температуре 27 °С. При выполнении задания изменять температуру от +100° до - 40° С. Провести сравнение результатов моделирования данной схемы с результатами

моделирования схемы, изображенной на рисунке 5.12. Результаты сравнения оформить графически и вставить в отчет.

5.4.3 Задание 3. Исследовать токовое зеркало

Провести моделирование работы схемы, изображенной на рисунке 5.14. Источник тока (Current Source) на схему поместить с вкладки WaveFormSources. Напряжение батареи V1 = +10 В. Изменяя напряжение до +30 В, получить зависимость тока резистора R2 от изменения напряжения батареи. Вставить полученные результаты в отчет. Для разделения причин изменения тока повторить расчёт с моделью транзисторов, в которой VAF = ∞ (остаётся влияние только конечного β), и с моделью, в которой BF = 1000 (остаётся только эффект Эрли). Во всём диапазоне напряжений проверить по рабочей точке, что выходной транзистор находится в активном режиме (Uкэ > 0,3 В); точки, где это условие нарушено, в зависимость не включать.

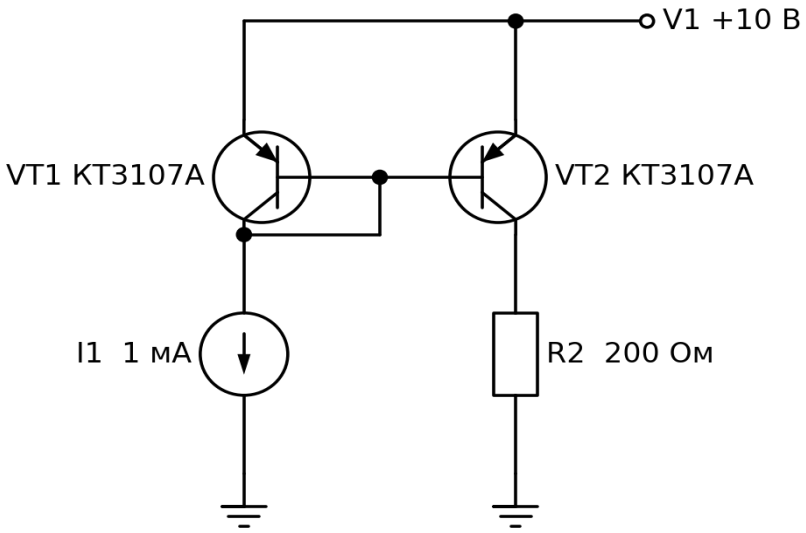


Рисунок 5.14 – Схема для исследования токового зеркала

Провести моделирование улучшенной схемы токового зеркала, показанной на рисунке 5.15. Провести испытания, аналогичные проведенным в предыдущем пункте задания. Выходной параметр схемы – ток резистора R3. Расположить на одном графике результаты моделирования схемы рисунков 5.14 и 5.15, поместить скриншот в отчет.

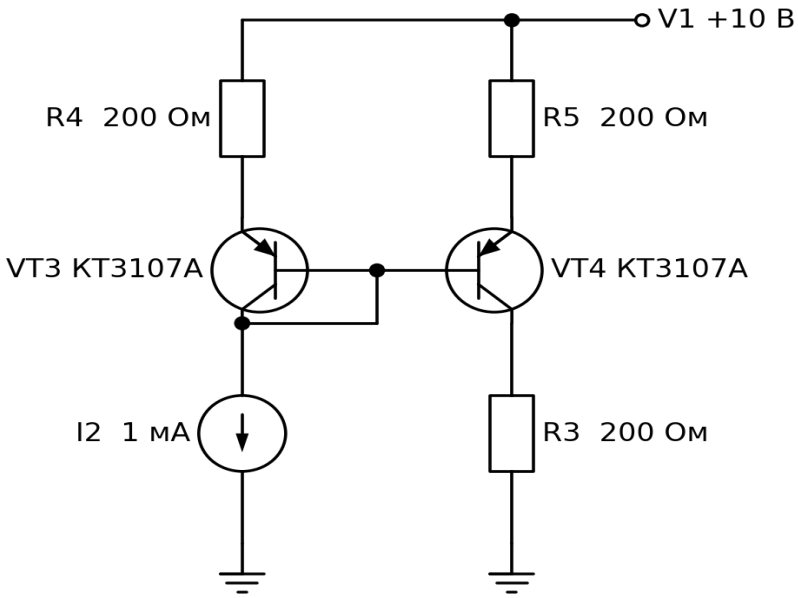


Рисунок 5.15 – Улучшенная схема токового зеркала с компенсацией погрешности от эффекта Эрли

5.4.4 Задание 4. Исследовать источник тока на ОУ и p-n-p транзисторе

Проанализировать работу схемы, изображенной на рисунке 5.16, получить в аналитическом виде уравнение выходного тока (тока R7) как функцию от параметров схемы, включая напряжение источника V8. Полученную формулу включить в отчет.

Задавшись значением тока нагрузки 10 мА, рассчитать значения резисторов R6, R8, R9. Остальные параметры взять из схемы. Оценить диапазон значений сопротивлений R7 для которого работоспособность источника сохранится. Полученные значения включить в отчет.

Провести моделирование, задавшись значением сопротивления нагрузки R7 = 200 Ом. Сравнить результаты расчета и моделирования. Практически найти границы допустимого диапазона значений резистора R7. Результаты моделирования поместить в отчет.

Исследовать зависимость тока нагрузки от напряжения источника V8. Результаты исследования внести в отчет.

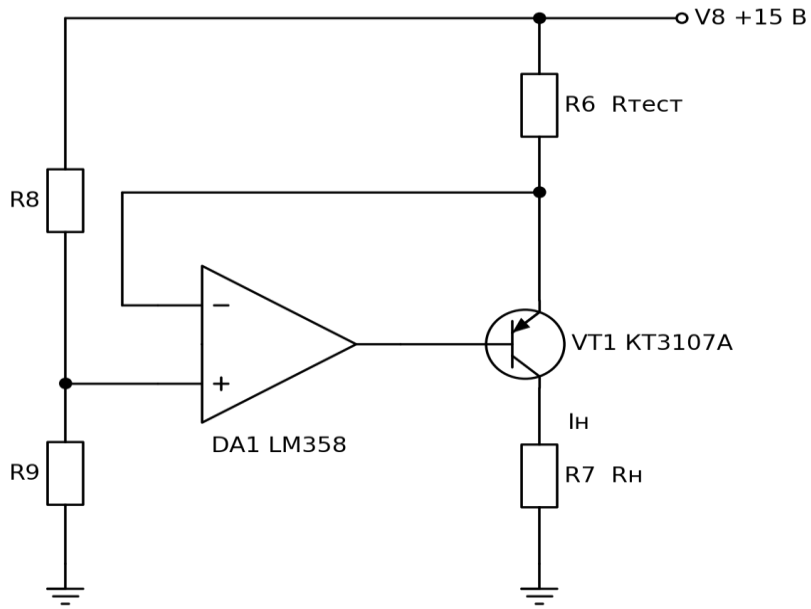


Рисунок 5.16 – Схема источника тока на ОУ и p-n-p транзисторе

5.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– схемы исследованных источников тока с номиналами элементов и результаты их предварительного расчёта;

– графики зависимостей выходного тока от напряжения на нагрузке (напряжения источника V2) для всех исследованных схем, причём графики для простого и улучшенного токовых зеркал должны быть приведены на одном рисунке;

– графики зависимостей выходного тока от температуры для источников тока без температурной компенсации и с компенсацией;

– найденные по графикам значения выходного сопротивления и рабочего диапазона каждого источника тока, сведённые в таблицу;

– полученную аналитически формулу выходного тока источника на ОУ и p-n-p транзисторе и сравнение расчёта с моделированием;

– выводы по каждому заданию и общий вывод о сравнительных достоинствах и недостатках исследованных схем.

5.6 Контрольные вопросы

1) Объясните принцип действия источника тока на транзисторе. Каковы недостатки простейшей схемы?

2) Какую роль выполняют диоды и стабилитрон в цепи смещения источников тока?

3) Объясните принцип температурной компенсации в источниках тока на транзисторах.

4) Что такое рабочий диапазон (диапазон соответствия) источника тока и чем он ограничен?

5) Как эффект Эрли влияет на выходной ток источника тока? Как уменьшить это влияние?

6) Объясните работу токового зеркала. Чем определяется точность воспроизведения тока?

7) Почему в улучшенной схеме токового зеркала применяют эмиттерные резисторы?

8) Объясните работу каскодного источника тока и токового зеркала Уилсона.

9) Для чего применяется источник тока Видлара? Выведите уравнение для его выходного тока.

10) Объясните принцип работы источника тока на ОУ и p-n-p транзисторе. Почему выходной ток этой схемы не зависит от напряжения $U_{бэ}$?

11) Как определить выходное сопротивление источника тока по результатам моделирования?

12) Где применяются источники тока в аналоговых интегральных микросхемах?

5.7 Дополнительные задания

1) Рассчитать и промоделировать источник тока Видлара на выходной ток 20 мкА при опорном токе 1 мА. Сравнить выходное сопротивление полученного источника с выходным сопротивлением простого токового зеркала.

2) Промоделировать каскодный источник тока (см. рисунок 5.4) и определить его выходное сопротивление. Сравнить результат с результатами задания 3.

3) Разработать в Micro-Cap преобразователь напряжение–ток с выходным током 4–20 мА при входном напряжении 0–5 В на основе схемы рисунка 5.9 и исследовать его погрешность при изменении сопротивления нагрузки от 0 до 500 Ом.

6 Лабораторная работа № 5. Исследование измерительных выпрямителей и пиковых детекторов

6.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний по разделу «Схемы обработки измерительной информации» курса, а также получение практических навыков изготовления и отладки макетов электрических схем.

Измерительные выпрямители и пиковые детекторы относятся к нелинейным узлам обработки сигналов. Они преобразуют переменное напряжение в постоянное, пропорциональное одному из параметров сигнала: среднему выпрямленному, амплитудному (пиковому) или размаху. Такие узлы входят в состав вольтметров переменного тока, систем автоматической регулировки усиления, детекторов огибающей, схем контроля уровня вибрации и других измерительных каналов систем контроля и управления. Использование ОУ позволяет практически полностью устранить погрешность, вносимую прямым падением напряжения на диодах, и выпрямлять сигналы с амплитудой в единицы милливольт [35, 36].

Для выполнения работы необходим сдвоенный операционный усилитель LM358 (LM258, LM2904); назначение его выводов приведено в приложении А. Кроме того, используются диоды КД522А (1N4148), резисторы и конденсаторы в соответствии со схемами заданий.

6.2 Теоретические сведения

6.2.1 Параметры переменного напряжения

Переменное напряжение $u(t)$ периодической формы характеризуется несколькими значениями, каждое из которых может быть измерено соответствующим преобразователем:

– амплитудным (пиковым) значением $U_m = \max|u(t)|$;

– размахом $U_{\text{р–р}} = u_{max} - u_{min}$;

– средним значением (постоянной составляющей) $U_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u\,(t)\,dt$;

– средневыпрямленным значением $U_{\text{ср}} = \frac{1}{T}\int_0^T |u(t)|\;dt$;

– действующим (среднеквадратическим) значением $U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2\,(t)\,dt}$.

Соотношения между этими значениями зависят от формы сигнала и характеризуются коэффициентом формы $k_\text{ф} = U/U_{\text{ср}}$ и коэффициентом амплитуды $k_\text{а} = U_m/U$. Значения коэффициентов для сигналов типовой формы приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Коэффициенты формы и амплитуды сигналов типовой формы

Форма сигнала	$U_{\text{ср}}/U_m$	U/U_m	$k_\text{ф}$	$k_\text{а}$
Синусоидальная	$2/\pi$ $\approx 0{,}637$	$1/\sqrt{2}$ $\approx 0{,}707$	1,111	1,414
Симметричная прямоугольная (меандр)	1	1	1	1
Треугольная (пилообразная)	0,5	$1/\sqrt{3}$ $\approx 0{,}577$	1,155	1,732
Однополупериодно выпрямленная синусоида	$1/\pi$ $\approx 0{,}318$	0,5	1,571	2

Большинство вольтметров переменного тока измеряет средневыпрямленное значение, а шкалу градуирует в действующих значениях синусоидального напряжения, т. е. умножает результат на $k_\text{ф} = 1{,}111$. Для сигналов несинусоидальной формы такой прибор даёт погрешность: например, для треугольного сигнала показание будет занижено примерно на 4 %, для меандра — завышено на 11 %. Временные диаграммы, поясняющие однополупериодное и двухполупериодное выпрямление синусоидального сигнала и соответствующие средние значения, приведены на рисунке 6.1.

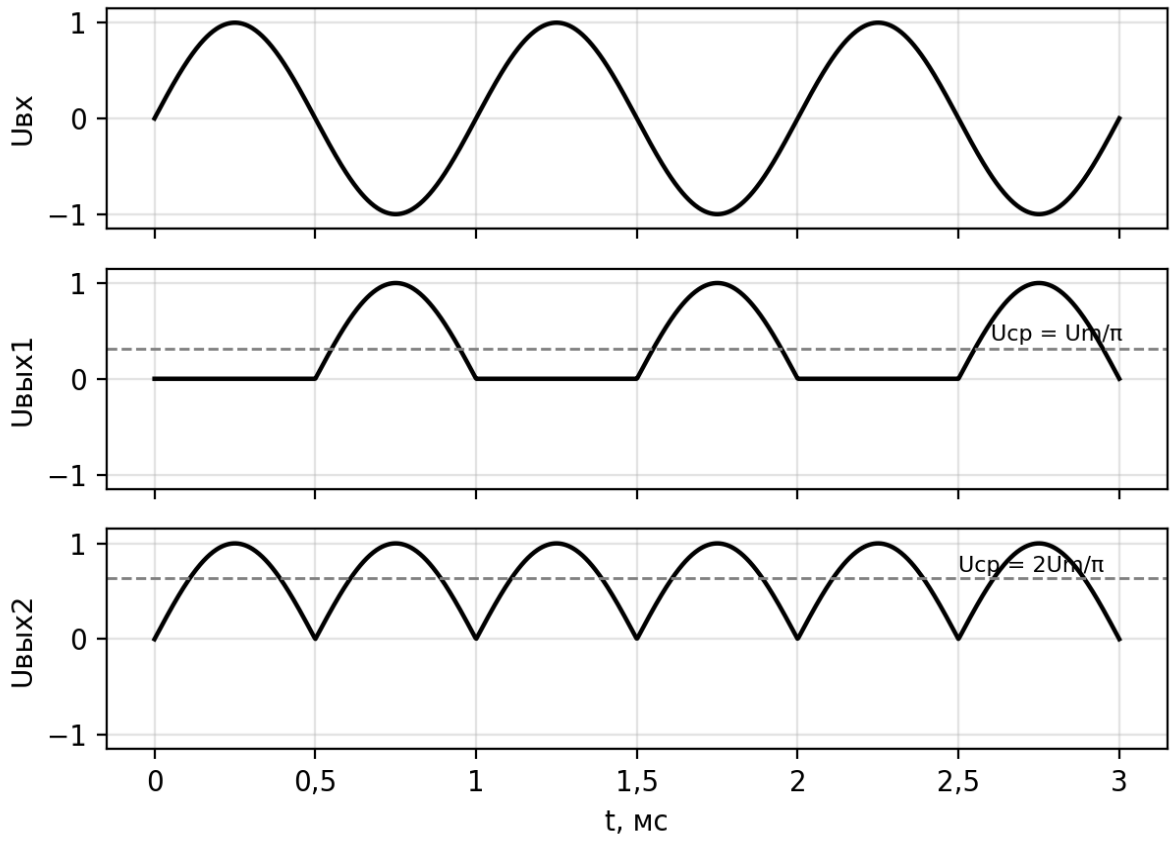


Рисунок 6.1 – Временные диаграммы входного сигнала и выходных сигналов однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей

6.2.2 Пиковые детекторы

Пиковые детекторы предназначены для измерения и запоминания максимального (пикового) значения сигнала. Их работу можно пояснить на примере простейшей цепи из диода и конденсатора.

Положительный пиковый детектор находится в режиме слежения, когда вход превышает сохранённое напряжение и открывается зарядная цепь. Когда вход становится ниже удерживаемого пика, диод закрывается и начинается режим хранения; напряжение конденсатора изменяется под действием утечек и входных токов. Новое слежение начинается при повторном превышении входным сигналом удерживаемого уровня с учётом прямого падения на диоде или действия ООС.

Простой детектор изображен на рисунке 6.2, имеющий несколько недостатков:

– Во-первых, зафиксированное выходное напряжение не будет постоянным по причине разряда конденсатора.

– Во-вторых, при выборе емкости конденсатора необходимо учитывать 2 противоречивых требования: повышения скорости нарастания и уменьшения скорости спада.

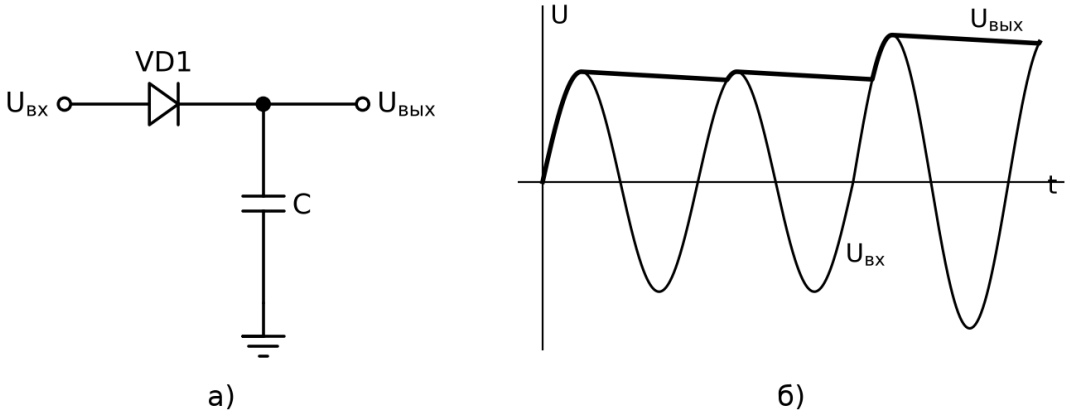


Рисунок 6.2 – Схема и выходная характеристика простейшего пикового детектора

На рисунке 6.3 показан простой двухкаскадный пиковый детектор. В этой схеме DA1 заряжает конденсатор до максимального значения, а DA2 работает как буферный повторитель. Когда входное напряжение превышает накопленное напряжение на конденсаторе C, выходное напряжение DA1 начинает расти, заряжая конденсатор через диод VD1. Поэтому, пока напряжение Uвх растет, петля обратной связи DA1 замкнута через диод VD1 и напряжение на конденсаторе C следует за входным напряжением. При падении входного напряжения цепь его обратной связи размыкается и немедленно наступает состояние отрицательного насыщения. Конденсатор изолирован от выхода DA1 и ~~хранит~~ напряжение, которое там устанавливается.

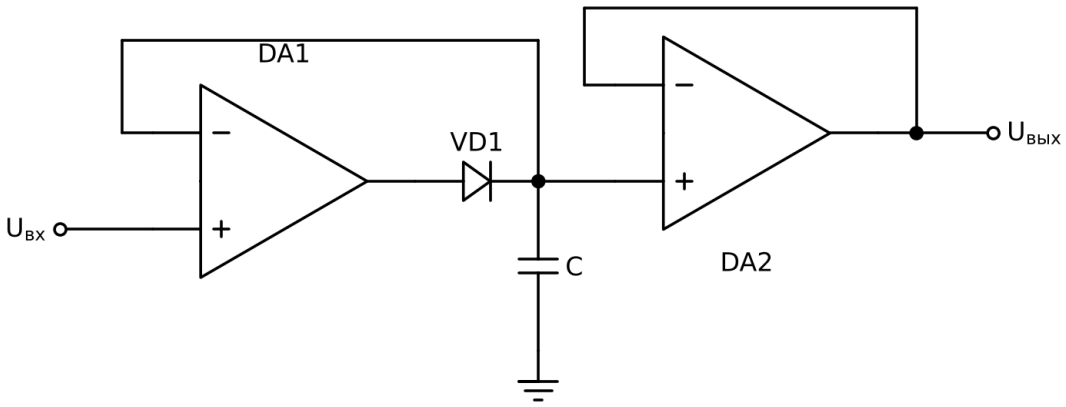


Рисунок 6.3 – Простой двухкаскадный пиковый детектор

В режиме хранения входные токи обоих ОУ, обратный ток диода и утечки изменяют заряд C. Направление дрейфа определяется их алгебраической суммой: ток может как разряжать, так и заряжать конденсатор. В частности, входные токи LM358 вытекают из входов. Для длительного хранения выбирают ОУ с малыми входными токами, диод и конденсатор с малыми утечками; влияние входного смещения оценивают отдельно.

Для базовой схемы (рисунок 6.3) можно предложить несколько усовершенствований. Как пример, инвертирующий пиковый детектор с усилением сигнала, представленный на рисунке 6.4. Конденсатор разряжается через резистор R2 на виртуальную землю, инвертирующий вход DA1. Падение выходного напряжения в режиме хранения рассчитывается экспоненциальным разрядом конденсатора с постоянной времени R2C. Каскад на DA1 представляет собой однополупериодный выпрямитель. Обратите внимание, что диод VD2 замыкает цепь отрицательной обратной связи DA1 в режиме хранения. Это значительно сокращает время перехода в режим отслеживания сигнала и предотвращает насыщение усилителя DA1. Диод VD2 ускоряет работу схемы.

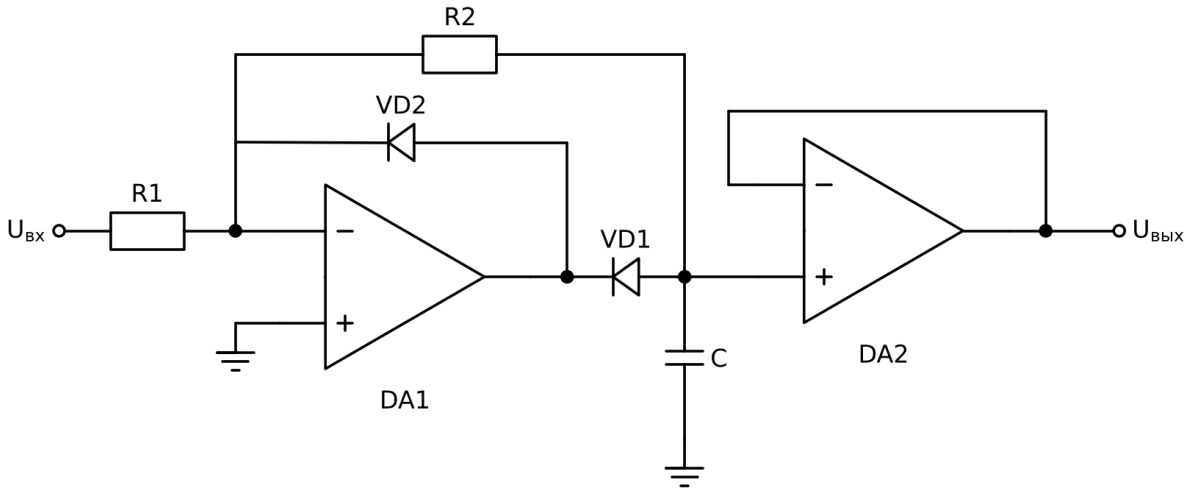


Рисунок 6.4 – Инвертирующий пиковый детектор

Другой способ улучшить исходную схему, представленную на рисунке 6.3 – использовать пиковый детектор с общей обратной связью, как на рисунке 6.5. В режиме слежения сигнал обратной связи подается со второго буфера на первый ОУ, и после падения входного напряжения этот сигнал становится меньше Uвых. Это приводит к тому, что выходное напряжение DA1 становится отрицательным и закрывает диод VD1. После чего схема начинает работать в режиме хранения. Сигнал на выходе первого операционного усилителя ограничен значением, меньшим, чем падение напряжения на диоде, благодаря резистору R1 (со значением около 10 кОм) и диоду VD2. Эта схема медленнее двухкаскадной, но обеспечивает лучшую точность смещения и хранения.

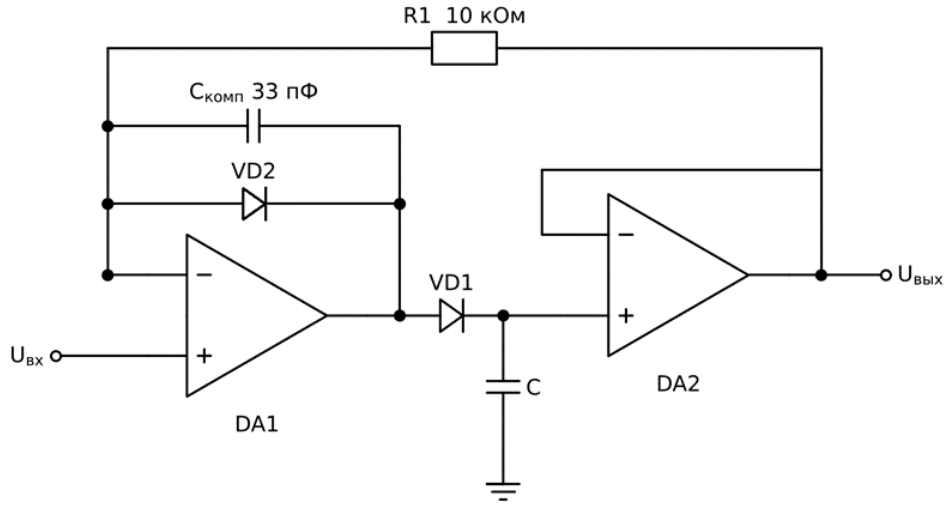


Рисунок 6.5 – Пиковый детектор с общей обратной связью

В схеме рисунка 6.5 накопительный конденсатор непосредственно нагружен только входом DA2. Это уменьшает число вкладов входных токов в дрейф хранения, но знак и величину изменения напряжения всё равно определяют по балансу токов выбранных компонентов.

На рисунке 6.6, а представлен быстродействующий пиковый детектор с длительным хранением, который получается последовательным соединением каскада с малым временем нарастания и каскада с малым временем спада.

Детектор размаха также может быть построен из пикового детектора, детектора минимума и дифференциального усилителя (рисунок 6.6, б).

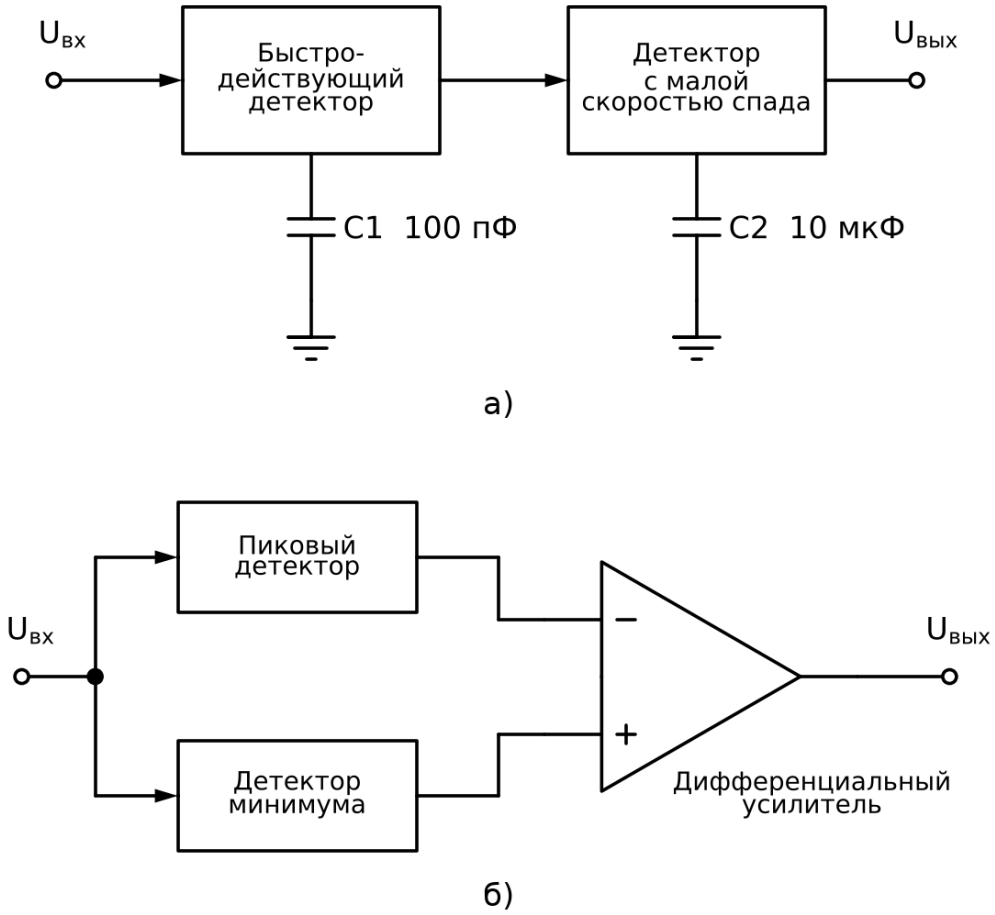


Рисунок 6.6 – Разновидности пиковых детекторов: а – комбинированный быстродействующий детектор; б – детектор размаха

6.2.3 Прецизионный однополупериодный выпрямитель

Обычный диодный выпрямитель непригоден для выпрямления малых сигналов: при амплитуде, меньшей прямого падения напряжения на диоде

(около 0,6 В для кремниевого диода), ток через диод практически не протекает. Даже при больших сигналах падение напряжения на диоде и его температурная зависимость (около −2 мВ/К) вносят значительную погрешность. Включение диода в цепь обратной связи ОУ уменьшает эффективное падение напряжения на нём в K_0 раз, поскольку ОУ автоматически формирует на своём выходе напряжение, достаточное для открывания диода.

Схема прецизионного однополупериодного выпрямителя на основе инвертирующего усилителя приведена на рисунке 6.7. При положительном входном напряжении выходное напряжение ОУ становится отрицательным, открывается диод VD1, замыкающий цепь ООС непосредственно с выхода ОУ на инвертирующий вход; диод VD2 закрыт, и выходное напряжение схемы, снимаемое с нагрузки через резистор R2, равно потенциалу виртуальной земли, т. е. нулю. При отрицательном входном напряжении выход ОУ становится положительным, диод VD1 закрывается, а VD2 открывается, и схема работает как инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи $-R_2/R_1$. Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{вх}} > 0, \\ -\dfrac{R_2}{R_1} U_{\text{вх}}, & U_{\text{вх}} < 0. \end{cases}$$

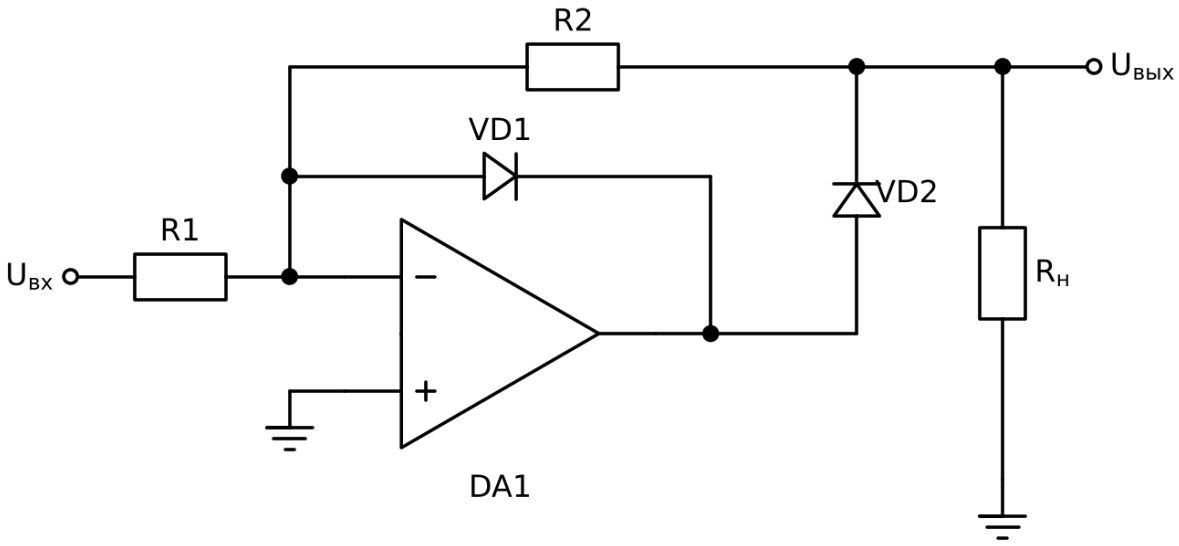


Рисунок 6.7 – Прецизионный однополупериодный выпрямитель на ОУ

Диод VD1 выполняет важную функцию: он не даёт ОУ войти в насыщение при положительной полуволне входного сигнала. Без него выход ОУ уходил бы в отрицательное насыщение, и при смене полярности входного сигнала требовалось бы значительное время на выход из насыщения, что резко ухудшило бы работу выпрямителя на высоких частотах. При наличии VD1 выходное напряжение ОУ при смене полярности изменяется лишь на два прямых падения напряжения на диодах (около 1,2 В).

Для выпрямителя рисунка 6.7 при R1 = R2 выход U1 равен нулю на положительной полуволне и −Uвх на отрицательной. Инвертирующий сумматор с весами 1 и 2 формирует отрицательный модуль: $U_{\text{вых}} = -(U_{\text{вх}} + 2U_1) = -|U_{\text{вх}}|$. Для получения положительного модуля следует добавить инвертирующий каскад с единичным модулем передачи либо изменить полярность первого выпрямителя и согласовать схему суммирования. Другие варианты приведены ниже.

6.2.4 Активные выпрямители среднего значения

Выпрямители среднего значения позволяют получить постоянное выходное напряжение, которая будет пропорциональна среднему значению выпрямленного входного сигнала. Обычно работа таких выпрямителей, основывается на том, что входное напряжение одной полярности подается на

выход с определенным масштабным коэффициентом, а при другой полярности выходное напряжение поддерживается равным нулю (однополупериодный выпрямитель) или инвертированному значению входного сигнала (двухполупериодный выпрямитель). В случае двухполупериодного выпрямителя, если масштабные коэффициенты прямого и инвертированного входного сигнала равны, устройство может быть использовано в качестве преобразователя модуля (абсолютного значения) входного сигнала. Использование операционных усилителей в прецизионных выпрямителях предназначено для уменьшения ошибок преобразования из-за неидеальных характеристик напряжения и тока диодов. Принципиальная схема выпрямителя с одним операционным усилителем показана на рисунке 6.8, а. По схеме рисунка 6.8, а, однополупериодный выпрямитель основан на инвертирующем усилителе с диодом в цепи обратной связи. Когда полярность входного сигнала положительна, диод VD1 открывается и напряжение со входа ОУ подается на выход выпрямителя через резистор R2. Без учета обратного тока запертого диода и напряжения смещения операционного усилителя, справедливо предположить, что входное и выходное напряжение ОУ можно задать уравнением:

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}$$

Так как диод VD2 находится в замкнутой последовательной цепи, падение напряжения на диоде VD2 не влияет на выходное напряжение.

Чтобы увеличить входное сопротивление, на основе неинвертирующего усилителя можно построить выпрямитель, включив диодный мост в цепь его обратной связи (рисунок 6.8, б).

Выпрямитель на рисунке 6.8, б, *выпрямляет* два полупериода, но нагрузка не заземлена. Средний ток, протекающий через нагрузку в этом устройстве, определяется отношением среднего выпрямленного значения входного напряжения к сопротивлению резистора R1. Среднее значение

напряжения на нагрузке пропорционально зависит от активной составляющей сопротивления нагрузки $Z_{\text{н}}$ и не зависит от реактивной составляющей этого сопротивления.

На рисунке 6.8, в, г показаны двухполупериодные выпрямители на одном операционном усилителе. В первом из них при положительном входном напряжении диод VD1 открыт, диод VD2 закрыт, и выходное напряжение равно входному, умноженному на коэффициент $R_2/(R_1 + R_2)$. При $U_{\text{вх}} < 0$ диод VD1 закрыт, VD2 открыт и выходное напряжение равно $U_{\text{вх}}R_3/R_1$ (с обратным знаком).

Если выполняется условие $R_3/R_1 = R_2/(R_1 + R_2)$, модуль коэффициента передачи выпрямителя не изменяется при смене знака входного напряжения. Основной недостаток выпрямителя — зависимость входного и выходного сопротивлений от знака входного сигнала.

В схеме на рисунке 6.8, г, входное сопротивление в выпрямителе постоянно: $2R/3$. Обратная связь замыкается через диод VD1, диод VD2 закрыт при подаче положительного входного напряжения, а выход подключен через резистор 2R к инвертирующему входу операционного усилителя, где поддерживается напряжение, равное половине входного напряжения. При подаче отрицательных значений напряжения сигнал обратной связи проходит через открытый диод VD2 и напряжение $U_{\text{вых}}$ равно $-\frac{U_{\text{вх}}}{2}$, а выходное сопротивление – близко к нулю.

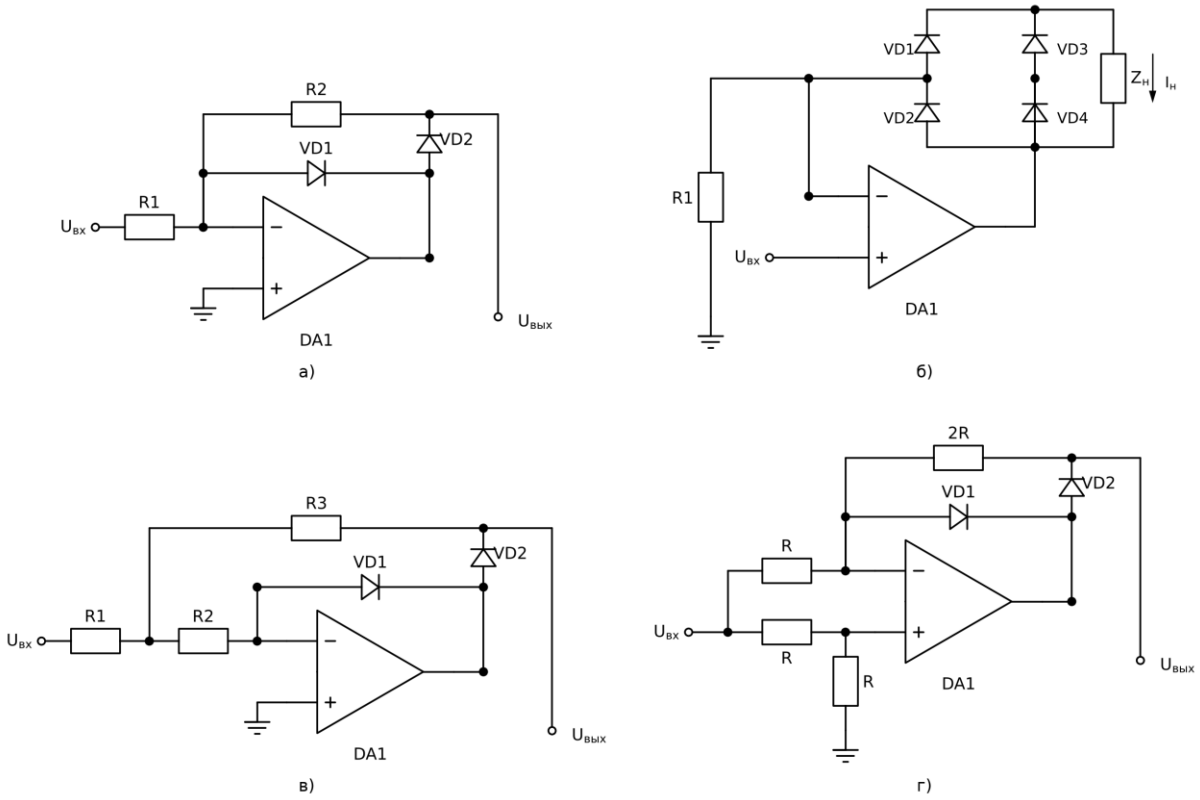


Рисунок 6.8 – Активные выпрямители среднего значения

Выпрямитель (рисунок 6.9, а) работает так: диоды VD1 и VD4 открыты, а VD2 и VD3 закрыты, при положительном входном сигнале. DA2 задает выходной сигнал, потому что он подключен как повторитель, поэтому $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$. При отрицательных входных сигналах, наоборот, диоды VD1 и VD4 закрыты, а VD2 и VD3 открыты, и DA1 определяет выходной сигнал, так же как DA2 в первом случае, и при R1=R2 получим$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}$.

Варианты рисунка 6.9, б и в имеют высокое входное и низкое выходное сопротивления. Для схемы б при положительном входе выход DA1 определяется неинвертирующей конфигурацией, а при отрицательном — изменённой диодами цепью ОС; DA2 формирует итоговый сигнал. Равенство модулей передачи для обеих полярностей обеспечивается выбором сопротивлений по приведённым ниже выражениям.

При Uвх > 0, т. е. когда $U_{\text{вх}} = |U_{\text{вх}}|$,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}(1 + \frac{R_4}{R_5}).$$

При Uвх < 0, т. е. когда $U_{вх} = -|U_{вх}|$,

$$U_{вых} = U_{вх}(1 + \frac{R_4}{R_5} - \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1}).$$

Чтобы выход был положительным при обеих полярностях и модули коэффициентов передачи совпадали, коэффициент в скобках для отрицательного входа должен быть равен −(1 + R4/R5). Отсюда:

$$R_3 = \frac{R_4 R_2}{2R_1(1 + R_4/R_5)}.$$

Если R1 = R2 = R5 = R и R4 = nR, то $R_3 = \frac{nR}{2(n+1)}$. При этом

$$U_{вых} = (n + 1)|U_{вх}|$$

В схеме выпрямителя рисунка 6.9, в при положительном входном сигнале сигнал проходит через DA1, диод VD2 и DA2, обратная связь замыкается через резисторы R3 и R2, и $U_{вых} = U_{вх}(R_1 + R_2 + R_3)/R_1$. При $U_{вх}$ < 0 диод VD1 открыт, диод VD2 закрыт, и сигнал инвертируется каскадом на DA2: $U_{вых} = -U_{вх}R_3/R_2$. Модуль коэффициента передачи одинаков для обеих полярностей при $1 + R_2/R_1 + R_3/R_1 = R_3/R_2$. В частности, если $R_2 = R$, $R_3 = nR$, $R_1 = R(n + 1)/(n - 1)$, то $U_{вых} = n|U_{вх}|$.

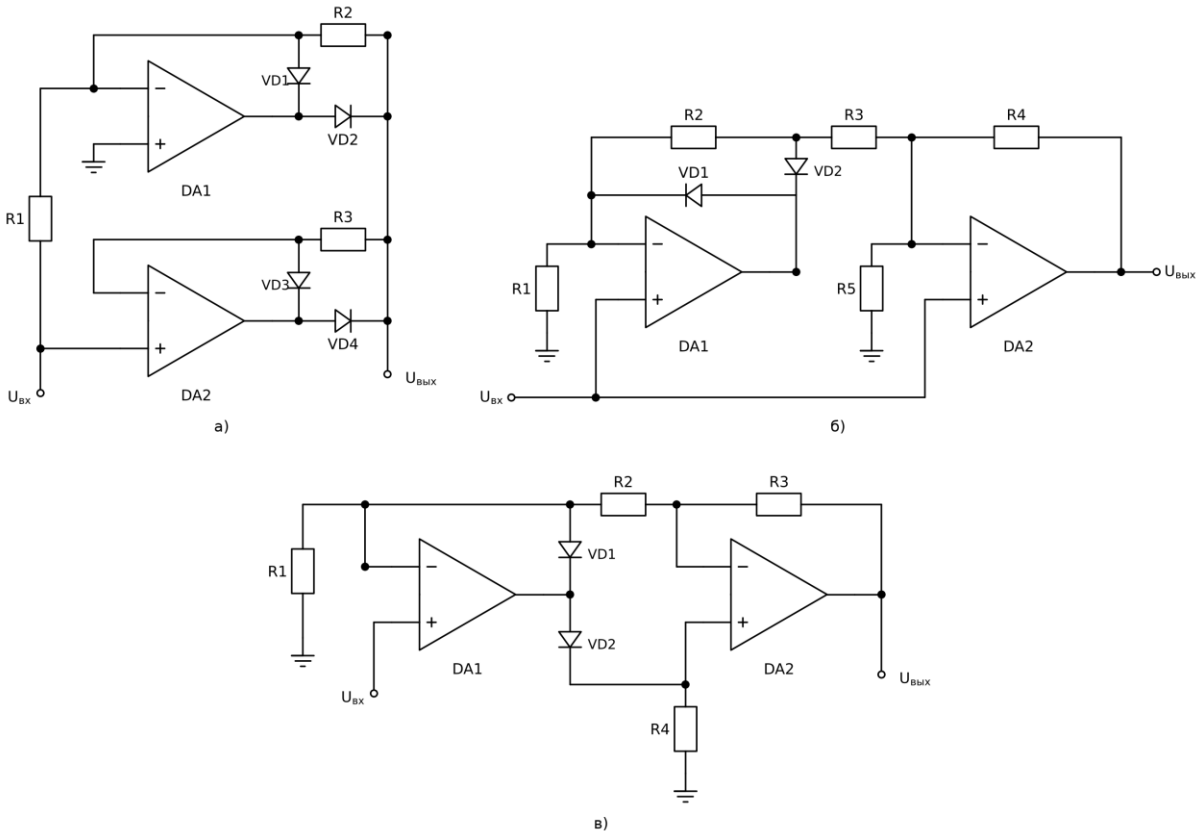


Рисунок 6.9 – Варианты схем двухполупериодных активных выпрямителей среднего значения

6.2.5 Погрешности и ограничения быстродействия

Основным ограничением прецизионных выпрямителей на ОУ является конечное быстродействие ОУ. При каждом переходе входного сигнала через нуль выходное напряжение ОУ должно скачком измениться на величину около двух прямых падений напряжения на диодах. Пока этот скачок не завершён, цепь обратной связи разомкнута, и выходной сигнал выпрямителя искажается. Время переключения можно оценить как $t_{\text{п}} \approx 2U_{\text{д}}/SR$; для LM358 ($SR = 0{,}3$ В/мкс) оно составляет около 4 мкс. Если входной сигнал имеет частоту 10 кГц (период 100 мкс), за время переключения теряется около 8 % каждой полуволны, что приводит к заметному уменьшению выходного напряжения. Поэтому в высокочастотных выпрямителях применяют быстродействующие ОУ или специальные схемы, в которых выход ОУ никогда не уходит далеко от потенциала входа.

Для пиковых детекторов основными источниками погрешности являются:

– дрейф накопленного напряжения из-за входных токов ОУ, обратного тока диода и утечки конденсатора; знак определяется алгебраической суммой токов: $C \cdot dUC/dt = \Sigma I$, где положительны токи в накопительный узел;

– недозаряд конденсатора при коротких импульсах, обусловленный ограниченным выходным током ОУ, сопротивлением открытого диода и скоростью нарастания ОУ;

– выброс выходного напряжения, возникающий из-за того, что ОУ, находившийся в насыщении, не успевает прекратить заряд конденсатора после достижения пика.

Выбор ёмкости накопительного конденсатора всегда является компромиссом: увеличение ёмкости уменьшает скорость спада, но увеличивает время заряда и требует большего выходного тока ОУ. Для хранения напряжения в течение длительного времени применяют ОУ с полевыми транзисторами на входе (входной ток единицы пикоампер), конденсаторы с полипропиленовым или фторопластовым диэлектриком и малые обратные токи диодов, а для сброса детектора перед новым измерением параллельно конденсатору включают ключ.

6.2.6 Преобразователи среднеквадратического значения

Средневыпрямленное или пиковое значение можно пересчитать в действующее, если форма сигнала заранее известна и известны соответствующие коэффициенты формы и амплитуды. Для сигнала произвольной неизвестной формы такой пересчёт ненадёжен; применяют преобразователи истинного среднеквадратического значения (true RMS) [36–38].

Преобразователь прямого действия возводит сигнал в квадрат, усредняет и извлекает корень. В неявном методе выход U используется в

делителе: $U = \langle u^2 \rangle / U$, откуда $U = \sqrt{\langle u^2 \rangle}$. В AD536 и AD736 вычисление реализовано с использованием транзисторных логарифмических и экспоненциальных зависимостей. LTC1966 реализует неявное вычисление другой архитектурой: дельта-сигма модулятор выполняет деление, переключатель полярности — умножение [39].

Тепловые преобразователи основаны на равенстве тепловых действий переменного и постоянного токов: исследуемый сигнал нагревает резистор, температура которого сравнивается с температурой второго резистора, нагреваемого постоянным током. Они имеют наибольшую точность и широчайшую полосу частот и используются в эталонной аппаратуре.

Важными параметрами RMS-преобразователей являются допустимый коэффициент амплитуды сигнала (обычно 3–5), при котором погрешность не превышает нормированной, полоса частот и время установления, определяемое постоянной времени усредняющего фильтра. Последнее связано с компромиссом: для малых пульсаций выходного сигнала при низкочастотных входных сигналах постоянная времени должна быть большой, что увеличивает время реакции на изменение уровня сигнала.

6.3 Пример предварительного расчёта

Задача. Оценить дрейф напряжения в режиме хранения для рисунка 6.12 при C1 = 1 нФ. Примем для учебной оценки вытекающие из каждого входа LM358 токи по 50 нА и обратный ток VD1, отбирающий заряд, 25 нА. Утечкой конденсатора пренебрежём. Оба подключённых к конденсатору входа ОУ учитываются в балансе.

При положительном направлении токов в накопительный узел имеем:

$$C\frac{dU_C}{dt} = I_{B1} + I_{B2} - I_D = 50 + 50 - 25 = 75 \text{ нА}; \quad \frac{dU_C}{dt} = 75 \text{ В/с}.$$

За 1 мс напряжение в этой модели увеличится на 75 мВ; это дрейф вверх, а не спад. При C = 0,1 мкФ и тех же токах изменение составило бы +0,75 мВ.

Значения входных токов и утечек зависят от экземпляра, температуры и режима ОУ, поэтому знак и величину дрейфа проверяют экспериментально и по модели. При разряде через резистор R напряжение убывает экспоненциально с $\tau = RC$. Нижняя оценка времени заряда — $t = C\Delta U/I$; реальное время больше из-за SR, восстановления после насыщения и конечного зарядного тока.

Для двухполупериодного выпрямителя среднего значения с коэффициентом передачи 1 при входном синусоидальном сигнале амплитудой 5 В среднее значение выходного напряжения $U_{\text{ср}} = 2 \cdot 5/\pi \approx 3{,}18$ В. Именно это значение следует ожидать при измерении постоянной составляющей выходного сигнала мультиметром или осциллографом (функция Mean).

6.4 Порядок выполнения работы

6.4.1 Задание 1. Исследовать пиковый детектор на диоде

Собрать макет пикового детектора на диоде по схеме, изображенной на рисунке 6.10 (VD1 — КД522А, С1 = 1 нФ, нагрузка R1 = 100 кОм). Частота генератора – 1 кГц, амплитуда колебаний – 5 В. Показания осциллографа в точках in и out включить в отчет.

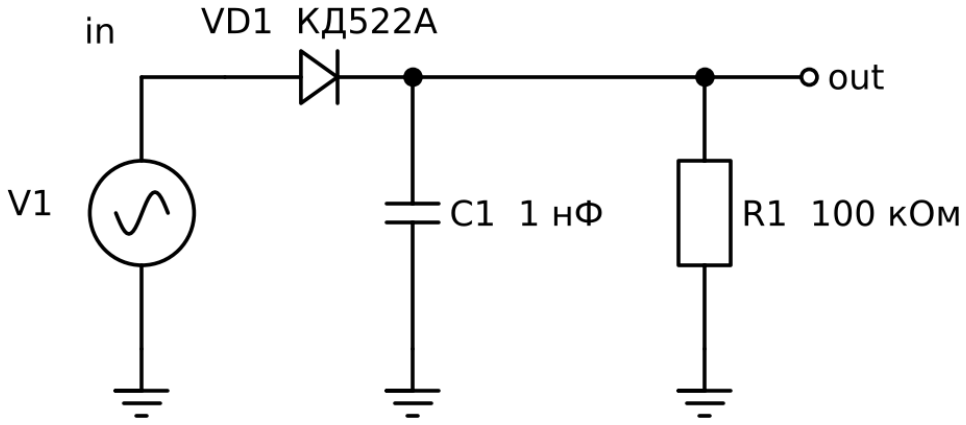


Рисунок 6.10 – Схема для исследования простейшего пикового детектора

Используя установленные в макете номиналы, провести моделирование схемы в среде Micro-Cap:

1) Добавить в отчет показания напряжения в точках in и out.

2) Измерить величину спада выходного напряжения на отрицательном полупериоде входного. Результаты измерений включить в отчет.

3) Измерить разность между максимумами входного и выходного сигнала. Результаты измерений внести в отчет.

4) Измерить величину задержки изменения выходного сигнала (время между фронтами, рисунок 6.11).

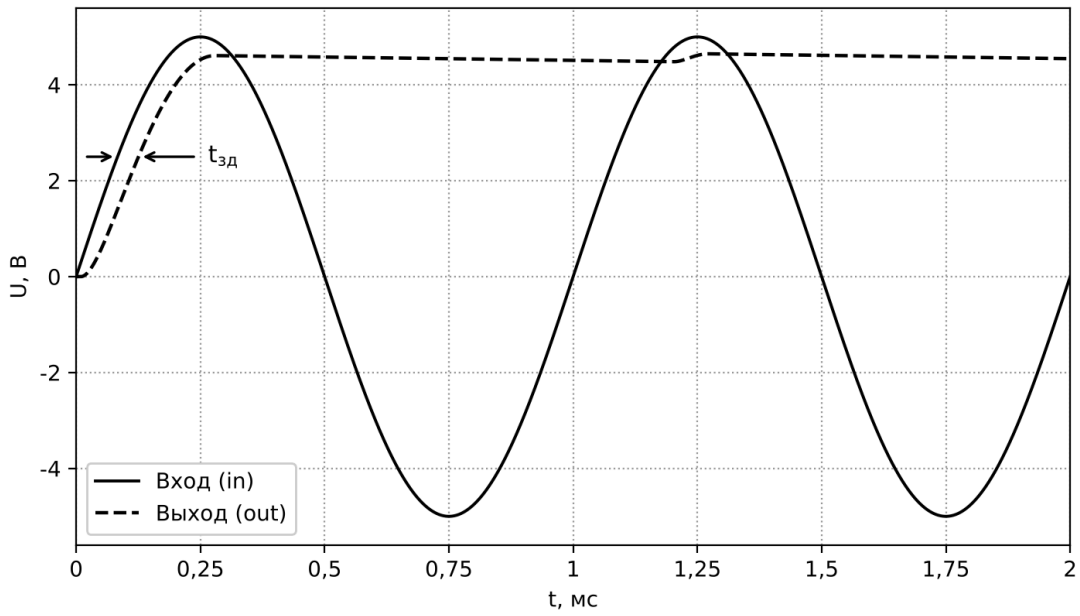


Рисунок 6.11 – Измерение задержки выходного сигнала

6.4.2 Задание 2. Исследовать пиковый детектор на ОУ

Собрать детектор по рисунку 6.12 на LM358 с двухполярным питанием ±12 В. Начать с синусоиды 1 кГц, амплитудой 5 В. Сохранить сигналы in, out и выхода первого ОУ. Затем повторить при 10 кГц и оценить динамическую ошибку: требуемая скорость изменения входа около 0,314 В/мкс сопоставима с SR LM358, а первый ОУ выходит из насыщения. Между сериями сбрасывать заряд C1 при выключенном питании. Отдельно измерить знак и скорость дрейфа в режиме хранения.

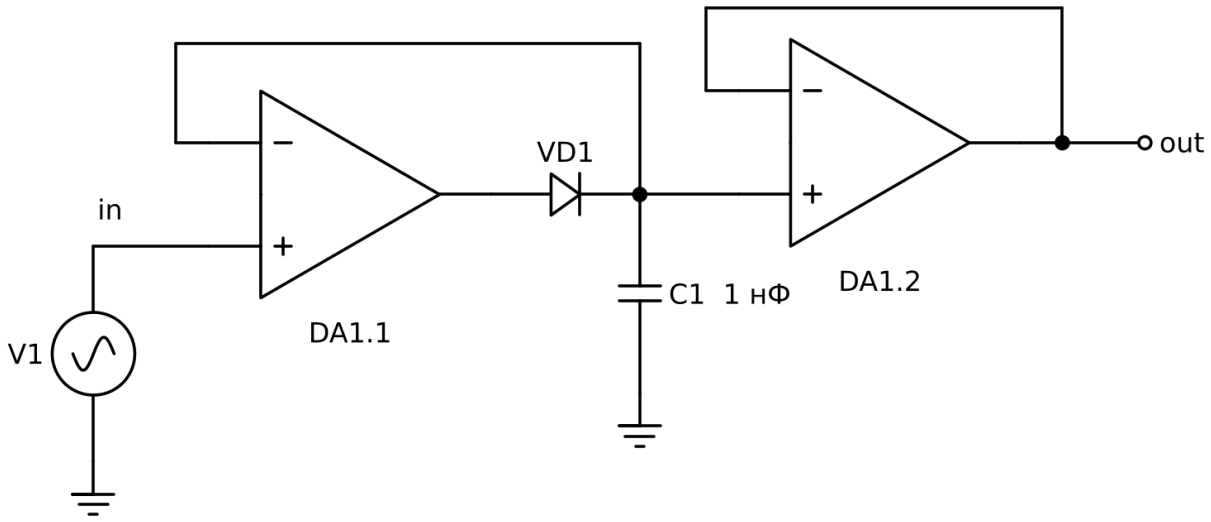


Рисунок 6.12 – Схема для исследования пикового детектора на ОУ

Используя установленные в макете номиналы, провести моделирование схемы в среде Micro-Cap:

1) Добавить в отчет показания напряжения в точках in и out.

2) Измерить величину спада выходного напряжения на отрицательном полупериоде входного. Результаты измерений включить в отчет.

3) Измерить разность между максимумами входного и выходного сигнала. Результаты измерений внести в отчет.

4) Измерить величину задержки изменения выходного сигнала (время между фронтами).

6.4.3 Задание 3. Исследовать двухполупериодный активный выпрямитель среднего значения

Собрать макет активного выпрямителя среднего значения на операционном усилителе по схеме, изображенной на рисунке 6.13. Частота генератора – 10 кГц, амплитуда колебаний – 5 В. Показания осциллографа в точках in и out включить в отчет.

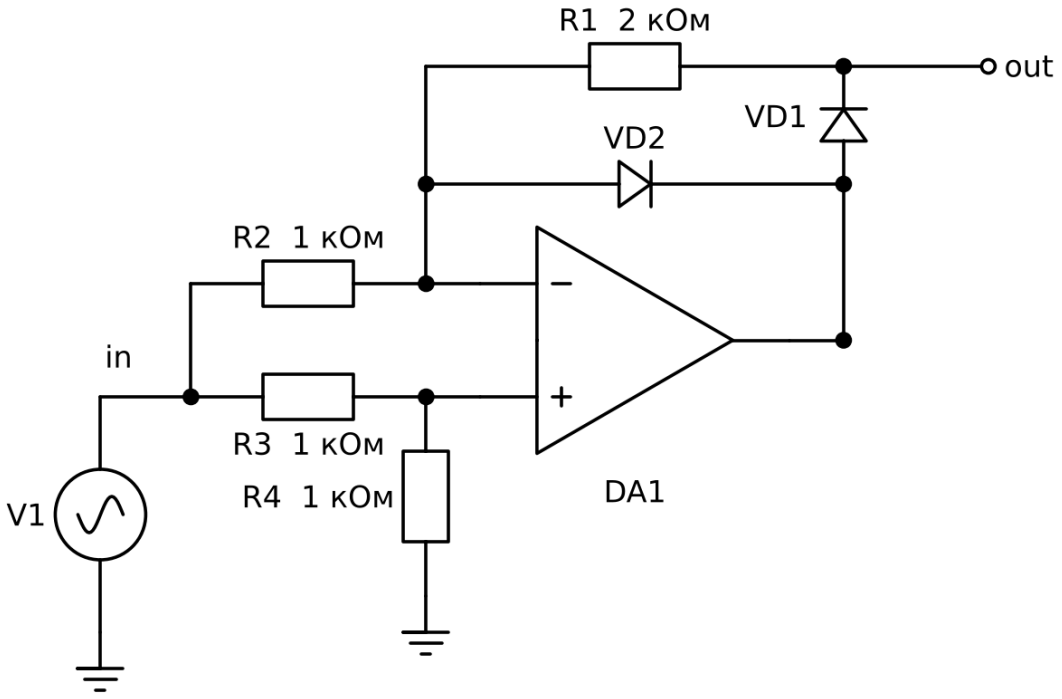


Рисунок 6.13 – Двухполупериодный активный выпрямитель среднего значения на одном ОУ

Используя установленные в макете номиналы, провести моделирование схемы в среде Micro-Cap:

1) Добавить в отчет показания напряжения в точках in и out.

2) Измерить амплитуду пульсаций сигнала на выходе и добавить результаты в отчет.

6.4.4 Задание 4. Исследовать прецизионный однополупериодный выпрямитель

Задание выполняется в среде моделирования Micro-Cap.

1) Ввести схему прецизионного однополупериодного выпрямителя (рисунок 6.7) с элементами R1 = R2 = 10 кОм, Rн = 10 кОм, VD1, VD2 — 1N4148, ОУ — LM358, питание ±12 В.

2) Подать на вход синусоидальный сигнал частотой 1 кГц амплитудой 100 мВ. Получить временные диаграммы входного напряжения, выходного напряжения схемы и выходного напряжения ОУ. Убедиться, что выпрямление происходит без «мёртвой зоны».

3) Заменить схему пассивным выпрямителем без ОУ (диод 1N4148 и нагрузочный резистор 10 кОм) и повторить моделирование. Сравнить результаты.

4) С помощью инструмента Stepping изменить частоту входного сигнала (1, 5, 10, 20 кГц) и определить частоту, при которой искажения выходного сигнала становятся заметными. Сопоставить результат с оценкой подраздела 6.2.5.

5) Удалить диод VD1 и объяснить изменение формы выходного сигнала ОУ и выпрямителя.

6.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– схемы исследованных узлов с номиналами элементов;

– осциллограммы сигналов в точках in и out для каждого задания, полученные экспериментально и при моделировании;

– таблицы измеренных значений спада выходного напряжения, разности максимумов входного и выходного сигналов и задержки для пиковых детекторов на диоде и на ОУ;

– измеренные амплитуду пульсаций и среднее значение выходного сигнала выпрямителя среднего значения и их сравнение с расчётом;

– результаты моделирования прецизионного выпрямителя и сравнение с простым диодным выпрямителем;

– выводы по каждому заданию.

6.6 Контрольные вопросы

1) Дайте определение пикового детектора. Какие режимы работы он имеет?

2) Объясните принцип работы простейшего пикового детектора на диоде. Каковы его недостатки?

3) Объясните принцип работы пикового детектора на ОУ.

4) Объясните принцип работы инвертирующего пикового детектора на ОУ.

5) Выведите формулу для расчёта скорости спада напряжения на конденсаторе пикового детектора.

6) Чем определяется выбор ёмкости накопительного конденсатора?

7) Объясните принцип работы прецизионного однополупериодного выпрямителя на ОУ. Какую функцию выполняет диод VD1?

8) Объясните принцип работы двухполупериодного активного выпрямителя.

9) Что такое средневыпрямленное и действующее значения напряжения? Что такое коэффициент формы?

10) Почему вольтметр средневыпрямленного значения, проградуированный в действующих значениях, даёт погрешность при измерении несинусоидальных сигналов?

11) Чем ограничена максимальная частота сигналов, выпрямляемых прецизионным выпрямителем на ОУ?

6.7 Дополнительные задания

1) Вывести формулу для коэффициента передачи двухполупериодного выпрямителя на одном ОУ (см. рисунок 6.13) и условия равенства коэффициентов передачи для положительной и отрицательной полуволн.

2) В Micro-Cap построить детектор размаха из пикового детектора и детектора минимума (см. рисунок 6.6, б) и исследовать его работу при сигнале с постоянной составляющей.

3) Разработать в Micro-Cap выпрямитель модуля на основе прецизионного однополупериодного выпрямителя и инвертирующего сумматора и определить его погрешность на частотах 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц.

7 Лабораторная работа № 6. Исследование релаксационных генераторов и одновибраторов

7.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний по разделам «Релаксационные схемы», «Генераторы» курса, а также получение практических навыков изготовления и отладки макетов электрических схем.

Для выполнения работы необходимо получить у преподавателя экземпляр сдвоенного операционного усилителя типа LM358, LM258 или LM2904. Назначение контактов операционных усилителей приведено в приложении А (рисунок А.2, таблица А.2).

Релаксационные генераторы и одновибраторы формируют прямоугольные, треугольные и пилообразные импульсные сигналы. В системах контроля и управления они используются как тактовые генераторы, формирователи импульсов заданной длительности, таймеры, сторожевые схемы, преобразователи напряжение–частота и генераторы развёртки. В работе исследуются генератор на ОУ, транзисторный мультивибратор и одновибратор на интегральном таймере 555.

7.2 Теоретические сведения

7.2.1 Компаратор и триггер Шмитта

Компаратор — это устройство, сравнивающее два напряжения и формирующее на выходе один из двух логических уровней в зависимости от того, какое из напряжений больше. Простейшим компаратором является ОУ без обратной связи: из-за огромного собственного коэффициента усиления уже при разности входных напряжений в доли милливольта выходное напряжение достигает одного из напряжений насыщения $\pm U_{\text{нас}}$. Специализированные микросхемы компараторов отличаются от ОУ гораздо

меньшим временем переключения и выходом, совместимым с цифровыми логическими уровнями.

Недостаток простого компаратора состоит в том, что при медленно изменяющемся входном сигнале, содержащем шум, в окрестности порога выходное напряжение многократно переключается («дребезг»). Устранить его позволяет положительная обратная связь, превращающая компаратор в триггер Шмитта. В инвертирующем триггере Шмитта сигнал подаётся на инвертирующий вход ОУ, а на неинвертирующий вход через делитель R1, R2 поступает часть выходного напряжения $\beta U_{\text{вых}}$, где $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. Пороговое напряжение зависит от состояния выхода:

$$U_{\text{пор.в}} = +\beta U_{\text{нас}}, \qquad U_{\text{пор.н}} = -\beta U_{\text{нас}}.$$

Пока входное напряжение меньше верхнего порога, выход находится в состоянии $+U_{\text{нас}}$. При превышении верхнего порога выход переключается в $-U_{\text{нас}}$, и порог скачком становится равным $-\beta U_{\text{нас}}$, так что для обратного переключения входное напряжение должно уменьшиться ниже нижнего порога. Передаточная характеристика триггера Шмитта имеет вид петли гистерезиса (рисунок 7.1) шириной $\Delta U_{\text{г}} = 2\beta U_{\text{нас}}$. Если размах шума меньше ширины петли, ложные переключения не возникают.

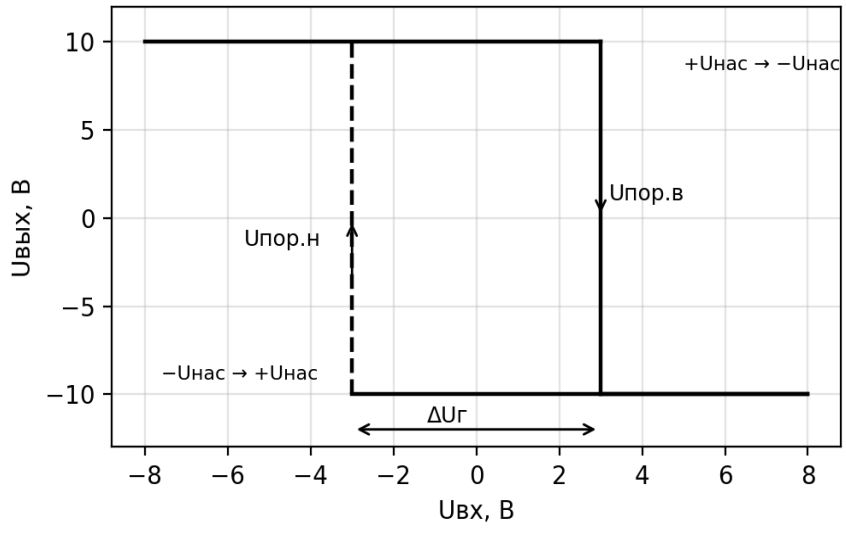


Рисунок 7.1 – Передаточная характеристика инвертирующего триггера Шмитта

7.2.2 Релаксационные генераторы

Релаксационный генератор — генератор колебаний, в котором ни пассивные цепи, ни активные нелинейные элементы не обладают резонансными свойствами. Энергия, запасённая реактивным элементом (обычно конденсатором), в каждом периоде колебаний расходуется и пополняется от источника питания через нелинейные активные элементы (транзисторы, ОУ, диоды). Период колебаний определяется временем перезаряда реактивного элемента до порогов переключения.

Генераторы пилообразного напряжения, мультивибраторы разных типов, блокинг-генераторы относятся к релаксационным генераторам. Пример схемы симметричного мультивибратора на транзисторах показан на рисунке 7.2.

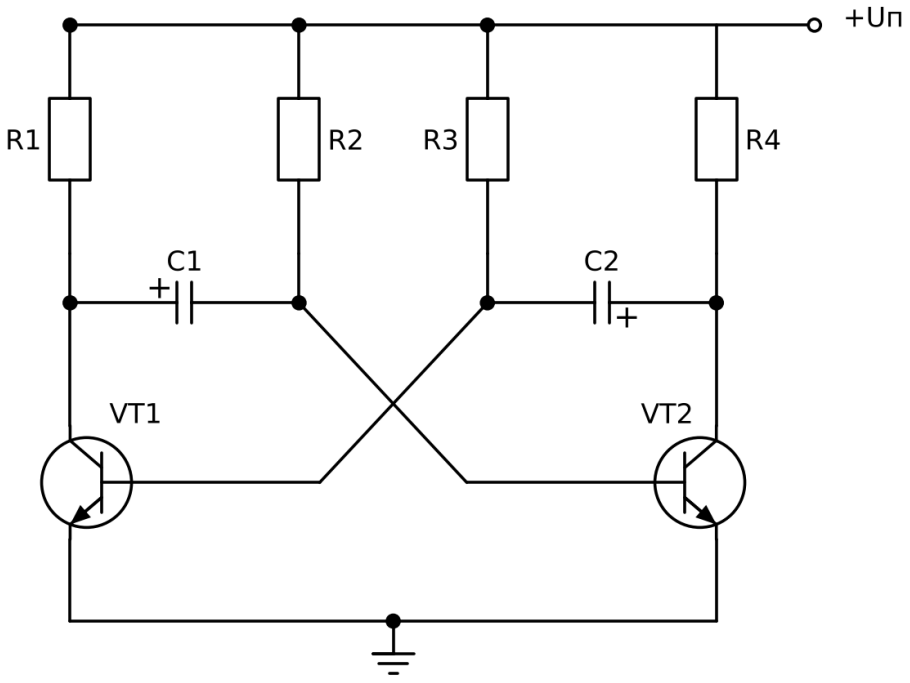


Рисунок 7.2 – Схема симметричного мультивибратора на транзисторах

Симметричный мультивибратор имеет два квазиустойчивых состояния и периодически переходит из одного в другое. Глубокая положительная обратная связь, охватывающая оба каскада, обеспечивает лавинообразное переключение, поэтому длительность перехода много меньше длительности каждого состояния.

Предположим, что транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт и насыщен. В этом случае потенциал правой по схеме обкладки конденсатора C1 будет равен потенциалу базы VT2 и конденсатор будет заряжаться через R1 и переход база-эмиттер VT2 почти до напряжения питания. При полностью заряженном C1 ток через него прекращается, напряжение на C1 можно считать примерно равным напряжению питания.

Левая по схеме обкладка конденсатора C2, который был заряжен ранее, в начальный момент после открывания транзистора VT2, будет иметь отрицательный потенциал, поэтому транзистор VT1 закрыт. C2 начнет заряжаться положительным зарядом через R3 и открытый переход коллектор-эмиттер транзистора VT2. Как только напряжение на левой обкладке конденсатора достигнет порога открывания транзистора (приблизительно +0,6…0,7 В), транзистор VT1 откроется, потенциал его коллектора (и левой обкладки конденсатора C1 станет практически равным нулю). Заряд же конденсатора C1 сохранит свое значение и знак, поэтому напряжение на правой обкладке C1 станет отрицательным, VT2 закроется. Описанные процессы периодически повторяются.

Время, в течение которого транзисторы остаются закрытыми, определяется постоянными времени для VT2 - T2 = C1·R2, для VT1 - T1 = C2·R3.

Значения R1 и R4 должны быть выбраны значительно меньше, чем R3 и R2, чтобы конденсатор заряжался через R1 и R4 быстрее, чем разряжался через R3 и R2. Чем быстрее заряжается конденсатор, тем круче фронт выходного импульса. Однако отношение R3/R1 и R2/R4 не должно быть больше, чем коэффициент усиления соответствующего транзистора, иначе транзистор не будет полностью открыт.

Использование операционных усилителей (ОУ), дает возможность создания схем стабильных генераторов прямоугольных колебаний (рисунок

7.3). ОУ играет роль компаратора в данной схеме: он сравнивает потенциал на емкости и потенциал на резистивном делителе R1, R2 .

$$U_1 = U_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

Выход ОУ переключается между уровнями U+ и U−. Для симметричной предварительной модели принимают U+ = +Uнас и U− = −Uнас; реальные уровни отличаются от шин питания и могут быть несимметричными.

После переключения выхода конденсатор перезаряжается через R к новому выходному уровню с постоянной времени τ = RC. При достижении порога делителя ОУ переключается в противоположное состояние. Длительность каждого полупериода определяется достижением порога и содержит логарифмический множитель; она не равна просто RC. Ниже выводится период для симметричных уровней насыщения.

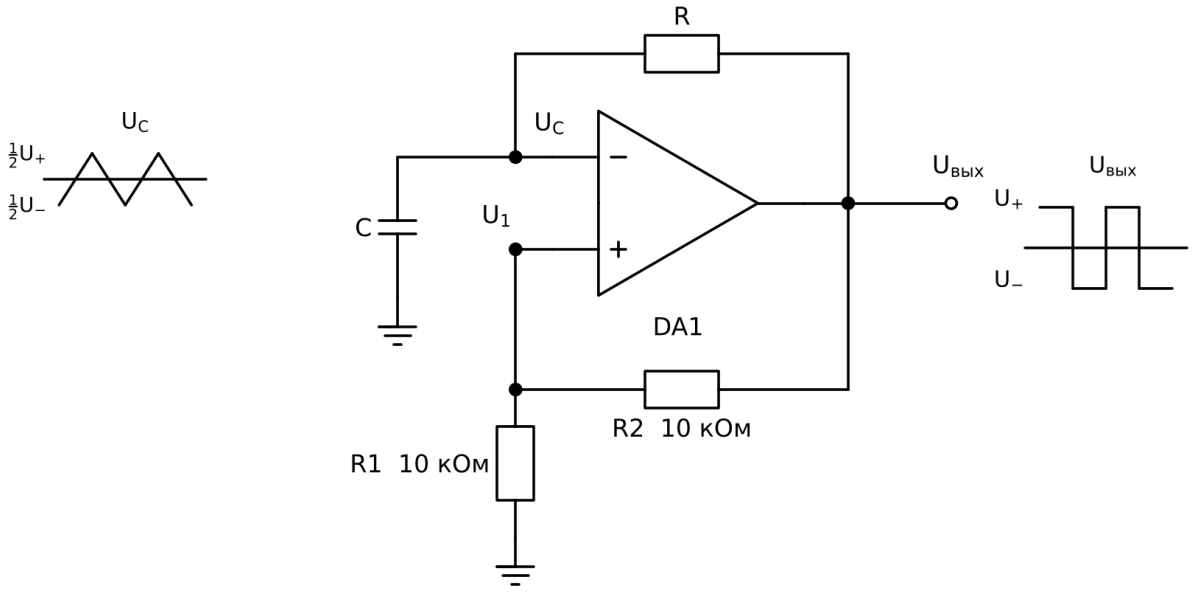


Рисунок 7.3 – Схема релаксационного генератора на ОУ

Найдём период колебаний генератора на ОУ. Пусть в момент $t = 0$ выход только что переключился в состояние $+U_{\text{нас}}$, а напряжение на конденсаторе равно нижнему порогу $-\beta U_{\text{нас}}$. Конденсатор заряжается через резистор R от выходного напряжения $+U_{\text{нас}}$ по закону

$$u_C(t) = U_{\text{нас}} - (U_{\text{нас}} + \beta U_{\text{нас}})e^{-t/RC}.$$

Переключение произойдёт, когда u_C достигнет верхнего порога $\beta U_{\text{нас}}$. Решая уравнение $\beta U_{\text{нас}} = U_{\text{нас}} - U_{\text{нас}}(1+\beta)e^{-t_1/RC}$, находим длительность полупериода

$$t_1 = RC\ln\frac{1+\beta}{1-\beta}.$$

Вследствие симметрии второй полупериод имеет такую же длительность, поэтому период и частота колебаний

$$T = 2RC\ln\frac{1+\beta}{1-\beta} = 2RC\ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right), \qquad f = \frac{1}{T}.$$

При $R_1 = R_2$ $(\beta = 0{,}5)$ получаем $T = 2RC\ln 3 \approx 2{,}2RC$. Важно, что период не зависит от напряжения насыщения ОУ, а значит, и от напряжения питания. Временные диаграммы напряжения на конденсаторе и выходного напряжения генератора приведены на рисунке 7.4. Напряжение на конденсаторе представляет собой последовательность отрезков экспонент и при малых β близко к треугольному.

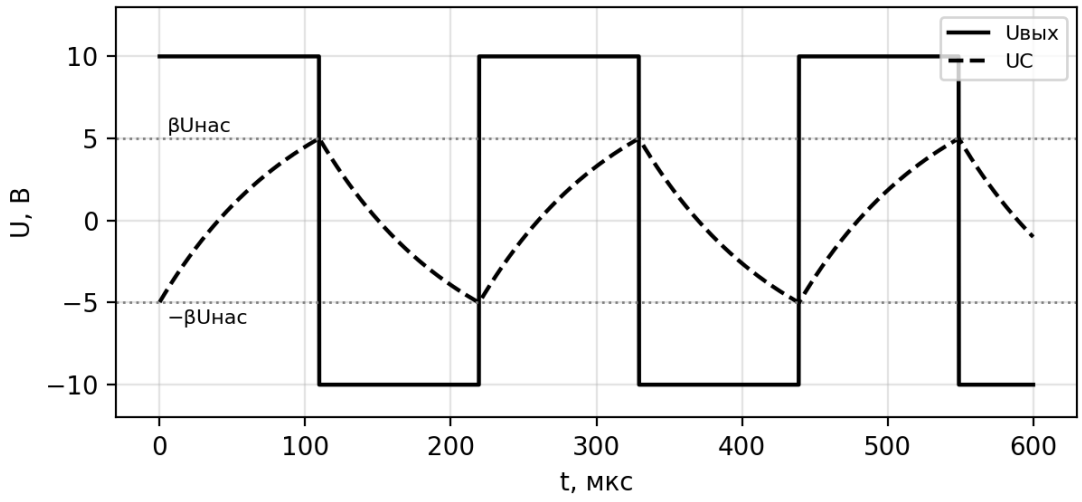


Рисунок 7.4 – Временные диаграммы релаксационного генератора на ОУ при β = 0,5

Если в цепь заряда конденсатора включить два резистора с диодами разной полярности, длительности заряда и разряда, а значит, и полупериодов,

будут определяться разными резисторами; так получают генератор прямоугольных импульсов с регулируемой скважностью. Максимальная частота генератора на ОУ ограничена скоростью нарастания выходного напряжения: для ОУ LM358 при напряжении питания ±12 В длительность фронта составляет около 70 мкс, поэтому частоты выше нескольких килогерц на нём получить невозможно без заметного искажения формы импульсов.

7.2.3 Интегральный таймер 555

Интегральный таймер 555 (отечественный аналог — КР1006ВИ1) — одна из самых распространённых аналоговых микросхем. Его упрощённая структурная схема приведена на рисунке 7.5. Таймер содержит резистивный делитель из трёх одинаковых резисторов по 5 кОм, формирующий опорные напряжения $2U_{\text{п}}/3$ и $U_{\text{п}}/3$; два компаратора К1 и К2; RS-триггер; выходной каскад, способный отдавать и принимать ток до 200 мА; разрядный транзистор, коллектор которого выведен на вывод 7 [40].

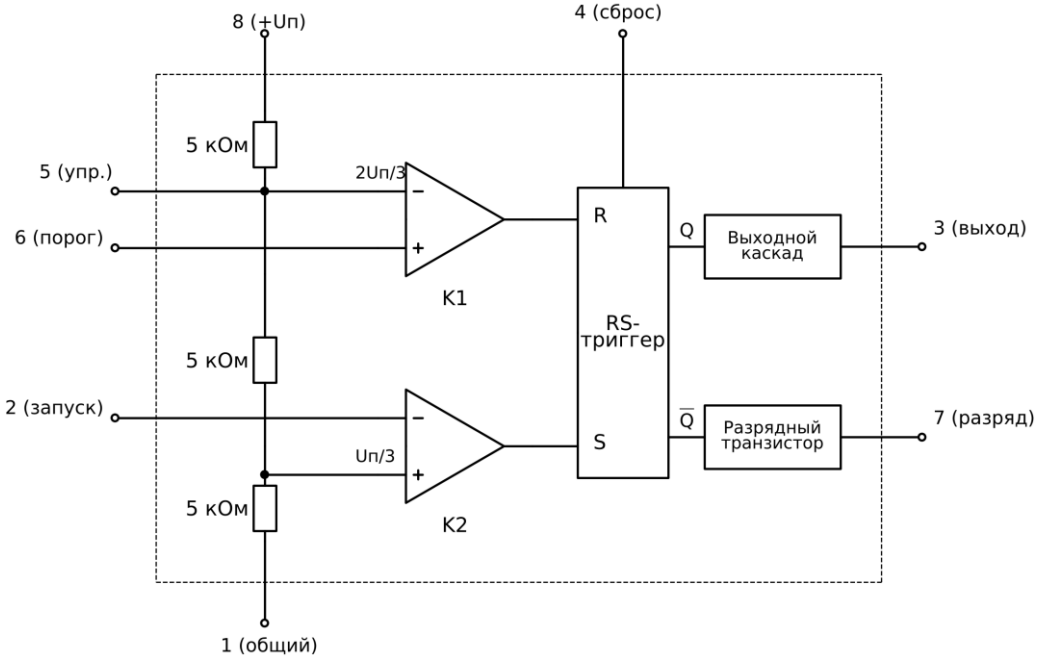


Рисунок 7.5 – Упрощённая структурная схема интегрального таймера 555

Когда напряжение на входе запуска (вывод 2) становится меньше $U_{\text{п}}/3$, компаратор К2 устанавливает триггер: выход (вывод 3) переходит в высокий уровень, а разрядный транзистор закрывается. Когда напряжение на

пороговом входе (вывод 6) превышает $2U_{\text{п}}/3$, компаратор K1 сбрасывает триггер: выход переходит в низкий уровень, а разрядный транзистор открывается и разряжает времязадающий конденсатор. Вывод 4 (сброс) при низком уровне принудительно сбрасывает триггер; в обычном режиме он соединяется с $+U_{\text{п}}$. Вывод 5 позволяет изменять пороговые напряжения внешним сигналом; если он не используется, его соединяют с общим проводом через конденсатор 0,01 мкФ для подавления помех.

В режиме одновибратора (см. подраздел 7.2.4) длительность выходного импульса определяется временем заряда конденсатора от нуля до $2U_{\text{п}}/3$ через резистор R:

$$t_{\text{и}} = RC\ln 3 \approx 1{,}1RC.$$

В автоколебательном режиме (рисунок 7.6) входы 2 и 6 соединены и подключены к времязадающему конденсатору C, который заряжается от источника питания через последовательно включённые резисторы R1 и R2, а разряжается через резистор R2 и открытый разрядный транзистор. Напряжение на конденсаторе изменяется между уровнями $U_{\text{п}}/3$ и $2U_{\text{п}}/3$ (рисунок 7.7), откуда длительности импульса и паузы

$$t_{\text{и}} = (R_1 + R_2)C\ln 2 \approx 0{,}693(R_1 + R_2)C, \qquad t_{\text{п}} = 0{,}693R_2C,$$

и частота колебаний

$$f = \frac{1}{t_{\text{и}} + t_{\text{п}}} \approx \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C}.$$

Поскольку пороговые уровни пропорциональны напряжению питания, частота генератора на таймере 555 практически не зависит от $U_{\text{п}}$. Коэффициент заполнения в этой схеме всегда больше 50 %; для получения меандра параллельно R2 включают диод, шунтирующий его при заряде конденсатора.

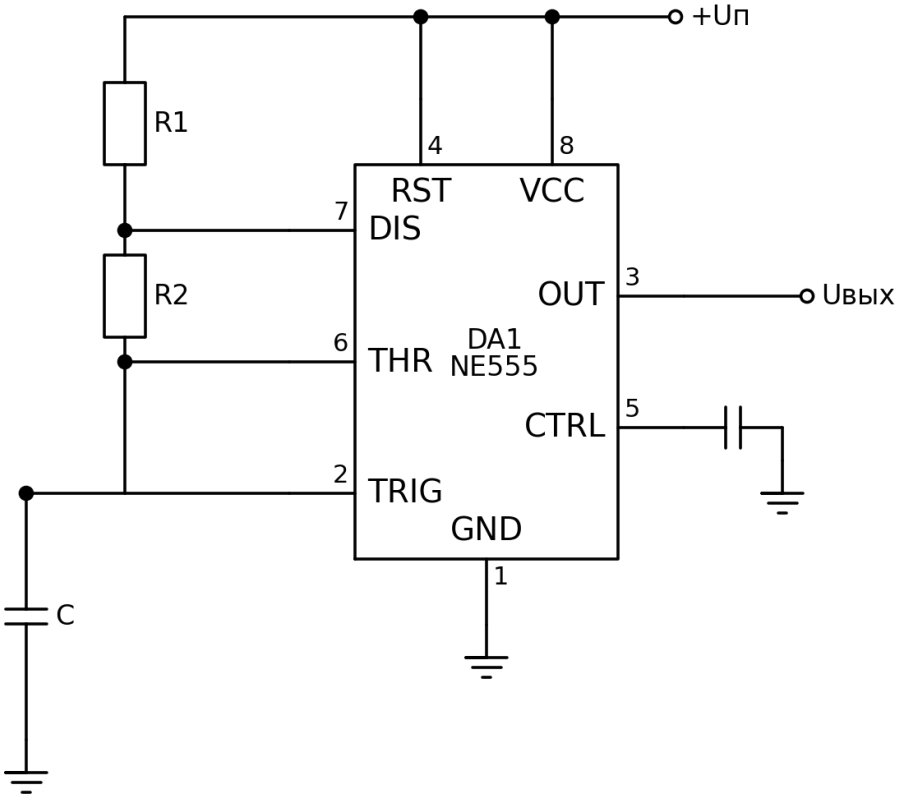


Рисунок 7.6 – Автоколебательный мультивибратор на таймере 555

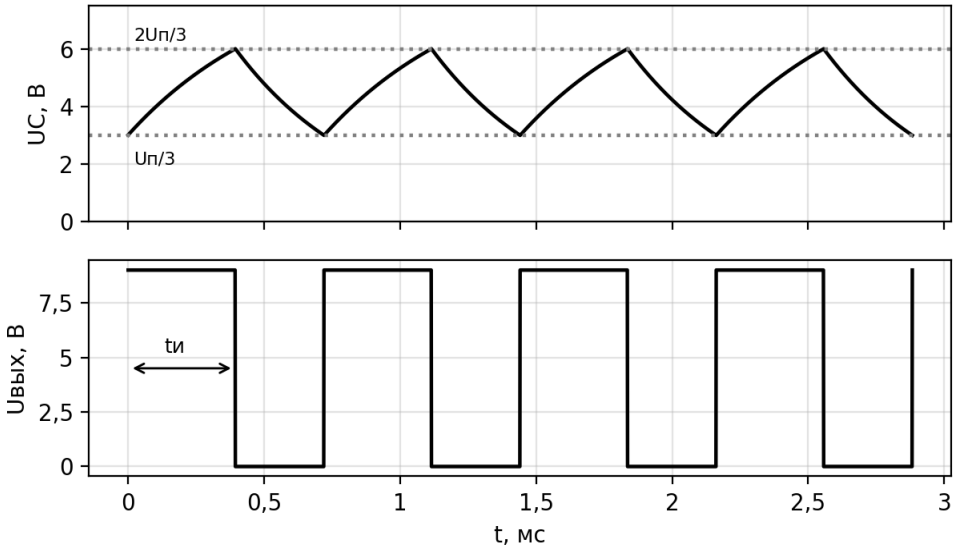


Рисунок 7.7 – Временные диаграммы мультивибратора на таймере 555 (R1 = 10 кОм, R2 = 47 кОм, C = 10 нФ, Uп = 9 В)

7.2.4 Одновибратор

Генерация одиночных импульсов может быть достигнута с помощью таймера 555, здесь длительность импульсов может быть от нескольких микросекунд до минут.

В исходном состоянии выход низкий, разрядный транзистор открыт и времязадающий конденсатор разряжен. Для запуска напряжение TRIG (вывод 2) кратковременно снижают с уровня выше Uп/3 до уровня ниже Uп/3, например от Uп до 0 В. Выход становится высоким, разрядный транзистор закрывается и конденсатор заряжается через R1. После достижения 2Uп/3 выход возвращается в низкое состояние, если запуск уже завершён. Длительность импульса при этих условиях tи ≈ R1C ln 3 ≈ 1,1R1C.

Низкий уровень запуска должен закончиться до ожидаемого завершения выходного импульса с запасом на задержки компараторов. Обычную схему не следует считать одновибратором с перезапуском: короткий повторный запуск во время заряда не обнуляет конденсатор, но удержание TRIG низким может задержать завершение импульса. Уровни и длительность запуска задают явно и проверяют по справочным данным выбранного таймера [40]. Временная диаграмма работы одновибратора приведена на рисунке 7.8.

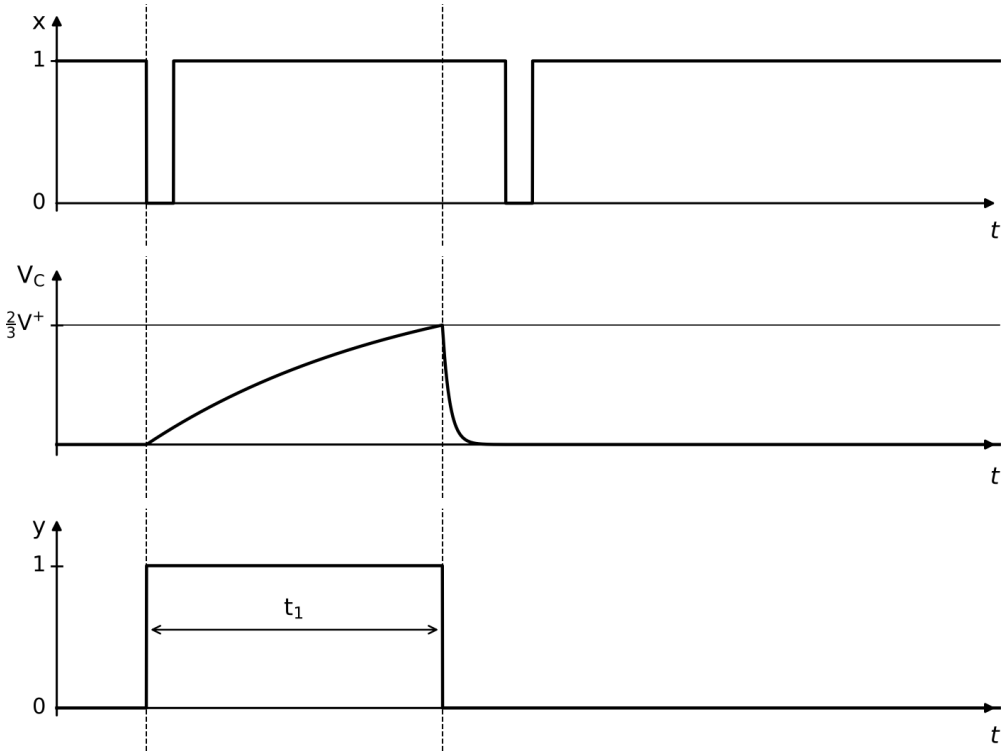


Рисунок 7.8 – Временная диаграмма одновибратора

После окончания импульса конденсатор разряжается через внутренний транзистор. Новый запуск допускается после восстановления исходного напряжения конденсатора; иначе длительность следующего импульса может отличаться от расчётной. Увеличение длительности запуска не является универсальным способом сокращения времени восстановления. Перезапуск с принудительным разрядом реализуется отдельной схемой подраздела 7.2.5.

7.2.5 Одновибратор с перезапуском

Иногда требуется отсчитывать длительность импульса от последнего пускового импульса, а не от первого. Для этого применяют одновибратор с перезапуском (рисунок 7.9), использующий таймер как прецизионный триггер Шмитта. Когда напряжение на конденсаторе превышает верхний порог переключения, одновибратор возвращается в исходное состояние и выход переключается в нулевое состояние. Однако конденсатор при этом не разряжается, потому что разрядный транзистор VT2 к нему не подключён, и напряжение на конденсаторе продолжает расти до $U_{\text{п}}$, что соответствует состоянию покоя.

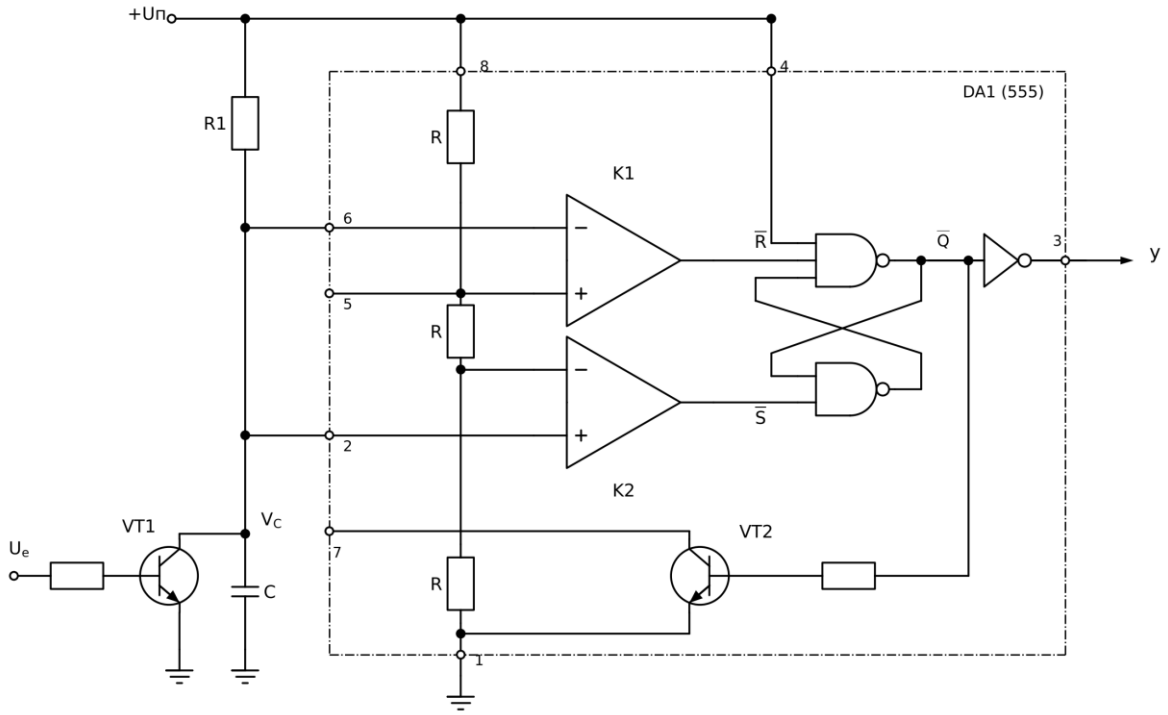


Рисунок 7.9 – Одновибратор с перезапуском

Конденсатор разряжается, если на базу транзистора VT1 подать положительный пусковой импульс достаточной длительности; выход переходит в состояние 1, когда нижний компаратор устанавливает триггер. Если очередной пусковой импульс появляется раньше, чем напряжение V_C достигнет верхнего порога (т. е. раньше чем через $t_1 = R_1 C \ln 3$), конденсатор снова разряжается и выход остаётся в состоянии 1. Выход возвращается в 0 только при пропуске пускового импульса, поэтому схему называют индикатором пропуска импульсов. На рисунке 7.10 представлена временная диаграмма, построенная для последовательности из нескольких пусковых импульсов.

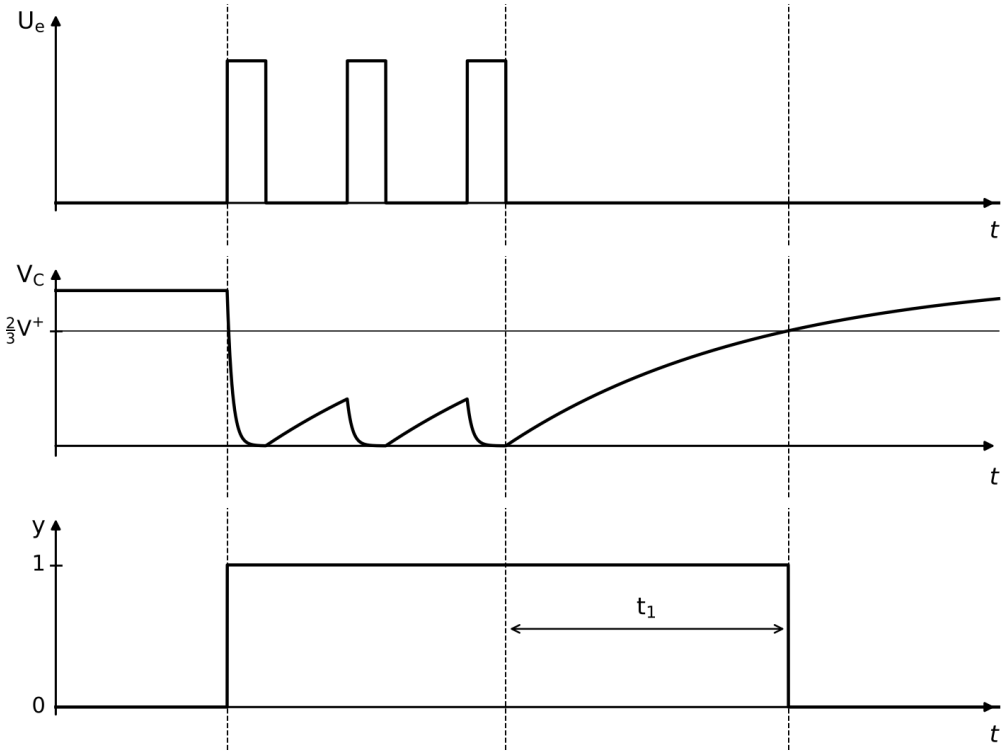


Рисунок 7.10 – Временная диаграмма напряжения одновибратора с перезапуском

7.2.6 Генераторы гармонических колебаний

В отличие от релаксационных генераторов, формирующих сигналы в результате переключения нелинейного элемента, генераторы гармонических колебаний (RC- и LC-генераторы) содержат усилитель, охваченный частотно-избирательной положительной обратной связью. Колебания возникают на частоте, на которой выполняются условия Баркгаузена: фазовый сдвиг в петле

обратной связи кратен 360° (условие баланса фаз), а модуль петлевого усиления равен единице (условие баланса амплитуд) [7, 32, 41]:

$$K\beta(j\omega_0) = 1.$$

Для надёжного самовозбуждения при включении петлевое усиление выбирают несколько большим единицы; амплитуда колебаний при этом нарастает до тех пор, пока нелинейность усилителя или специальная цепь стабилизации амплитуды не уменьшит усиление до единицы.

Наиболее распространённым RC-генератором низкой частоты является генератор с мостом Вина (рисунок 7.11). Частотно-зависимая положительная обратная связь осуществляется через последовательную RC-цепь и параллельную RC-цепь, образующие мост Вина. Коэффициент передачи этой цепи

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)}$$

на частоте $f_0 = 1/(2\pi RC)$ является действительным и равным 1/3. Следовательно, для выполнения баланса амплитуд неинвертирующий усилитель, образованный ОУ и резисторами R1, R2, должен иметь коэффициент усиления, равный трём: $R_2 = 2R_1$.

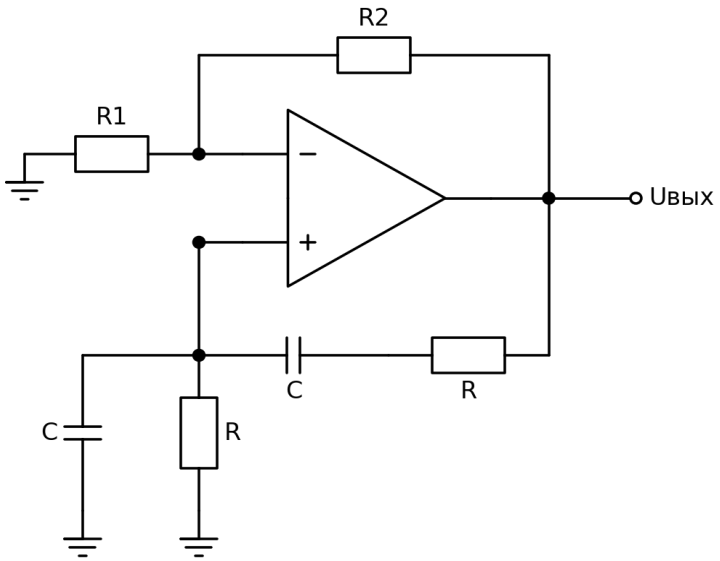


Рисунок 7.11 – Генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина

Если коэффициент усиления меньше трёх, колебания затухают, если больше — амплитуда нарастает до ограничения выходным напряжением ОУ, и форма сигнала искажается. Поэтому в генераторах с мостом Вина применяют автоматическую стабилизацию амплитуды: в цепь ООС включают элемент, сопротивление которого зависит от амплитуды сигнала, — терморезистор, лампу накаливания, полевой транзистор в режиме управляемого сопротивления или встречно-параллельные диоды, шунтирующие часть резистора R2 при большой амплитуде. Генераторы с мостом Вина позволяют получить синусоидальный сигнал с коэффициентом гармоник 0,01–1 % в диапазоне от единиц герц до сотен килогерц; перестройка частоты осуществляется сдвоенным переменным резистором или переключением конденсаторов.

Для высоких частот (выше 1 МГц) применяют LC-генераторы (схемы Колпитца, Хартли), а для получения высокой стабильности частоты — кварцевые генераторы, в которых частотно-избирательным элементом является кварцевый резонатор с добротностью 10^4–10^6. Кварцевые генераторы являются источниками тактовых сигналов всех микропроцессорных систем.

7.2.7 Генераторы, управляемые напряжением

Генератор, управляемый напряжением (ГУН), — это генератор, частота которого пропорциональна управляющему напряжению. Простейший ГУН получается из релаксационного генератора на интеграторе и триггере Шмитта: интегратор с входным напряжением $U_{\text{у}}$ формирует линейно нарастающее напряжение со скоростью $U_{\text{у}}/(RC)$, а триггер Шмитта с порогами $\pm U_{\text{пор}}$ переключает направление интегрирования. Время одного полупериода равно $2U_{\text{пор}}RC/U_{\text{у}}$, и частота

$$f = \frac{U_{\text{у}}}{4U_{\text{пор}}RC}$$

прямо пропорциональна управляющему напряжению. Генератор одновременно формирует треугольный (на выходе интегратора) и прямоугольный (на выходе триггера) сигналы. Аналогичный эффект в таймере 555 достигается подачей управляющего напряжения на вывод 5, изменяющий пороговые уровни (см. подраздел 7.2.3).

ГУН применяются в преобразователях напряжение–частота (используемых как простые АЦП с частотным выходом, передающим сигнал датчика по длинной линии или через гальваническую развязку), в системах фазовой автоподстройки частоты, синтезаторах частоты и частотных модуляторах.

7.3 Пример предварительного расчёта

Пример 1. Рассчитать генератор на ОУ с частотой 1 кГц при $R_1 = R_2 = 10$ кОм и $C = 47$ нФ.

При $\beta = 0{,}5$ период $T = 2RC\ln 3 = 2{,}197RC$. Отсюда

$$R = \frac{T}{2{,}197C} = \frac{10^{-3}}{2{,}197 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} \approx 9{,}68 \text{ кОм}.$$

Из ряда E24 выбираем $R = 10$ кОм; расчётная частота при этом составит около 970 Гц. Амплитуда напряжения на конденсаторе равна $\beta U_{\text{нас}} \approx 0{,}5 \cdot 10{,}5 \approx 5{,}2$ В.

Пример 2. Рассчитать мультивибратор на таймере 555 с частотой 2 кГц и коэффициентом заполнения около 55 % при $C = 10$ нФ.

Коэффициент заполнения $D = (R_1 + R_2)/(R_1 + 2R_2) = 0{,}55$, откуда $R_1 = 0{,}222R_2$. Из формулы частоты

$$R_1 + 2R_2 = \frac{1{,}44}{fC} = \frac{1{,}44}{2000 \cdot 10^{-8}} = 72 \text{ кОм},$$

Следовательно, R2 ≈ 32,4 кОм и R1 ≈ 7,2 кОм. Из E24 выбираем R2 = 33 кОм и R1 = 7,5 кОм; при C = 10 нФ получаем f ≈ 1,96 кГц и D = 40,5/73,5 ≈ 55,1 %.

Пример 3. Рассчитать одновибратор на таймере 555 с длительностью импульса 10 мкс. При $C = 1$ нФ сопротивление $R = t_{и}/(1{,}1C) = 10^{-5}/(1{,}1 \cdot 10^{-9}) \approx 9{,}1$ кОм.

7.4 Порядок выполнения работы

7.4.1 Задание 1. Исследовать релаксационный генератор на ОУ

1) Собрать макет генератора по схеме, изображенной на рисунке 7.12. Убедиться в правильности соединений. При макетировании выбрать наиболее близкие номиналы к указанным на схеме.

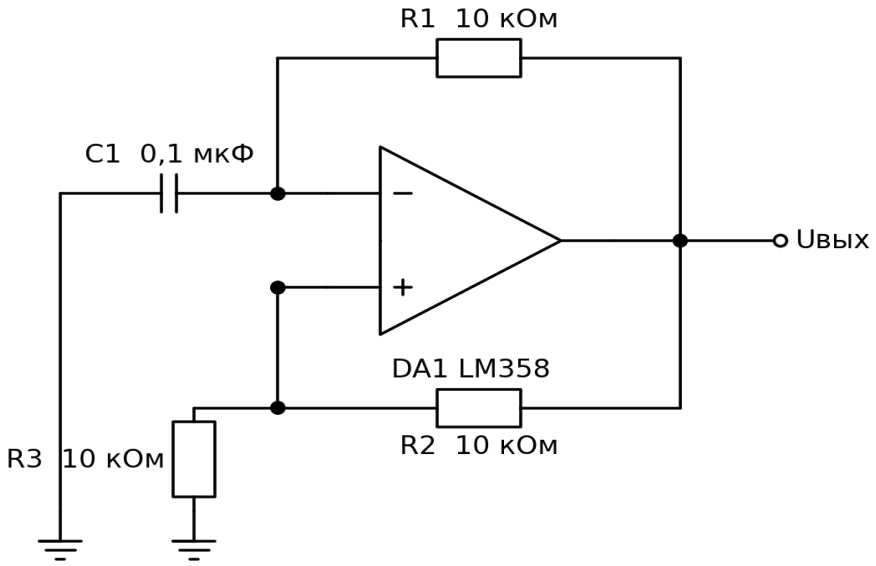


Рисунок 7.12 – Схема для исследования релаксационного генератора на ОУ

2) Добиться работоспособности схемы. Двухлучевой осциллограф позволяет наблюдать одновременно только два сигнала, поэтому осциллограммы трёх сигналов (выход ОУ, инвертирующий вход — напряжение на конденсаторе C1, неинвертирующий вход — делитель R2, R3) снимать в два приёма. Общий провод обоих щупов подключить к общему проводу схемы, входы осциллографа перевести в режим открытого входа (DC). Канал 1 подключить к выходу ОУ и использовать его для

синхронизации; канал 2 сначала подключить к инвертирующему входу, затем, не меняя развёртку, синхронизацию и масштаб по времени, — к неинвертирующему входу. Так обе пары осциллограмм получаются в одном масштабе времени и их можно совместить. Измерить амплитуду выходного сигнала, пороговые напряжения на неинвертирующем входе, размах напряжения на конденсаторе и период колебаний. Скриншоты осциллограмм вставить в отчет.

3) Используя номиналы элементов схемы рассчитать ожидаемое значение выходной частоты, сравнить его с полученным экспериментально

4) Запустить утилиту схемотехнического моделирования «Micro-Cap». Промоделировать поведение схемы релаксационного генератора с номиналами элементов, взятыми из предыдущего пункта задания. Измерить размах, форму и период сигналов на входах и выходе ОУ. Результаты моделирования вставить в отчет. Сравнить практические результаты с результатами моделирования.

5) Уменьшая значение резистора R1 до 1 кОм с шагом 1 кОм получить значения частоты на выходе генератора для каждого значения резистора. Построить график зависимости периода выходного сигнала от сопротивления.

6) Уменьшая значение резистора R2 до 1 кОм с шагом 1 кОм получить значения частоты на выходе генератора для каждого значения резистора. Построить график зависимости периода выходного сигнала от сопротивления.

7) Уменьшая значение резистора R3 до 1 кОм с шагом 1 кОм получить значения частоты на выходе генератора для каждого значения резистора. Построить график зависимости периода выходного сигнала от сопротивления.

8) Уменьшая ёмкость конденсатора C1 от 100 до 10 нФ (номиналы ряда E6: 100; 68; 47; 33; 22; 15; 10 нФ), получить значения частоты на выходе генератора для каждого значения ёмкости. Построить график зависимости периода выходного сигнала от ёмкости C1.

7.4.2 Задание 2. Исследовать мультивибратор на биполярных транзисторах

1) Собрать макет мультивибратора по схеме, изображенной на рисунке 7.13. Убедиться в правильности соединений. При макетировании выбрать наиболее близкие номиналы к указанным на схеме.

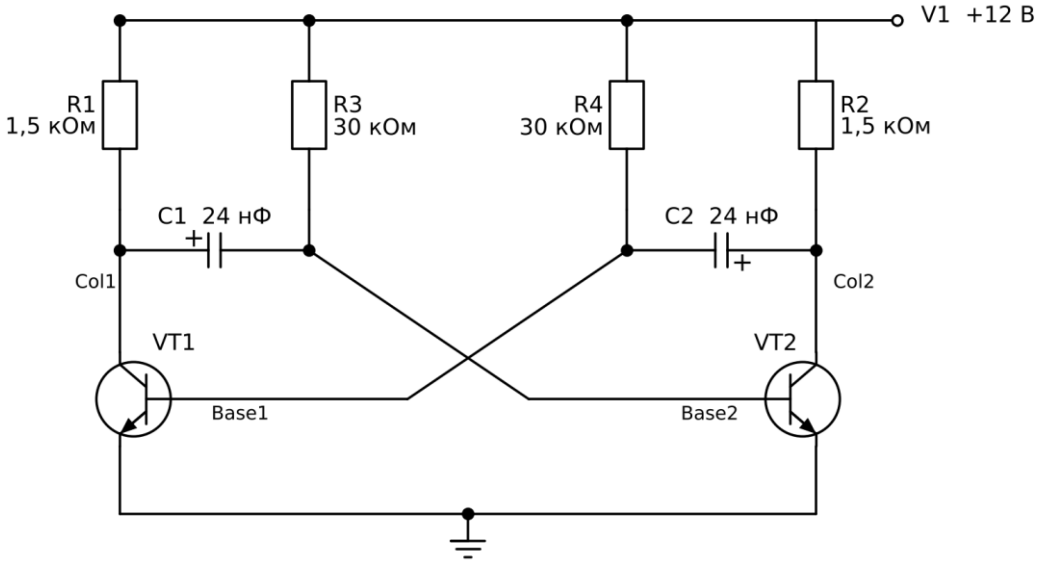


Рисунок 7.13 – Схема для исследования мультивибратора на транзисторах

2) Добиться работоспособности схемы, зафиксировать форму сигналов на базах и коллекторах транзисторов. С помощью двухлучевого осциллографа снять попарно осциллограммы напряжений в точках Base1 –Base2, Base1 – Col1, Base2 - Col2 Определить размах сигналов, их форму и период. Скриншоты осциллограмм вставить в отчет.

3) Используя номиналы элементов схемы рассчитать ожидаемое значение выходной частоты, сравнить его с полученным экспериментально

4) Запустить утилиту схемотехнического моделирования «Micro-Cap». Промоделировать поведение схемы мультивибратора с номиналами элементов, взятыми из предыдущего пункта задания. Измерить размах, форму и период сигналов в точках Base1, Base2, Col1, Col2, токи, текущие через конденсаторы C1, C2 Результаты моделирования вставить в отчет. Сравнить практические результаты с результатами моделирования.

5) Увеличивая одновременно сопротивления R3 и R4 (R3 = R4) до 51 кОм с шагом 1 кОм получить значения частоты на выходе генератора для каждого значения резистора. В отчете привести зависимость периода колебаний мультивибратора от сопротивлений R3, R4

7.4.3 Задание 3. Исследовать одновибратор на таймере 555

1) Запустить утилиту схемотехнического моделирования «Micro-Cap». Промоделировать поведение схемы одновибратора, изображенного на рисунке 7.14. Напряжение источника питания V1 – 5 В, параметры источника входного сигнала V2 – режим работы Pulse, длительности фронтов 10 нс, длительность вершины 1 мкс, время до фронта 100 нс, период 5 мкс, начальное значение напряжения 5 В, импульсное значение напряжения 0 В. Измерить длительность импульсов, форму и период сигналов в точках in, c, out. Результаты моделирования в указанных точках вставить в отчет.

2) Подобрать такие номиналы резистора R1 и конденсатора C1, чтобы длительность импульса на выходе микросхемы 555 составляла 4 мкс.

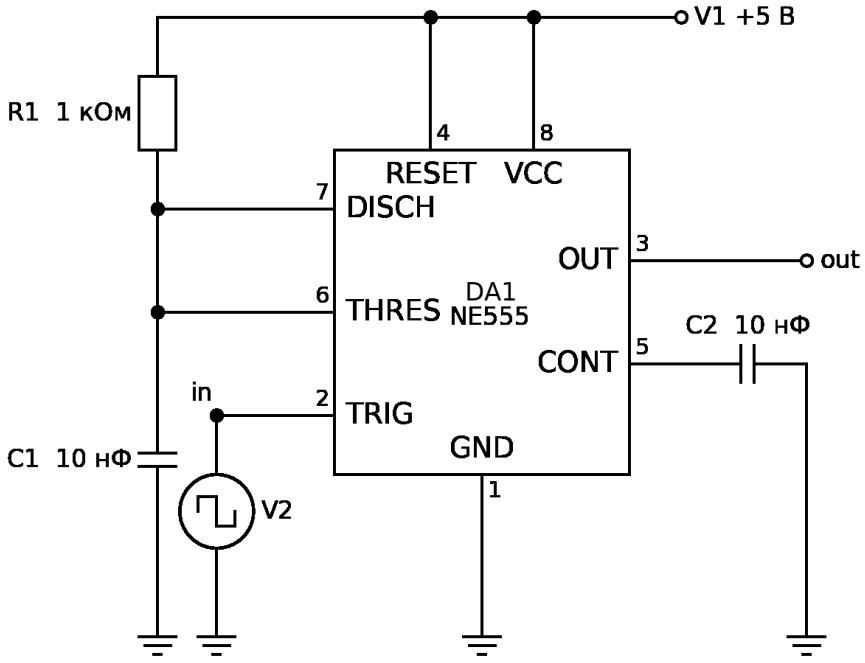


Рисунок 7.14 – Схема для исследования одновибратора на микросхеме 555

7.4.4 Задание 4. Изучить автоколебательный мультивибратор на таймере 555

Задание выполняется в среде моделирования Micro-Cap; по указанию преподавателя схема дополнительно собирается на макете.

1) Ввести схему мультивибратора на таймере 555 (рисунок 7.6). Напряжение питания 9 В, R1 = 10 кОм, R2 = 47 кОм, C = 10 нФ.

2) Провести анализ переходных процессов и получить временные диаграммы напряжения на конденсаторе и выходного напряжения. Измерить длительности импульса и паузы, период и коэффициент заполнения. Сравнить с расчётом.

3) С помощью инструмента Stepping изменить напряжение питания от 5 до 15 В и убедиться в слабой зависимости частоты от напряжения питания.

4) Рассчитать номиналы элементов для частоты 2 кГц и коэффициента заполнения около 55 % (см. пример 2 подраздела 7.3) и проверить расчёт моделированием.

5) Подключить параллельно резистору R2 диод (анодом к выводу 7) и получить сигнал с коэффициентом заполнения, близким к 50 %, подобрав соотношение R1 и R2.

7.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– схемы исследованных генераторов с номиналами элементов и результаты предварительного расчёта частоты и длительностей импульсов;

– осциллограммы сигналов на входах и выходе ОУ генератора, на коллекторах транзисторов мультивибратора и на выходе одновибратора с указанием периодов и амплитуд;

– таблицы и графики зависимостей частоты генераторов от сопротивлений резисторов и ёмкости конденсатора, полученные экспериментально, расчётом и моделированием;

– результаты исследования мультивибратора на таймере 555;

– выводы: текст под осциллограммами с комментариями о совпадении результатов практических исследований и моделирования.

7.6 Контрольные вопросы

1) Дайте определение релаксационного генератора. Приведите примеры релаксационных генераторов.

2) Чем компаратор отличается от усилителя? Почему ОУ без обратной связи может использоваться как компаратор?

3) Что такое триггер Шмитта? Как рассчитываются его пороги переключения и ширина петли гистерезиса?

4) Объясните принцип работы релаксационного генератора на ОУ.

5) Выведите формулу для периода колебаний генератора на ОУ. Почему частота не зависит от напряжения питания?

6) Объясните зависимость частоты генератора от сопротивления резистора в цепи заряда конденсатора и от сопротивлений делителя в цепи положительной обратной связи.

7) Объясните принцип работы мультивибратора на биполярных транзисторах. От чего зависит длительность полупериодов?

8) Чем ограничена максимальная частота генератора на ОУ LM358?

9) Объясните назначение одновибратора и принцип действия одновибратора на таймере 555.

10) Чем одновибратор с перезапуском отличается от обычного одновибратора?

11) Объясните работу таймера 555 в автоколебательном режиме. Как изменить коэффициент заполнения выходного сигнала?

7.7 Дополнительные задания

1) Вывести формулу расчёта частоты мультивибратора на биполярных транзисторах.

2) В Micro-Cap модернизировать исходную схему генератора на ОУ так, чтобы на выходе получить сигнал, отличный от меандра, например треугольный (дополнив генератор интегратором) или гармонический (на основе генератора с мостом Вина).

3) Разработать генератор на ОУ с независимой регулировкой длительностей импульса и паузы с помощью диодов в цепи заряда конденсатора.

8 Лабораторная работа № 7. Исследование линейных стабилизаторов напряжения

8.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является закрепление теоретических знаний по разделу «Источники питания аппаратуры» курса, а также получение практических навыков изготовления и отладки макетов электрических схем.

Стабилизатор напряжения поддерживает постоянное напряжение на нагрузке при изменениях входного напряжения, тока нагрузки и температуры. Стабилизаторы являются обязательным элементом практически любой электронной системы: от стабильности напряжения питания непосредственно зависит точность аналоговых измерительных цепей, опорных источников аналого-цифровых преобразователей и датчиков. В работе исследуются параметрические и компенсационные стабилизаторы на дискретных элементах и ОУ, а также интегральный регулируемый стабилизатор.

Для выполнения работы необходимы стабилитрон (КС156А, BZX85C5V1 или аналогичный), транзистор КТ3102А, сдвоенный ОУ LM358, резисторы в соответствии со схемами заданий и стандартный комплект измерительных приборов.

8.2 Теоретические сведения

8.2.1 Основные параметры стабилизаторов напряжения

Качество стабилизатора характеризуется следующими основными параметрами.

Коэффициент стабилизации по входному напряжению показывает, во сколько раз относительное изменение выходного напряжения меньше относительного изменения входного:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}}.$$

Нестабильность по напряжению (line regulation) — относительное изменение выходного напряжения при изменении входного напряжения во всём допустимом диапазоне, выражаемое обычно в процентах или в процентах на вольт.

Выходное (внутреннее) сопротивление $R_{\text{вых}} = |\Delta U_{\text{вых}}/\Delta I_{\text{н}}|$ характеризует зависимость выходного напряжения от тока нагрузки; связанный с ним параметр — нестабильность по току (load regulation).

Коэффициент подавления пульсаций (ripple rejection) — отношение амплитуды пульсаций на входе к амплитуде пульсаций на выходе, выраженное в децибелах, на заданной частоте (обычно 100 Гц).

Минимальное падение напряжения на стабилизаторе (dropout voltage) — минимальная разность входного и выходного напряжений, при которой стабилизатор ещё сохраняет работоспособность.

Коэффициент полезного действия $\eta = P_{\text{н}}/P_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}I_{\text{н}}/(U_{\text{вх}}I_{\text{вх}})$.

Кроме того, указываются температурный коэффициент выходного напряжения, максимальный ток нагрузки и наличие защиты от перегрузки и перегрева.

8.2.2 Стабилитроны

Простейшим стабилизатором напряжения является стабилитрон. Его обозначение на схемах и вольт-амперная характеристика на рисунке 8.1.

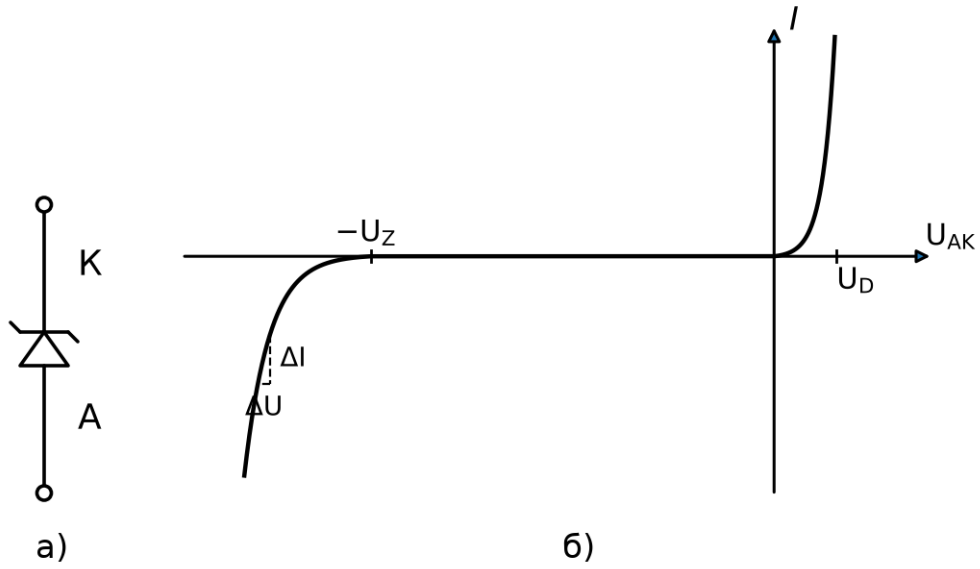


Рисунок 8.1 – Обозначение и ВАХ стабилитрона

Стабилитроны выпускаются на напряжения стабилизации от 3 до 200 В; прямое напряжение на них составляет около 0,6–1 В. На обратной ветви ВАХ (рисунок 8.1) до напряжения стабилизации обратный ток мал, а сопротивление стабилитрона велико. При достижении напряжения стабилизации малому изменению напряжения ΔU соответствует большое изменение тока ΔI, на чём и основан эффект стабилизации. Чем меньше отношение ΔU/ΔI, т. е. дифференциальное сопротивление $r_{ст}$, тем лучше стабилизирующие свойства. При $U_{ст}$ < 5,7 В преобладает туннельный (зенеровский) пробой с отрицательным температурным коэффициентом, при $U_{ст}$ > 5,7 В — лавинный пробой с положительным температурным коэффициентом; при $U_{ст} \approx 6$ В температурный коэффициент близок к нулю.

8.2.3 Параметрический стабилизатор

На рисунке 8.2 приведена схема параметрического стабилизатора. Она представляет собой делитель напряжения из балластного резистора R1 и стабилитрона VD1, параллельно которому подключена нагрузка $R_{н}$. При изменении входного напряжения $U_{п}$ и тока нагрузки $I_{н}$ напряжение на выходе схемы остаётся практически постоянным.

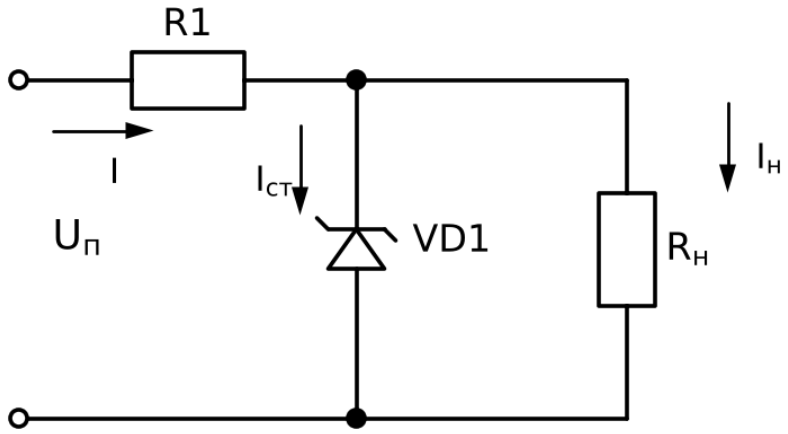


Рисунок 8.2 – Схема параметрического стабилизатора напряжения

Увеличение входного напряжения на стабилизаторе повлечет за собой увеличение тока через резистор R1 и стабилитрон VD1. Напряжение на стабилитроне останется неизменным за счет его ВАХ, значит, и напряжение на параллельно подключенной нагрузке, а практически всё изменение напряжения будет приложено к резистору R1. Таким образом достаточно легко подсчитать необходимые параметры схемы.

8.2.4 Пример расчёта параметрического стабилизатора

Следующее выражение дает **коэффициент стабилизации**:

$$\boldsymbol{K}_{\text{ст}} = [\frac{\Delta \boldsymbol{U}_{\text{вх}}}{\boldsymbol{U}_{\text{вх}}}] / [\frac{\Delta \boldsymbol{U}_{\text{вых}}}{\boldsymbol{U}_{\text{вых}}}]$$

где $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ – постоянные входного и выходного напряжения стабилизатора соответственно; $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta U_{\text{вых}}$– соответственно, представляют изменения этих напряжений.

Рассчитаем параметрический стабилизатор при Uвх = 12 В, номинальном Uвых = 5,1 В и токе нагрузки Iн = 10 мА.

1. Выбираем BZX85C5V1. Для оценки примем рабочий ток Ist = 45 мА, соответствующий справочной точке таблицы А.3, и rst ≈ 10 Ом. Параметры конкретного изготовителя и их условия следует проверить; при другом токе rst определяют по ВАХ или измерением.

2. Расчет балластного сопротивления R1:

$R_1 = \frac{12-5,1}{0,045+0,010} \approx 125,5$ Ом. Выбираем 130 Ом: при Uст ≈ 5,1 В ток R1 ≈ 53,1 мА, ток стабилитрона ≈ 43,1 мА. Для расчёта коэффициента стабилизации используем предварительное rst ≈ 10 Ом; фактическое значение уточняем около этой рабочей точки.

3. Для постоянного сопротивления нагрузки Rн ≈ 510 Ом малосигнальное сопротивление параллельной ветви rэкв = rst ‖ Rн ≈ 9,81 Ом. Оценка коэффициента стабилизации для выбранного R1 = 130 Ом:

$$K_{ст} \approx \frac{U_{вых}}{U_{вх}}\left(1+\frac{R_1}{r_{экв}}\right) \approx \frac{5,1}{12}\left(1+\frac{130}{9,81}\right) \approx 6,1.$$

4. КПД для округлённых номиналов:

$\eta \approx \frac{5,1 \cdot 0,010}{12 \cdot 0,0531} \approx 0,080 = 8,0\%$. Мощности: PR1 ≈ 0,37 Вт, Pст ≈ 0,22 Вт. Выбираем R1 мощностью не менее 0,5 Вт и проверяем нагрев; предельные режимы рассчитывают для заданного диапазона входного напряжения и тока нагрузки.

8.2.5 Увеличение мощности параметрического стабилизатора

Такие характеристики стабилитрона как Iст.max и Pmax влияют на максимальную выходную мощность. Она может быть увеличена, если использовать транзистор как регулятор.

8.2.6 Параллельный стабилизатор

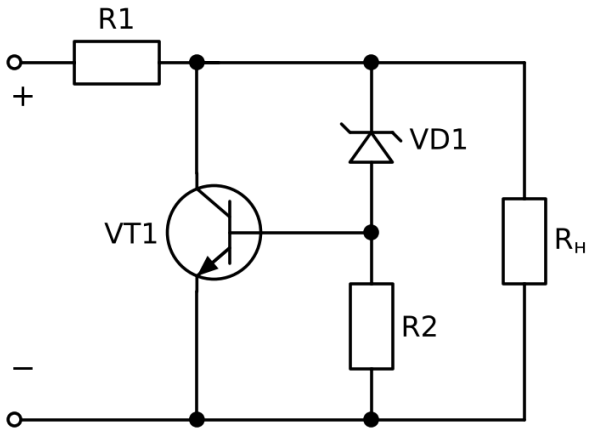


Рисунок 8.3 – Схема параллельного стабилизатора напряжения

Транзистор VT1 и нагрузка Rн в схеме параллельного стабилизатора (рисунок 8.3) включены параллельно. Балластный резистор R1 можно подключить к коллектору или эмиттеру транзистора. Напряжение на нагрузке равно Uн = Uст + Uбэ.

При увеличении потребляемого нагрузкой тока выходное напряжение первоначально стремится уменьшиться. Ток шунтирующего транзистора VT1 уменьшается, освобождая часть тока балластного резистора для нагрузки. При увеличении входного напряжения, наоборот, растёт ток шунта и увеличивается падение на R1. Стабилизация сохраняется, пока транзистор и стабилитрон остаются в рабочем диапазоне токов; максимальный ток нагрузки определяется током через R1 за вычетом минимально необходимого тока шунта. Резистор R2 обеспечивает требуемый режим стабилитрона.

Коэффициент стабилизации будет равен

$$k_{\text{ст}} \approx \frac{R_1}{R_{\text{VT1}}} \cdot \frac{U_1}{U_0},$$

где U_0 и U_1 — входное и выходное напряжения стабилизатора, R_{VT1} — входное сопротивление эмиттерного повторителя со стороны эмиттера:

$$R_{\text{VT1}} = r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{ст}} + r_{\text{б}}}{1 + h_{21\text{э}}},$$

где $r_{\text{э}}$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, $r_{\text{б}}$ — объёмное сопротивление базы транзистора, $r_{\text{ст}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Уменьшение эмиттерного тока приводит к возрастанию $r_{\text{э}}$ и R_{VT1}, что ухудшает стабилизацию выходного напряжения. Применение мощных или составных транзисторов позволяет уменьшить R_{VT1}.

8.2.7 Последовательный стабилизатор

Последовательный стабилизатор напряжения (рисунок 8.4) содержит эмиттерный повторитель на транзисторе VT1 с последовательно подключенной нагрузкой Rн.

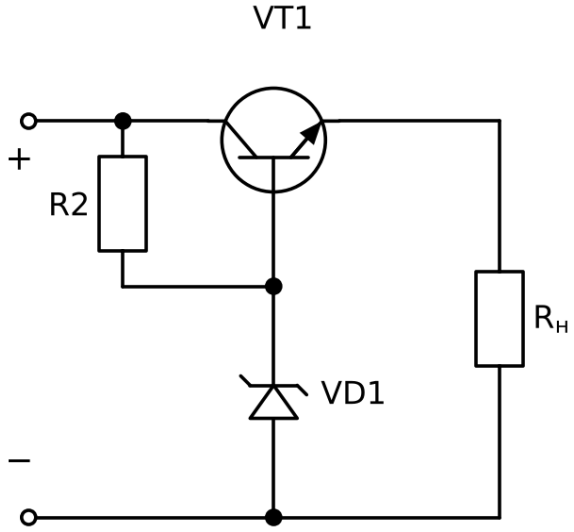


Рисунок 8.4 – Схема последовательного стабилизатора напряжения

Здесь стабилитрон VD1 является источником опорного напряжения. Выходное напряжение стабилизатора: $U\text{н} = U\text{ст} - U\text{бэ}$

При увеличении тока нагрузки последовательный транзистор должен проводить больший ток. Для этого требуется увеличение Uбэ; при почти постоянном напряжении базы выход несколько снижается: Uн = Uст − Uбэ. Дополнительное снижение возможно из-за роста тока базы и конечного

сопротивления опорной цепи. При изменении входного напряжения большая часть изменения приходится на Uкэ, пока сохраняется запас напряжения и достаточный ток стабилитрона.

R2 определяет значение тока опорного стабилитрона VD1. Когда входное напряжение U0 постоянно, ток базы $I_б$ и ток стабилизации находятся в соотношении $I_б + I_{ст} = \text{const}$.

Коэффициент стабилизации схемы:

$$k_{ст} \approx \frac{r_к}{r_{ст} + r_б + r_э(1 + h_{21э})} \cdot \frac{U_1}{U_0},$$

где $r_к$ — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода транзистора.

Обычно $k_{ст} \approx 15…20$. Коэффициент стабилизации можно увеличить, если питать стабилитрон от отдельного вспомогательного источника с напряжением $U'_0 > U_1$ и применить составной транзистор (рисунок 8.5).

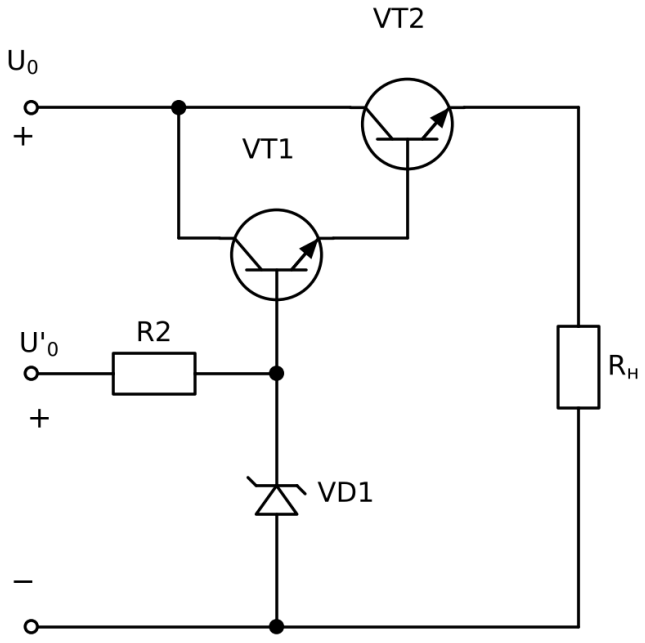


Рисунок 8.5 – Схема последовательного стабилизатора напряжения с составным транзистором и питанием стабилитрона от отдельного источника напряжения

8.2.8 Компенсационные стабилизаторы

Структурная схема компенсационного стабилизатора показана на рисунке 8.6.

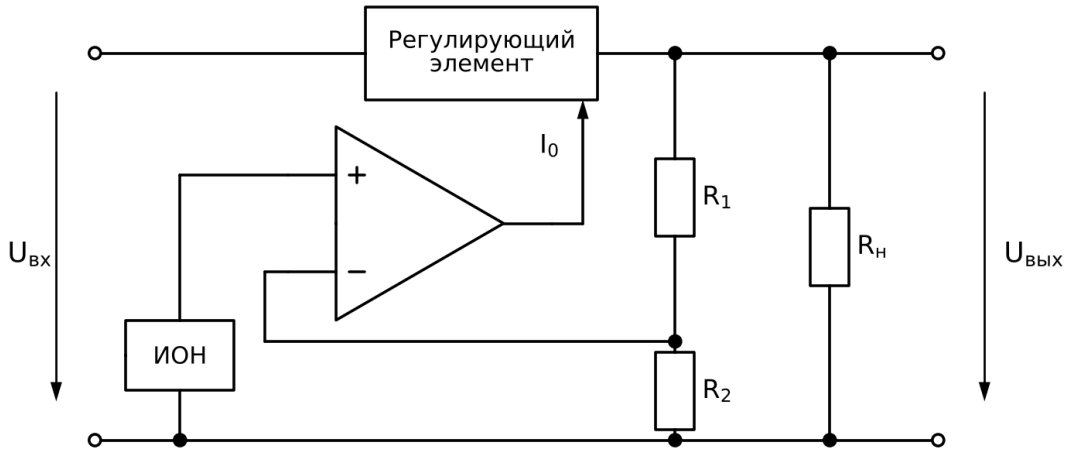


Рисунок 8.6 – Структурная схема компенсационного стабилизатора

Регулирующий элемент включён последовательно с нагрузкой. Сигнал ошибки, равный разности напряжения делителя R1–R2 и опорного напряжения ИОН, усиливается дифференциальным усилителем (ОУ). При изменении входного напряжения или тока нагрузки выходное напряжение остаётся постоянным за счёт изменения падения напряжения на регулирующем элементе, пока входное напряжение превышает выходное не менее чем на минимальное падение напряжения на регулирующем элементе.

Резистор R_0 и стабилитрон VD1 образуют источник опорного напряжения компенсационного стабилизатора на ОУ (рисунок 8.7). Операционный усилитель DA1 формирует на своём выходе усиленный сигнал ошибки.

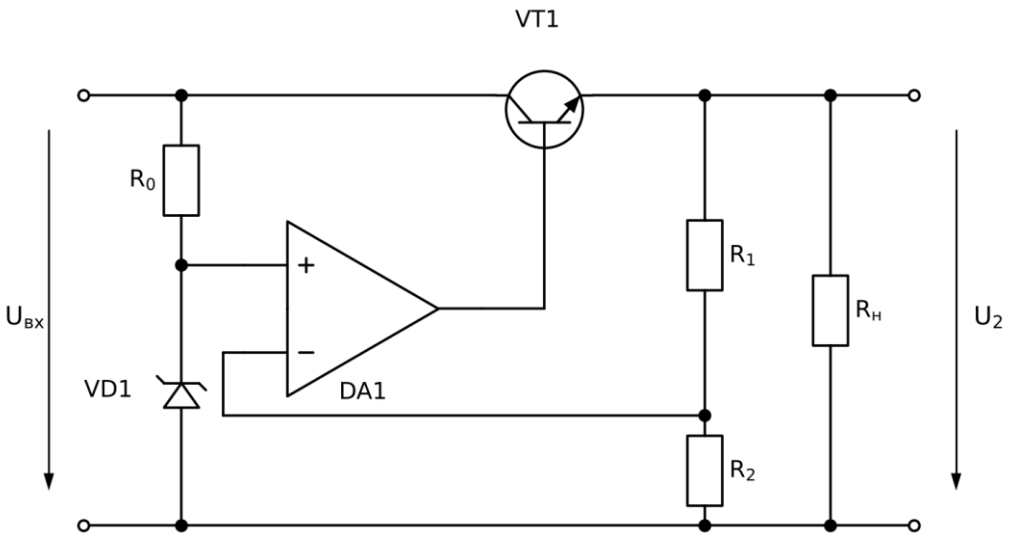


Рисунок 8.7 – Компенсационный стабилизатор напряжения на ОУ

Если выходное напряжение снижается, сигнал ошибки (разность напряжения стабилитрона VD1 и напряжения, снимаемого с делителя R1–R2) и ток базы VT1 увеличиваются. Выходное напряжение возвращается к прежнему значению, когда ток эмиттера регулирующего транзистора возрастает до необходимого уровня.

8.2.9 Потери и КПД линейных стабилизаторов

Регулирующий транзистор в схеме, показанной на рисунке 8.7, рассеивает много энергии, поскольку напряжение коллектор-эмиттер транзистора равно разности потенциалов входа и выхода стабилизатора. Это определяет невысокий коэффициент полезного действия линейных стабилизаторов (меньше 50%).

8.2.10 Защита от перегрузки по току

При коротком замыкании нагрузки ток регулирующего транзистора последовательного стабилизатора ограничивается лишь его коэффициентом передачи и возможностями цепи управления, а падение напряжения на нём становится равным входному напряжению. Мощность, рассеиваемая транзистором, при этом во много раз превышает допустимую, и транзистор выходит из строя за доли секунды. Поэтому практически все стабилизаторы снабжаются схемой ограничения тока.

Простейшая схема защиты содержит датчик тока — резистор $R_{\text{ш}}$ сопротивлением доли–единицы ом, включённый последовательно с нагрузкой в цепь эмиттера регулирующего транзистора, — и дополнительный транзистор, база и эмиттер которого подключены к выводам этого резистора, а коллектор — к базе регулирующего транзистора. Пока падение напряжения на $R_{\text{ш}}$ меньше 0,6 В, дополнительный транзистор закрыт и не влияет на работу стабилизатора. При токе нагрузки

$$I_{\text{огр}} \approx \frac{0{,}6\ \text{В}}{R_{\text{ш}}}$$

дополнительный транзистор открывается и отводит ток от базы регулирующего транзистора, ограничивая выходной ток. Например, для ограничения тока на уровне 0,3 А требуется резистор $R_{\text{ш}} = 2$ Ом.

Недостатком простого ограничения является то, что при коротком замыкании ток остаётся равным $I_{\text{огр}}$, а мощность, рассеиваемая регулирующим транзистором, достигает $U_{\text{вх}} I_{\text{огр}}$ — значительно больше, чем в номинальном режиме. Этого недостатка лишена схема ограничения с обратным загибом характеристики (foldback): в ней порог срабатывания защиты зависит от выходного напряжения, и при снижении выходного напряжения ток короткого замыкания $I_{\text{кз}}$ становится в несколько раз меньше $I_{\text{огр}}$ (рисунок 8.8). Такой вид защиты применяется во многих интегральных стабилизаторах; его особенностью является возможная проблема запуска при нелинейных нагрузках.

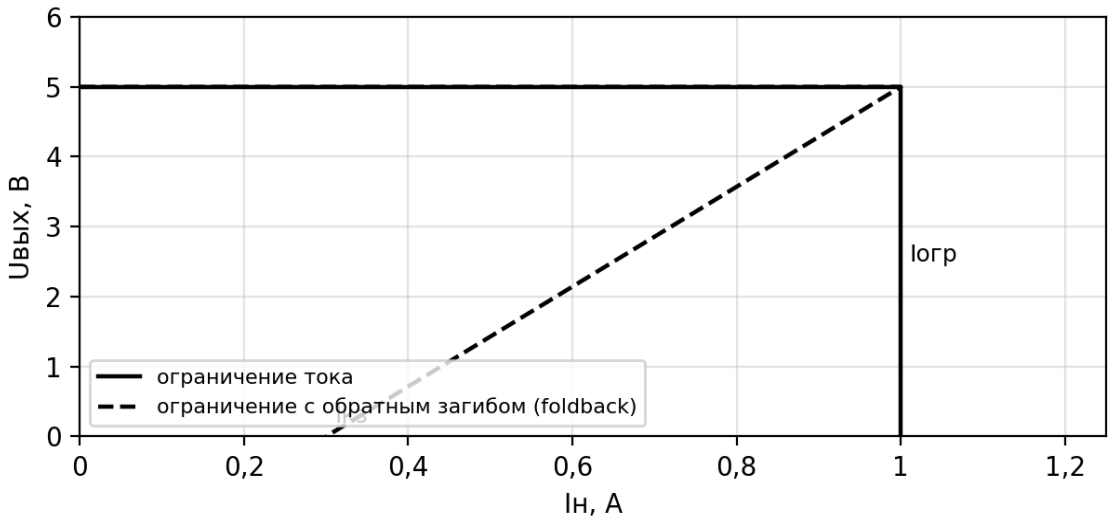


Рисунок 8.8 – Нагрузочные характеристики стабилизатора с простым ограничением тока и с ограничением с обратным загибом

8.2.11 Интегральные линейные стабилизаторы

Интегральные стабилизаторы объединяют в одном корпусе источник опорного напряжения, усилитель сигнала ошибки, регулирующий транзистор, схемы защиты от перегрузки по току и от перегрева. Различают стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением (серии 78xx для положительных и 79xx для отрицательных напряжений, например 7805 на +5 В) и регулируемые стабилизаторы.

Наиболее распространённым регулируемым стабилизатором является LM317 [42] (отечественный аналог — КР142ЕН12). Он поддерживает между выходом (OUT) и управляющим выводом (ADJ) постоянное опорное напряжение $U_{\text{оп}} = 1{,}25$ В. Типовая схема включения приведена на рисунке 8.9. Через резистор R1 протекает ток $U_{\text{оп}}/R_1$, который вместе с малым током вывода ADJ ($I_{ADJ} \approx 50$ мкА) протекает через R2, поэтому

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ}R_2.$$

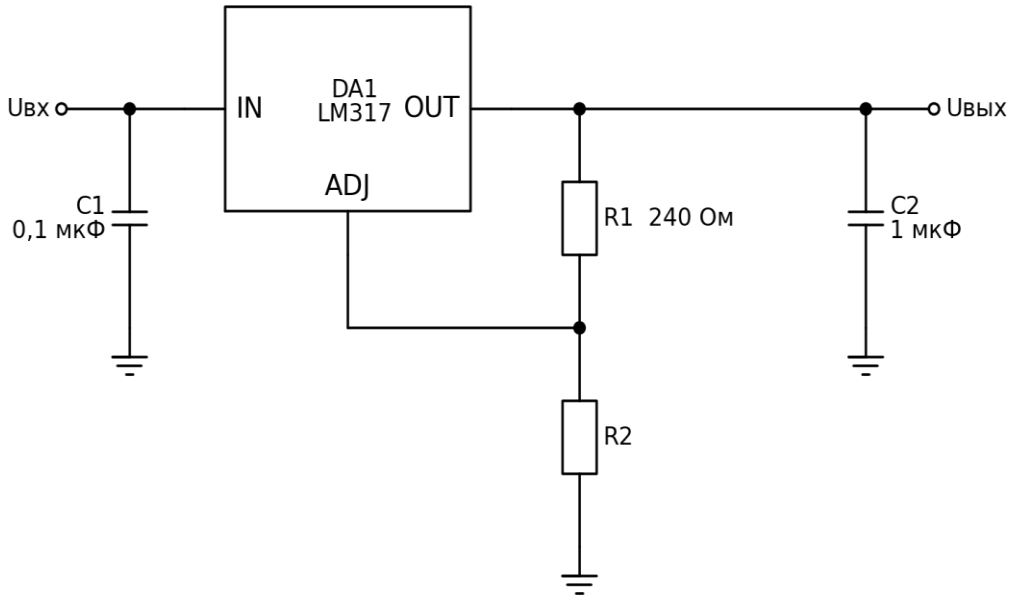


Рисунок 8.9 – Типовая схема включения регулируемого стабилизатора LM317

Сопротивление R1 выбирают так, чтобы ток через него был не меньше минимального тока нагрузки стабилизатора (около 5 мА); стандартное значение R1 = 240 Ом даёт ток 5,2 мА. Конденсатор C1 устанавливается, если стабилизатор удалён от сглаживающего фильтра выпрямителя более чем на несколько сантиметров, C2 улучшает переходную характеристику.

Минимальное падение напряжения у стабилизаторов LM317 и 78xx составляет 1,5–2,5 В, поскольку регулирующий элемент выполнен по схеме составного эмиттерного повторителя. В стабилизаторах с малым падением напряжения (LDO, low dropout) регулирующим элементом служит p-n-p транзистор или p-канальный МОП-транзистор, включённый по схеме с общим эмиттером (истоком), что позволяет снизить минимальное падение напряжения до 0,1–0,5 В и повысить КПД. Платой за это является большее выходное сопротивление регулирующего элемента и необходимость выбора выходного конденсатора с определённым эквивалентным последовательным сопротивлением для обеспечения устойчивости.

8.2.12 Тепловой расчёт регулирующего элемента

Мощность, рассеиваемая регулирующим элементом линейного стабилизатора,

$$P = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})I_{\text{н}} + U_{\text{вх}}I_{\text{пот}},$$

где $I_{\text{пот}}$ — собственный ток потребления стабилизатора. Температура кристалла определяется этой мощностью и тепловыми сопротивлениями на пути отвода тепла от кристалла к окружающей среде:

$$T_j = T_a + P\left(R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}\right),$$

где T_a — температура окружающей среды; $R_{\theta jc}$ — тепловое сопротивление кристалл–корпус; $R_{\theta cs}$ — корпус–радиатор (тепловая прокладка); $R_{\theta sa}$ — радиатор–среда. Температура кристалла не должна превышать допустимой (для кремниевых приборов 125–150 °C), а для обеспечения высокой надёжности её рекомендуется поддерживать с запасом не менее 20–25 °C.

Пример. Стабилизатор LM317 в корпусе TO-220 ($R_{\theta jc} = 5$ °C/Вт) формирует напряжение 5 В при входном напряжении 12 В и токе нагрузки 0,5 А. Рассеиваемая мощность $P = (12 - 5) \cdot 0{,}5 = 3{,}5$ Вт. Без радиатора тепловое сопротивление корпус–среда составляет около 50 °C/Вт, и при $T_a = 40$ °C температура кристалла достигла бы $40 + 3{,}5 \cdot 55 \approx 230$ °C, т. е. сработала бы тепловая защита. Для ограничения температуры кристалла значением 110 °C суммарное тепловое сопротивление должно быть не более $(110 - 40)/3{,}5 = 20$ °C/Вт, следовательно, при $R_{\theta cs} = 1$ °C/Вт необходим радиатор с тепловым сопротивлением не более 14 °C/Вт.

Этот пример показывает основной недостаток линейных стабилизаторов: при большой разности входного и выходного напряжений их КПД низок (в примере $5/12 \approx 42$ %), а значительная мощность рассеивается в виде тепла. При больших токах нагрузки и большом перепаде напряжений применяют импульсные стабилизаторы, КПД которых достигает 85–95 %. Линейные стабилизаторы сохраняют преимущество там, где важны низкий уровень шумов и пульсаций, малое количество элементов и отсутствие

электромагнитных помех, например для питания прецизионных аналоговых узлов и опорных источников.

8.2.13 Источники опорного напряжения

Точность стабилизатора и любой измерительной системы с АЦП ограничена стабильностью источника опорного напряжения (ИОН). Основные параметры ИОН: начальная точность установки напряжения, температурный коэффициент напряжения (ТКН, в ppm/°C), долговременная стабильность, шум и нестабильность по напряжению питания и по току нагрузки [7, 34, 41].

Простейшим ИОН является стабилитрон. Стабилитроны с напряжением стабилизации ниже 5 В работают на основе туннельного пробоя и имеют отрицательный ТКН, с напряжением выше 6 В — на основе лавинного пробоя и имеют положительный ТКН. Поэтому наименьший ТКН имеют стабилитроны с напряжением около 5,6–6,2 В. Прецизионные (термокомпенсированные) стабилитроны типа Д818 и 1N829 содержат последовательно включённые стабилитрон с положительным ТКН и прямосмещённый диод с отрицательным ТКН; их ТКН составляет 5–50 ppm/°C. Недостатки стабилитронных ИОН — большой ток (единицы–десятки миллиампер), шум лавинного пробоя и невозможность получения напряжения ниже 5 В.

ИОН на ширине запрещённой зоны (bandgap) используют принцип сложения напряжений с противоположными температурными коэффициентами (см. подраздел 5.2.11): напряжение база–эмиттер с ТКН около −2 мВ/К складывается с усиленной разностью напряжений $\Delta U_{\text{бэ}}$ двух транзисторов, работающих при разных плотностях тока, имеющей положительный ТКН. Результирующее напряжение около 1,2 В имеет ТКН, близкий к нулю. Такие ИОН работают при малых токах (десятки микроампер) и низких напряжениях питания и встроены в большинство интегральных

стабилизаторов (в том числе LM317, опорное напряжение которого 1,25 В), АЦП и микроконтроллеров.

Широко распространённым регулируемым ИОН является микросхема TL431 [43] — параллельный стабилизатор, поддерживающий на управляющем входе напряжение 2,495 В. Выходное напряжение задаётся внешним делителем: $U = 2{,}495(1 + R_1/R_2)$ в диапазоне от 2,5 до 36 В. TL431 используется как точный «программируемый стабилитрон», а также как усилитель сигнала ошибки в цепях обратной связи импульсных источников питания.

8.2.14 Сравнение линейных и импульсных стабилизаторов

Основной недостаток линейных стабилизаторов — низкий КПД при большой разности входного и выходного напряжений — устраняется в импульсных стабилизаторах, в которых регулирующий транзистор работает в ключевом режиме. Ключ, будучи открытым, имеет малое падение напряжения, а будучи закрытым, не проводит тока, поэтому рассеиваемая в нём мощность мала. Энергия передаётся в нагрузку порциями через накопительные элементы — дроссель и конденсатор [44, 45].

В понижающем импульсном стабилизаторе (buck converter) ключ периодически подключает дроссель к входному напряжению. При коэффициенте заполнения импульсов D среднее напряжение на выходе LC-фильтра в режиме непрерывного тока дросселя

$$U_{\text{вых}} = D \cdot U_{\text{вх}},$$

и стабилизация выходного напряжения осуществляется изменением D (широтно-импульсной модуляцией) по сигналу ошибки. КПД импульсных стабилизаторов достигает 85–95 % практически независимо от отношения напряжений; кроме понижающих, существуют повышающие (boost), инвертирующие и обратноходовые (с гальванической развязкой) преобразователи.

Сравнительная характеристика линейных и импульсных стабилизаторов приведена в таблице 8.1. На практике часто используют комбинированное решение: импульсный стабилизатор понижает напряжение с высоким КПД, а следующий за ним линейный стабилизатор LDO подавляет пульсации и формирует «чистое» питание для аналоговых узлов и опорных источников.

Таблица 8.1 – Сравнение линейных и импульсных стабилизаторов напряжения

Характеристика	Линейный стабилизатор	Импульсный стабилизатор
КПД	$U_{вых}/U_{вх}$, при большом перепаде — 30–60 %	80–95 %
Выходное напряжение	только ниже входного	ниже, выше или обратной полярности
Пульсации и шум на выходе	очень малые (микровольты)	десятки милливольт на частоте переключения
Электромагнитные помехи	отсутствуют	требуют фильтрации и экранирования
Быстродействие при изменении нагрузки	высокое	ограничено частотой переключения и фильтром
Число компонентов и стоимость	минимальные	больше (дроссель, диод, конденсаторы, контроллер)
Основная область применения	питание аналоговых и прецизионных узлов, малые токи	питание цифровых схем, большие токи, батарейное питание

8.3 Пример предварительного расчёта

Пример 1. Рассчитать последовательный стабилизатор (рисунок 8.11) при $U_{вх}$ = 9 В, стабилитроне КС156А ($U_{ст} \approx 5{,}6$ В, $I_{ст}$ = 10 мА), транзисторе КТ3102А ($h_{21э} \approx 200$) и сопротивлении нагрузки $R_н$ = 300 Ом.

Выходное напряжение $U_{вых} \approx U_{ст} - U_{бэ} \approx 5{,}6 - 0{,}6 = 5{,}0$ В, ток нагрузки $I_н = U_{вых}/R_н \approx 16{,}7$ мА, ток базы $I_б \approx I_н/h_{21э} \approx 0{,}08$ мА, т. е. много меньше тока стабилитрона. Сопротивление балластного резистора

$$R_1 = \frac{U_{вх} - U_{ст}}{I_{ст} + I_б} \approx \frac{9 - 5{,}6}{10{,}1\ мА} \approx 337\ Ом.$$

Выбираем R1 = 330 Ом. Мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{VT1} \approx (U_{вх} - U_{вых})I_н \approx 4 \cdot 0{,}0167 \approx 0{,}067$ Вт. Входной ток $I_{вх} \approx I_н + (U_{вх} - U_{ст})/R_1 \approx 16{,}7 + 10{,}3 = 27$ мА, КПД $\eta \approx U_{вых}I_н/(U_{вх}I_{вх}) \approx 0{,}083/0{,}243 \approx 0{,}34$.

Пример 2. Рассчитать регулируемый стабилизатор на LM317 (рисунок 8.9) с выходным напряжением 5 В при R_1 = 240 Ом, входном напряжении 15 В и токе нагрузки 0,1 А.

$$R_2 \approx R_1(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{оп}}} - 1) = 240 \cdot (\frac{5}{1{,}25} - 1) = 720 \text{ Ом}.$$

Ток вывода ADJ (около 50 мкА) увеличивает выходное напряжение на $I_{\text{ADJ}}R_2 \approx 36$ мВ, что допустимо; из ряда E24 выбирают 750 Ом (выходное напряжение около 5,2 В) или составляют R2 из резисторов 680 и 39 Ом. Мощность, рассеиваемая стабилизатором, $P \approx (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})I_{\text{н}} = (15 - 5) \cdot 0{,}1 = 1$ Вт. Примем тепловое сопротивление кристалл–среда 55 °С/Вт — типичное значение для корпуса TO-220 без радиатора при вертикальном монтаже в спокойном воздухе. Тогда при T_{a} = 40 °С температура кристалла $T_{\text{j}} \approx 40 + 1 \cdot 55 = 95$ °С. Это ниже предельной температуры кристалла (для LM317 обычно 125 °С), но запас невелик. Поэтому вывод о возможности работы без радиатора условен: тепловое сопротивление зависит от корпуса (TO-220, D²PAK, SOT-223 и др.), способа монтажа и площади медных полигонов печатной платы, и запас необходимо проверять по документации на конкретный компонент при максимальных входном напряжении, токе нагрузки и температуре среды.

8.4 Порядок выполнения работы

8.4.1 Задание 1. Исследовать параметрический стабилизатор на стабилитроне

Получить у преподавателя экземпляр стабилитрона. Собрать макет стабилизатора по схеме, изображенной на рисунке 8.10. Напряжение источника V1 выбрать приблизительно на 3 В больше напряжения стабилизации; например, для стабилитрона КС156 (Uст ≈ 5,6 В, параметры — в таблице А.3) принять V1 = 9 В. Ток через нагрузку R2 установить равным 5 мА: R2 = Uст/5 мА ≈ 1,1 кОм. По методике, описанной в теоретической части,

рассчитать R1 = (V1 − Uст)/(Iн + Iст); при Iст = 5 мА получаем R1 ≈ (9 − 5,6)/10 мА ≈ 340 Ом, ближайший номинал 330 Ом.

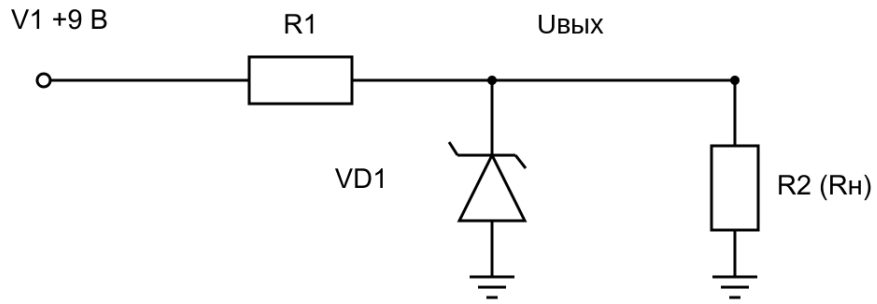


Рисунок 8.10 – Параметрический стабилизатор на стабилитроне

Добиться работоспособности схемы, зафиксировать значения сигналов на входе стабилизатора и на выходе. Скриншоты осциллограмм вставить в отчет. По формуле подраздела 8.2.4 рассчитать коэффициент стабилизации схемы.

Провести моделирование полученной схемы в Micro-Cap. Сравнить полученные результаты с практическими.

Рассчитать мощность, выделяемую на резисторе R2, а также на R1 и VD1. По расчетным данным определить КПД стабилизатора.

8.4.2 Задание 2. Исследовать последовательный стабилизатор на стабилитроне

Собрать последовательный стабилизатор по рисунку 8.11 на КТ3102А. Выбрать нагрузку 300 Ом. Для КС156А номинальное напряжение стабилизации около 5,6 В, номинальный ток стабилизации 10 мА; входное напряжение V1 принять 9 В. Рассчитать R1 по номинальному току стабилитрона, считая ток базы равным нулю: R1 = (V1 − Uст)/Iст = (9 − 5,6)/10 мА ≈ 340 Ом, ближайший номинал 330 Ом. Ожидаемое выходное напряжение Uвых ≈ Uст − Uбэ ≈ 5,6 − 0,6 = 5 В.

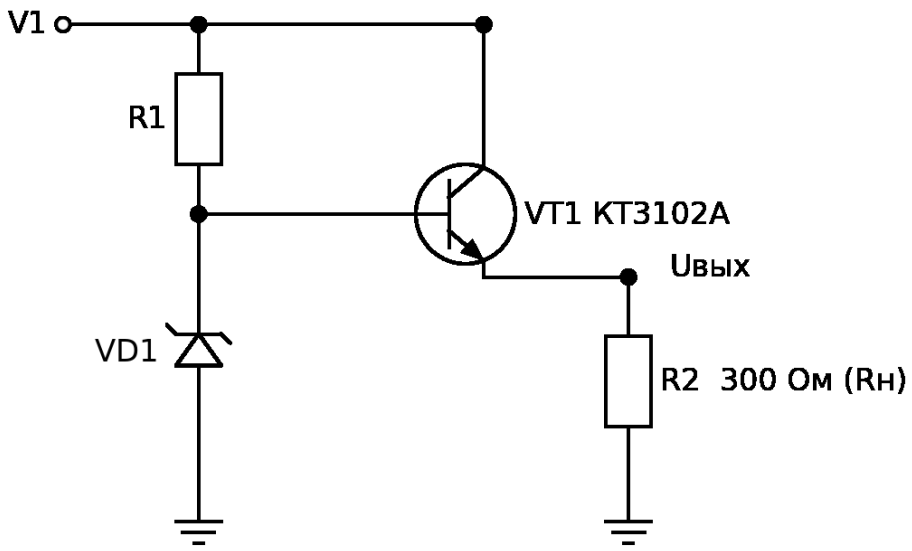


Рисунок 8.11 – Последовательный стабилизатор на стабилитроне

Добиться работоспособности схемы, зафиксировать значения сигналов на входе стабилизатора и на выходе. Скриншоты осциллограмм вставить в отчет. По формулам подраздела 8.2 рассчитать коэффициент стабилизации схемы, а также ее КПД.

Провести моделирование полученной схемы в Micro-Cap. Сравнить полученные результаты с практическими.

8.4.3 Задание 3. Исследовать параметрический стабилизатор напряжения на ОУ и стабилитроне

Собрать стабилизатор рисунка 8.12 на LM358 с однополярным питанием +15 В. Использовать КС156А; для предварительного расчёта принять Uст = 5,6 В, Ist = 10 мА. Для выхода 10 В выбрать R2 = 10 кОм, R1 ≈ (10/5,6 − 1)R2 ≈ 7,86 кОм и R3 ≈ (10 − 5,6)/10 мА = 440 Ом; ближайшие номиналы уточнить по фактическому Uст. На схеме номиналы R1, R2 и R3 являются исходными для замены рассчитанными. Проверить, что ОУ обеспечивает ток стабилитрона, делителя и внешней нагрузки при нужном выходном напряжении. Нагрузка на выходе при первом запуске — только измерительные приборы.

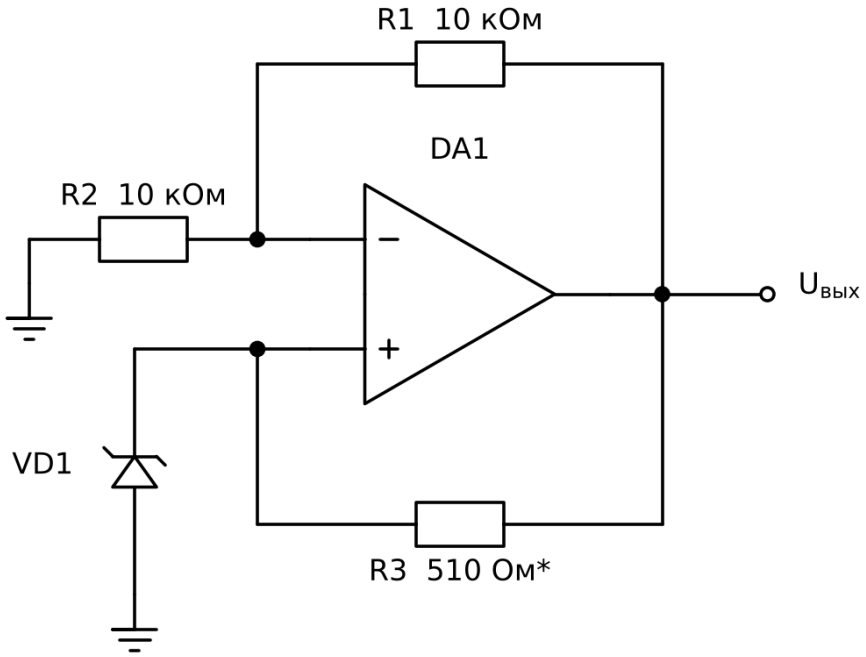


Рисунок 8.12 – Параметрический стабилизатор напряжения на ОУ и стабилитроне

После проверки монтажа включить питание и убедиться, что на выходе установилось расчётное напряжение 10 В. В этой схеме стабилитрон VD1 питается от выхода ОУ через резистор R3. Поэтому при включении схема может не запуститься: выход ОУ остаётся около нуля, ток через стабилитрон не течёт, опорного напряжения нет, и такое состояние сохраняется. Включить и выключить питание несколько раз и убедиться, что выход каждый раз устанавливается на 10 В; в Micro-Cap проверить запуск при плавном нарастании напряжения питания. Если схема не запускается, выключить питание и отключить вывод R3 от выхода ОУ и подключить его к источнику питания +15 В (VPower), пересчитав его сопротивление: R3 = (15 − Uст)/Iст ≈ (15 − 5,6)/10 мА ≈ 940 Ом (ближайший номинал 910 Ом). После этого повторить проверку запуска. Сохранить осциллограммы включения и установившегося режима.

Изменяя напряжение питания с шагом 0,5 В до 20 В контролировать выходное напряжение. Результаты свести в таблицу. По формуле, приведенной в теоретической части задания рассчитать коэффициент стабилизации схемы.

Провести моделирование полученной схемы в Micro-Cap. Сравнить полученные результаты с практическими.

8.4.4 Задание 4. Исследовать компенсационный стабилизатор напряжения на ОУ и стабилитроне

Собрать макет компенсационного стабилизатора на ОУ по схеме, изображенной на рисунке 8.13. Использовать ОУ LM258-358 с однополярным питанием. Положительное питание VPower установить + 15 В; стабилитрон КС156А (Uст ≈ 5,6 В, Iст = 10 мА). Рассчитать номиналы резисторов R6, R7, R8 для получения напряжения на выходе схемы + 10 В.

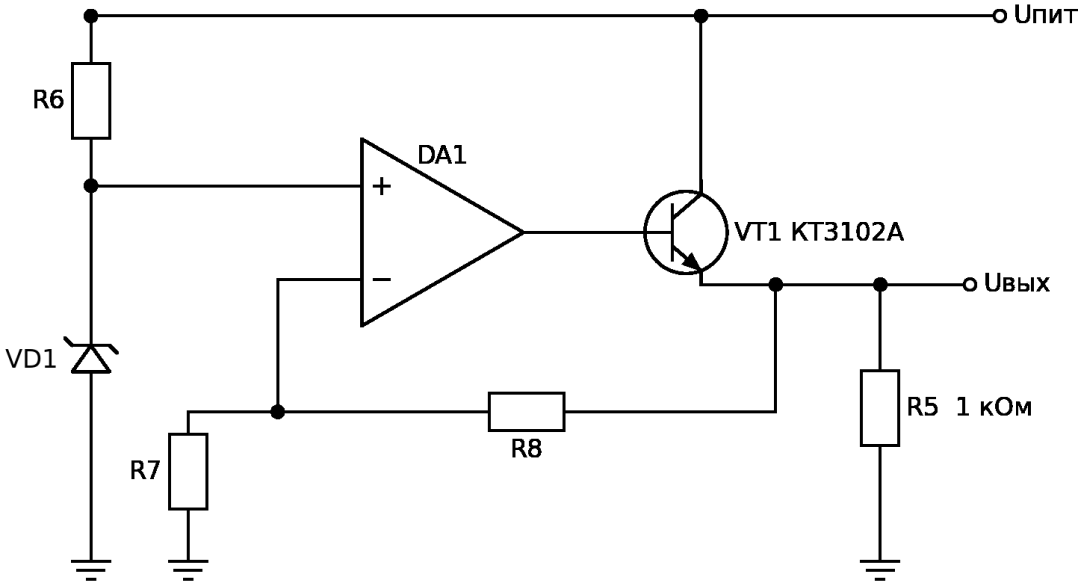


Рисунок 8.13 – Компенсационный стабилизатор напряжения на ОУ и стабилитроне

Добиться работоспособности схемы, зафиксировать значения сигналов на входе стабилизатора и на выходе. Скриншоты осциллограмм вставить в отчет

Изменяя напряжение питания с шагом 0,5 В до 20 В контролировать выходное напряжение. Результаты свести в таблицу. По формуле, приведенной в теоретической части задания рассчитать коэффициент стабилизации схемы.

Провести моделирование полученной схемы в Micro-Cap. Сравнить полученные результаты с практическими.

8.4.5 Задание 5. Исследовать компенсационный стабилизатор с источником опорного напряжения на ОУ

Собрать макет компенсационного стабилизатора на ОУ по схеме, изображенной на рисунке 8.14. Использовать ОУ LM258-358 с однополярным питанием. Положительное питание VPower установить + 15 В; стабилитрон КС156А (Uст ≈ 5,6 В, Iст = 10 мА). Рассчитать номиналы R1, R2, R3, требуемые для получения на выходе Out напряжения + 10 В.

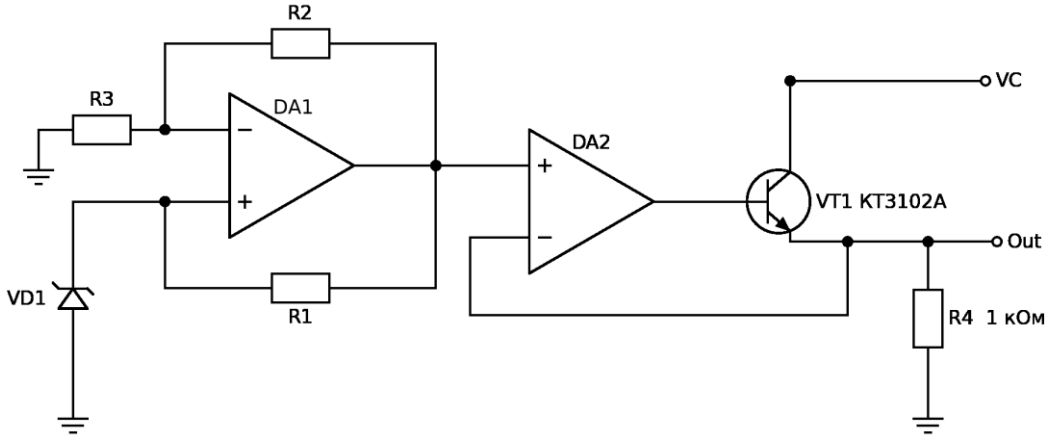


Рисунок 8.14 – Компенсационный стабилизатор с источником опорного напряжения на ОУ и стабилитроне

Проверить установление выхода и запуск опорного каскада DA1 по методике подраздела 8.4.3. Учитывать, что работоспособность усилителя ошибки DA2 не устраняет возможного незапуска его опорного источника. Зафиксировать напряжения входов и выходов обоих ОУ, ток нагрузки и мощность VT1; приложить осциллограммы включения питания.

Изменяя напряжение питания с шагом 0,5 В до 20 В контролировать выходное напряжение. Результаты свести в таблицу. По формуле, приведенной в теоретической части задания рассчитать коэффициент стабилизации схемы.

Провести моделирование полученной схемы в Micro-Cap. Сравнить полученные результаты с практическими.

8.4.6 Задание 6. Исследовать интегральный стабилизатор LM317

Задание выполняется в среде моделирования Micro-Cap; по указанию преподавателя схема дополнительно собирается на макете.

1) Рассчитать сопротивление резистора R2 в схеме рисунка 8.9 для получения выходного напряжения 5 В при R1 = 240 Ом.

2) Ввести схему в Micro-Cap. Нагрузку задать резистором 50 Ом.

3) С помощью DC-анализа построить зависимость выходного напряжения от входного при изменении входного напряжения от 0 до 20 В. Определить минимальное падение напряжения на стабилизаторе и нестабильность по напряжению.

4) С помощью инструмента Stepping изменить сопротивление нагрузки от 10 Ом до 1 кОм и определить выходное сопротивление стабилизатора.

5) Подать на вход напряжение 12 В с наложенными пульсациями амплитудой 1 В частотой 100 Гц и определить коэффициент подавления пульсаций.

6) Рассчитать мощность, рассеиваемую стабилизатором при токе нагрузки 0,1 А, и требуемое тепловое сопротивление радиатора.

8.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– для каждого задания — схему стабилизатора с номиналами элементов и результаты расчёта резисторов;

– таблицы и графики зависимостей выходного напряжения от входного, полученные экспериментально и при моделировании;

– рассчитанные по результатам измерений коэффициенты стабилизации, выходные сопротивления и КПД исследованных стабилизаторов, сведённые в сравнительную таблицу;

– расчёт мощностей, рассеиваемых элементами схем;

– результаты исследования интегрального стабилизатора LM317;

– выводы с комментариями о совпадении результатов практических исследований и моделирования.

8.6 Контрольные вопросы

1) Объясните, что означает термин «динамическое сопротивление стабилитрона».

2) Дайте определение коэффициента стабилизации. Какие ещё параметры характеризуют качество стабилизатора?

3) Объясните принцип работы параметрического стабилизатора на стабилитроне. Укажите его недостатки.

4) Как рассчитать балластный резистор параметрического стабилизатора?

5) Объясните принцип работы последовательного и параллельного параметрических стабилизаторов с транзистором.

6) Объясните принцип работы компенсационного стабилизатора напряжения на ОУ. Какие функции выполняют его отдельные узлы?

7) Объясните порядок оценочного расчёта КПД схем стабилизаторов.

8) Почему КПД линейного стабилизатора невысок? Как его повысить?

9) Объясните принцип действия схемы защиты стабилизатора от перегрузки по току. Что такое ограничение тока с обратным загибом?

10) Объясните принцип действия регулируемого стабилизатора LM317 и выведите формулу его выходного напряжения.

11) Чем стабилизаторы LDO отличаются от обычных линейных стабилизаторов?

12) Как выполнить тепловой расчёт регулирующего элемента стабилизатора?

8.7 Дополнительные задания

1) Провести расчёт параметров стабилизатора, показанного на рисунке 8.12.

2) Для схемы, изображённой на рисунке 8.13, получить формулу выходного напряжения.

3) Дополнить схему компенсационного стабилизатора на ОУ (см. рисунок 8.13) узлом ограничения тока на уровне 50 мА и проверить его работу моделированием при коротком замыкании нагрузки.

9 Лабораторная работа № 8. Исследование измерительного канала с мостовым датчиком, инструментальным усилителем и активным фильтром

9.1 Цель работы и практическое содержание

Целью работы является изучение принципов построения аналогового измерительного канала системы контроля и управления, преобразующего изменение сопротивления резистивного датчика в нормированное напряжение, пригодное для ввода в аналого-цифровой преобразователь (АЦП) микроконтроллера. Работа носит обобщающий характер: в ней используются узлы, изученные в предыдущих работах, — делители напряжения, дифференциальные усилители на ОУ, повторители, а также источник стабильного напряжения питания измерительной цепи.

В ходе работы исследуются мостовая измерительная схема с термопреобразователем сопротивления, инструментальный усилитель на трёх ОУ и активный фильтр нижних частот второго порядка, после чего из этих узлов собирается и калибруется полный измерительный канал температуры, оцениваются его погрешности и помехоустойчивость.

Для выполнения работы необходимы: счетверённый операционный усилитель LM324 или две микросхемы LM358 (назначение выводов приведено в приложении А), магазин сопротивлений (или набор резисторов), имитирующий платиновый термопреобразователь сопротивления Pt1000, резисторы с допуском не хуже 1 %, конденсаторы с плёночным диэлектриком, двухполярный источник питания ±12 В и стандартный комплект измерительных приборов.

9.2 Теоретические сведения

9.2.1 Структура аналогового измерительного канала

Типовой измерительный канал (рисунок 9.1) состоит из первичного преобразователя (датчика), измерительной схемы, преобразующей изменение

параметра датчика в напряжение, усилителя, фильтра и узла нормирования, согласующего диапазон сигнала с диапазоном входного напряжения АЦП. Каждый из узлов вносит свой вклад в погрешность канала, поэтому проектирование канала начинается с распределения допустимой погрешности между его звеньями [36, 46, 47].

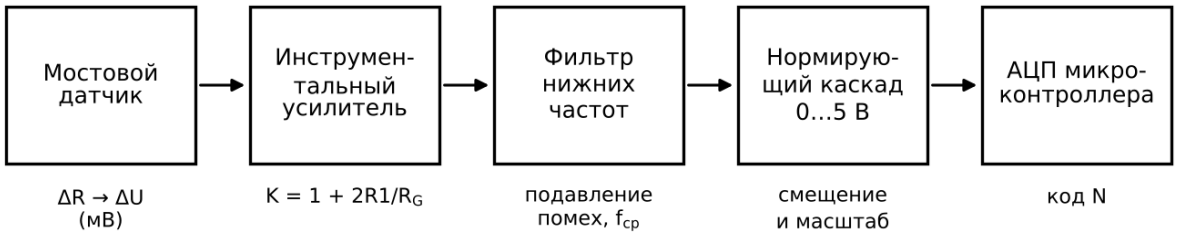


Рисунок 9.1 – Структурная схема аналогового измерительного канала

Многие датчики систем контроля — термопреобразователи сопротивления, тензорезисторы, датчики давления на основе пьезорезистивного эффекта, магниторезисторы — являются резистивными: измеряемая величина вызывает относительно малое изменение их сопротивления (от долей процента у тензорезисторов до десятков процентов у термопреобразователей). Сигнал таких датчиков составляет единицы–сотни милливольт и сопровождается большим синфазным напряжением и наводками от сети питания частотой 50 Гц. Именно поэтому для них применяют мостовые измерительные схемы, инструментальные усилители с высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала и фильтры нижних частот [48].

9.2.2 Мостовые измерительные схемы

Мост Уитстона (рисунок 9.2) образован двумя делителями напряжения, питаемыми от общего источника $U_{\text{м}}$. Выходным сигналом моста является разность потенциалов средних точек делителей $U_{AB} = U_B - U_A$. В равновесии, когда $R_1/R_2 = R_3/R_t$, выходное напряжение равно нулю независимо от напряжения питания. Это главное достоинство моста: он выделяет только

изменение сопротивления датчика, подавляя большую постоянную составляющую напряжения на нём.

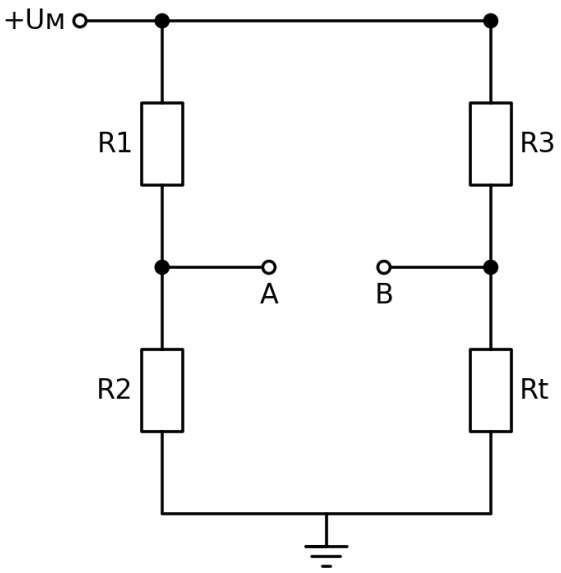


Рисунок 9.2 – Измерительный мост с резистивным датчиком

Пусть $R_1 = R_2 = R_3 = R_0$, а сопротивление датчика $R_t = R_0(1 + x)$, где x — относительное изменение сопротивления. Тогда

$$U_{AB} = U_{\text{м}}\left(\frac{1+x}{2+x} - \frac{1}{2}\right) = \frac{U_{\text{м}}}{4} \cdot \frac{x}{1 + x/2} \approx \frac{U_{\text{м}} x}{4}.$$

Приближённое выражение справедливо при $x \ll 1$; при больших изменениях сопротивления мост с одним активным плечом становится нелинейным. Для платинового термопреобразователя с температурным коэффициентом $\alpha = 0{,}00385$ К$^{-1}$ при нагреве на 100 К относительное изменение сопротивления составляет $x = 0{,}385$, и нелинейность моста достигает примерно 16 % (рисунок 9.3). Эту погрешность учитывают при калибровке (табличной или кусочно-линейной коррекцией в микроконтроллере) либо уменьшают, питая датчик от источника тока, используя полумостовую или полномостовую схему с несколькими активными плечами (как у тензодатчиков) или линеаризующую обратную связь [49].

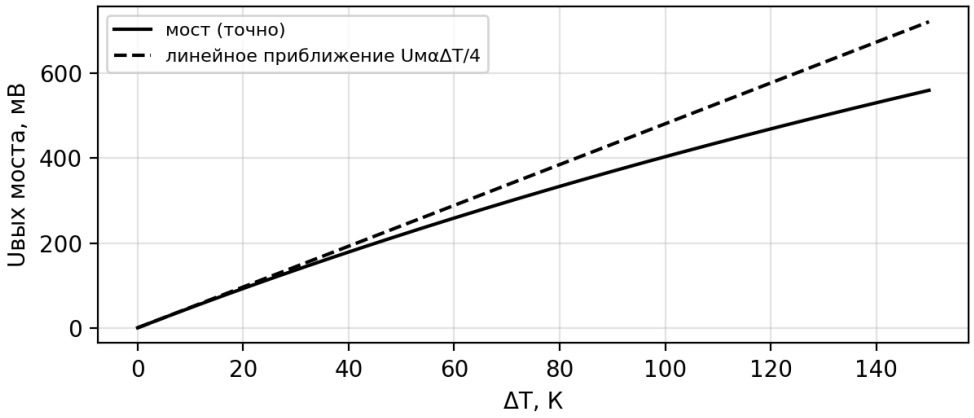


Рисунок 9.3 – Зависимость выходного напряжения моста с платиновым термопреобразователем от приращения температуры (Uм = 5 В)

Чувствительность моста пропорциональна напряжению питания, однако его увеличение ограничено допустимой мощностью рассеяния датчика: ток через термопреобразователь вызывает его самонагрев, искажающий результат измерения. Для термопреобразователей Pt100 рабочий ток обычно не превышает 1 мА, для Pt1000 — 0,3–0,5 мА. Поскольку выходное напряжение моста прямо пропорционально $U_{\text{м}}$, напряжение питания моста должно быть стабилизировано, а в прецизионных каналах его используют одновременно как опорное напряжение АЦП (ратиометрическое включение), что полностью исключает влияние нестабильности $U_{\text{м}}$.

9.2.3 Инструментальный усилитель

Выходной сигнал моста является дифференциальным: оба потенциала U_A и U_B близки к $U_{\text{м}}/2$, а полезной информацией является лишь их малая разность. Дифференциальный усилитель на одном ОУ (см. подраздел 4.2.6) плохо подходит для этой задачи: его входное сопротивление соизмеримо с сопротивлением плеч моста и нагружает мост, а коэффициент ослабления синфазного сигнала ограничен точностью подбора четырёх резисторов. Эти недостатки устраняет инструментальный (измерительный) усилитель на трёх ОУ (рисунок 9.4).

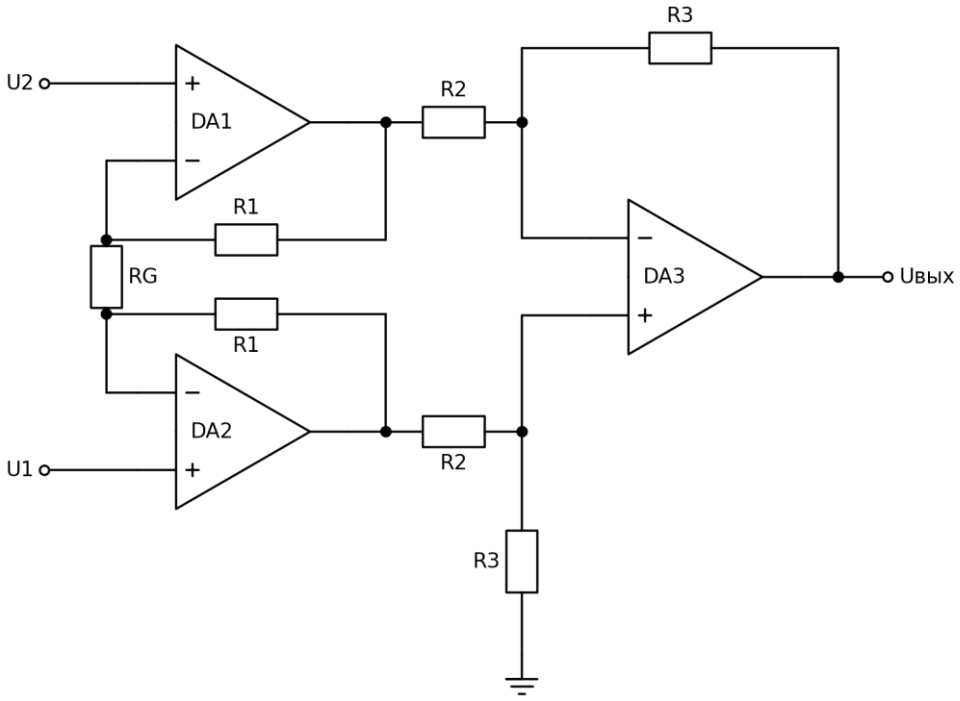


Рисунок 9.4 – Инструментальный усилитель на трёх операционных усилителях. Повторяющиеся обозначения R1, R2 и R3 на этом учебном рисунке обозначают пары равных номиналов; при оформлении монтажной схемы каждому элементу присваивают отдельное позиционное обозначение.

Входной каскад образован двумя неинвертирующими усилителями DA1 и DA2 с общим резистором R_G. Вследствие равенства напряжений на входах каждого ОУ к резистору R_G приложена входная разность $U_2 - U_1$, и через резисторы R_1 и R_G протекает ток $(U_2 - U_1)/R_G$. Следовательно, разность выходных напряжений входного каскада

$$U_{o1} - U_{o2} = (U_2 - U_1)\left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right),$$

Синфазная составляющая передаётся на выходы DA1 и DA2 с единичным коэффициентом. DA3 вычитает верхний выход из нижнего, поэтому для обозначений рисунка 9.4 выход пропорционален U1 − U2. Положительный коэффициент K далее обозначает усиление относительно этой разности:

$$U_{\text{вых}} = K(U_1 - U_2) + U_{REF}; \quad K = (1 + \frac{2R_1}{R_G})\frac{R_3}{R_2}.$$

Инструментальный усилитель обладает следующими важными свойствами: очень высоким входным сопротивлением обоих входов (входы — неинвертирующие входы ОУ); регулировкой коэффициента усиления одним резистором R_G без нарушения симметрии схемы; высоким КОСС, который возрастает пропорционально усилению входного каскада, поскольку синфазный сигнал на выходе входного каскада не усилен, а дифференциальный — усилен в $(1 + 2R_1/R_G)$ раз. Если нижний вывод резистора R_3 подключить не к общему проводу, а к источнику напряжения U_{REF}, выходное напряжение сместится на U_{REF}; этот вывод используется для нормирования выходного сигнала [50–52].

Промышленностью выпускаются интегральные инструментальные усилители (INA128, AD620, AD8221 и др.), содержащие лазерно подогнанные резисторы и обеспечивающие КОСС 100–120 дБ. Коэффициент усиления таких микросхем задаётся одним внешним резистором, например для AD620 $K = 1 + 49{,}4\ \text{кОм}/R_G$.

9.2.4 Активные фильтры нижних частот

Фильтр нижних частот (ФНЧ) в измерительном канале ограничивает полосу пропускания значением, необходимым для передачи полезного сигнала, и подавляет помехи — прежде всего сетевую наводку частотой 50 Гц и её гармоники, а также высокочастотные составляющие, которые при последующей дискретизации в АЦП наложились бы на полезный сигнал (эффект наложения спектров, aliasing). Пассивный RC-фильтр первого порядка обеспечивает спад АЧХ всего 20 дБ/декада; фильтр второго порядка — 40 дБ/декада. Активные фильтры на ОУ позволяют получить фильтры высоких порядков без катушек индуктивности, с малым выходным сопротивлением и возможностью каскадирования звеньев без их взаимного влияния.

Наиболее распространённым звеном второго порядка является фильтр Саллена — Ки (рисунок 9.5). В варианте с единичным коэффициентом передачи ОУ включён повторителем, а положительная обратная связь через конденсатор C_1 формирует подъём АЧХ вблизи частоты среза. Передаточная функция звена

$$K(s) = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s C_2 (R_1 + R_2) + 1},$$

откуда частота полюса и добротность

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \qquad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2)}.$$

При равных резисторах $R_1 = R_2 = R$ добротность $Q = \frac{1}{2}\sqrt{C_1/C_2}$, т. е. задаётся отношением ёмкостей.

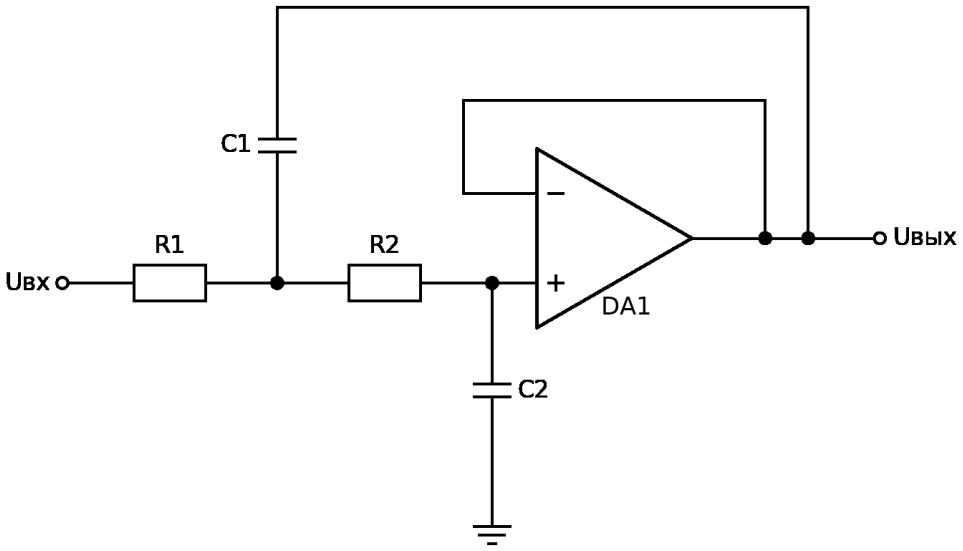


Рисунок 9.5 – Фильтр нижних частот второго порядка Саллена — Ки с единичным коэффициентом передачи

Форма АЧХ определяется добротностью (рисунок 9.6). Для Баттерворта второго порядка Q = 1/√2 ≈ 0,707; собственная частота f0 совпадает с частотой уровня −3 дБ. При другой Q эти частоты различаются. Звено Бесселя (Q ≈ 0,577) обеспечивает более постоянную групповую задержку в рабочей полосе и малый, но не строго нулевой, выброс. При Q > 0,707 возникает резонансный

подъём; произвольное такое звено не следует автоматически называть фильтром Чебышева без задания нормировки и неравномерности. Асимптотический спад всех звеньев второго порядка — 40 дБ/декада. Фильтры высокого порядка строят каскадированием звеньев с параметрами соответствующего нормированного полинома [53–55].

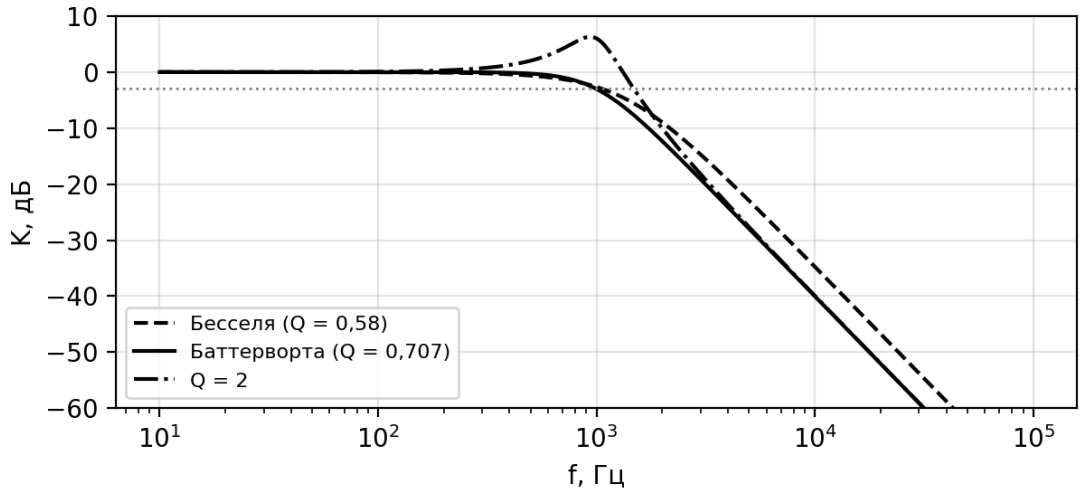


Рисунок 9.6 – АЧХ фильтров нижних частот второго порядка с частотой среза 1 кГц и различной добротностью

9.2.5 Калибровка и погрешности измерительного канала

Функция преобразования реального канала отличается от номинальной из-за погрешностей сопротивлений резисторов моста и усилителя, напряжения смещения нуля ОУ, нестабильности напряжения питания моста и нелинейности моста. Основную часть этих погрешностей устраняют калибровкой — экспериментальным определением функции преобразования по эталонным значениям входной величины. При двухточечной калибровке канал подключают к эталонному сопротивлению, соответствующему нижней границе диапазона (например, 0 °C), и регулируют смещение нуля (через вход U_{REF} или в программе микроконтроллера), затем подключают сопротивление, соответствующее верхней границе диапазона, и регулируют коэффициент передачи (резистором R_G). Нелинейность при двухточечной калибровке не устраняется; её корректируют программно по таблице или полиному.

Погрешность канала принято выражать в приведённой форме — отношением абсолютной погрешности к диапазону измерений:

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_{max} - X_{min}} \cdot 100\ \%.$$

При вводе сигнала в АЦП добавляется погрешность квантования, равная половине единицы младшего разряда: для 10-разрядного АЦП с опорным напряжением 5 В шаг квантования составляет $5/1024 \approx 4{,}9$ мВ, что при диапазоне 0–100 °C и выходном напряжении канала 0–5 В соответствует разрешению около 0,1 °C. Таким образом, разрядность АЦП должна быть согласована с погрешностью аналоговой части канала: применение АЦП более высокой разрядности, чем позволяет точность и уровень шумов аналоговой части, не повышает точности измерения.

9.2.6 Помехи в измерительных цепях и методы их подавления

Сигналы датчиков систем контроля имеют уровень единиц–сотен милливольт, тогда как напряжения помех, наводимых силовыми цепями, сетью питания и цифровыми узлами, могут достигать сотен милливольт и вольт. Основными механизмами проникновения помех являются ёмкостная связь (через паразитные ёмкости между проводниками), индуктивная связь (через взаимную индуктивность контуров, пронизываемых переменным магнитным полем) и связь через общее сопротивление проводников земли и питания [56–58].

Помехи принято разделять на нормальные (дифференциальные), действующие между сигнальными проводами и неотличимые от полезного сигнала, и синфазные (общего вида), действующие одновременно на оба сигнальных провода относительно общего провода. Синфазная помеха подавляется дифференциальным входом с высоким КОСС (инструментальным усилителем), нормальная — фильтрацией (если её спектр

не перекрывается со спектром сигнала) и уменьшением площади контура, в котором она наводится.

Основные практические методы борьбы с помехами:

– использование витой пары для сигнальных цепей датчика: при скручивании проводов наводимые в соседних витках ЭДС имеют противоположные знаки и компенсируются, а ёмкостные наводки на оба провода одинаковы и становятся синфазными;

– экранирование сигнального кабеля с заземлением экрана в одной точке (со стороны усилителя) для защиты от ёмкостных наводок;

– заземление в одной точке: общие провода аналоговых, цифровых и силовых цепей соединяются в одной точке (обычно у АЦП или источника питания), чтобы токи цифровых и силовых узлов не протекали по аналоговому общему проводу и не создавали на нём падений напряжения;

– исключение контуров заземления (ground loops), образующихся при соединении общих проводов приборов по нескольким путям; в лабораторных условиях контур часто образуется через защитные заземления сетевых вилок осциллографа и генератора;

– блокировка цепей питания каждой микросхемы конденсаторами;

– интегрирующее преобразование: АЦП с временем интегрирования, кратным периоду сети (20 мс), полностью подавляет помеху 50 Гц и все её гармоники.

9.2.7 Аналого-цифровое преобразование сигналов

Выходной сигнал измерительного канала поступает на АЦП, преобразующий непрерывный сигнал в последовательность цифровых отсчётов. Преобразование включает дискретизацию по времени и квантование по уровню [22, 37].

Дискретизация выполняется с частотой $f_д$. Согласно теореме Котельникова (теореме отсчётов) сигнал, спектр которого ограничен частотой f_{max}, может быть точно восстановлен по отсчётам, взятым с частотой $f_д > 2f_{max}$. Половина частоты дискретизации $f_д/2$ называется частотой Найквиста. Составляющие сигнала с частотами выше частоты Найквиста после дискретизации неотличимы от составляющих с частотами $|f - kf_д|$ и накладываются на полезный сигнал (рисунок 9.7). Этот эффект наложения спектров (aliasing) нельзя устранить после дискретизации, поэтому перед АЦП обязательно включают аналоговый ФНЧ — антиэлайзинговый фильтр, подавляющий составляющие выше частоты Найквиста до уровня, не превышающего погрешности квантования.

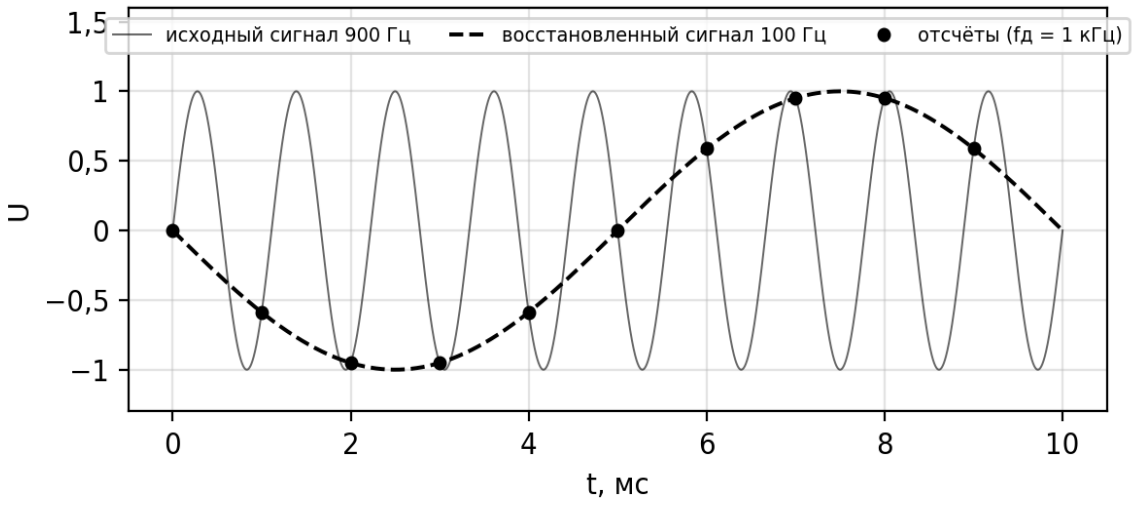


Рисунок 9.7 – Наложение спектров: сигнал частотой 900 Гц при частоте дискретизации 1 кГц воспринимается как сигнал частотой 100 Гц

Квантование заменяет непрерывное значение ближайшим из 2^N уровней, где N — разрядность АЦП. Шаг квантования (единица младшего разряда) $q = U_{оп}/2^N$, максимальная погрешность квантования — $\pm q/2$. Погрешность квантования можно рассматривать как шум с равномерным распределением и среднеквадратическим значением $q/\sqrt{12}$; отсюда идеальное отношение сигнал/шум для синусоидального сигнала полной шкалы

$$\text{SNR} = 6{,}02N + 1{,}76 \text{ дБ}.$$

Реальные АЦП характеризуются эффективным числом разрядов (ENOB), учитывающим шумы и нелинейность. По принципу действия различают АЦП последовательного приближения (наиболее распространены в микроконтроллерах, 10–16 разрядов, до единиц мегагерц), сигма-дельта АЦП (16–24 разряда, низкие частоты, встроенная цифровая фильтрация, основной тип для прецизионных измерений сигналов датчиков), интегрирующие АЦП (высокая помехоустойчивость, используются в мультиметрах) и параллельные (flash) АЦП (наибольшее быстродействие при малой разрядности).

9.3 Пример предварительного расчёта

Задача. Рассчитать измерительный канал температуры в диапазоне 0–100 °C с выходным напряжением 0–5 В для термопреобразователя сопротивления Pt1000 ($R_0 = 1000$ Ом при 0 °C, $\alpha = 0{,}00385$ К⁻¹). Помеха сетевой частоты должна подавляться не менее чем на 25 дБ.

1. Мост. Примем R1 = R2 = R3 = 1 кОм и Uм = 2,5 В. При Rt = 1 кОм ток имитатора равен 1,25 мА и мощность — 1,56 мВт. Этот режим относится к магазину сопротивлений. Для реального Pt1000 следует по его коэффициенту рассеяния оценить самонагрев и при необходимости уменьшить питание с последующим пересчётом усиления. В линейной учебной модели при 100 °C Rt = 1385 Ом, x = 0,385; напряжение моста:

$$U_{AB} = \frac{2{,}5}{4} \cdot \frac{0{,}385}{1 + 0{,}1925} \approx 0{,}2018 \text{ В}.$$

2. Инструментальный усилитель. Требуемый коэффициент усиления $K = 5/0{,}2018 \approx 24{,}8$. Примем $R_2 = R_3 = 10$ кОм (выходной каскад с единичным усилением) и $R_1 = 24$ кОм. Тогда

$$R_G = \frac{2R_1}{K - 1} = \frac{48 \text{ кОм}}{23{,}8} \approx 2{,}02 \text{ кОм}.$$

Выбираем постоянный резистор 1,8 кОм последовательно с подстроечным резистором 470 Ом для калибровки коэффициента передачи. Синфазное напряжение на входах усилителя около 1,25 В; выходные напряжения DA1 и DA2 не выходят за пределы линейного диапазона ОУ LM324 при питании ±12 В.

3. Фильтр. Для подавления помехи 50 Гц не менее чем на 25 дБ при спаде 40 дБ/декада собственная частота фильтра должна быть не выше $50/10^{25/40} \approx 12$ Гц. Примем $f_0 \approx 10$ Гц, фильтр Баттерворта ($Q = 0{,}707$, $C_1/C_2 = 2$). Выберем $C_2 = 0{,}47$ мкФ, $C_1 = 1$ мкФ (отношение 2,13, $Q \approx 0{,}73$). Тогда

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot \sqrt{10^{-6} \cdot 0{,}47 \cdot 10^{-6}}} \approx 23{,}2 \text{ кОм}.$$

Из ряда E24 выбираем $R_1 = R_2 = 24$ кОм; при этом $f_0 \approx 9{,}7$ Гц. Следует различать собственную частоту f_0, частоту уровня −3 дБ и фактическое ослабление помехи. При $Q \approx 0{,}73$ частота уровня −3 дБ равна $\approx 1{,}03 f_0 \approx 10$ Гц. Асимптотическая оценка ослабления помехи 50 Гц $40\lg(50/9{,}7) \approx 28$ дБ; точный расчёт по передаточной функции фильтра даёт 28,5 дБ, что с запасом удовлетворяет требованию 25 дБ.

4. Нелинейность. Номинальная (линейная) функция преобразования проходит через точки (0 °C; 0 В) и (100 °C; 5 В). При 50 °C сопротивление датчика 1192,5 Ом, $x = 0{,}1925$, $U_{AB} = 0{,}625 \cdot 0{,}1925/1{,}0963 \approx 0{,}1098$ В, выходное напряжение канала $24{,}8 \cdot 0{,}1098 \approx 2{,}72$ В вместо 2,50 В по линейной функции. Погрешность нелинейности в середине диапазона составляет 0,22 В, т. е. 4,4 °C, или 4,4 % приведённой погрешности. Её необходимо скорректировать программно.

9.4 Порядок выполнения работы

Питание ОУ — двухполярное ±12 В. Мост питается от отдельного стабилизированного канала источника напряжением 2,5 В, общий провод которого соединён с общим проводом канала. Три ОУ заняты

инструментальным усилителем, четвёртый — фильтром; свободного ОУ для буфера питания моста нет. Датчик имитируется магазином сопротивлений: в принятой линейной учебной модели 1000 Ом соответствует 0 °C, приращение 3,85 Ом — 1 К. Это приближение не заменяет точную характеристику реального Pt1000.

9.4.1 Задание 1. Исследовать измерительный мост

1) Собрать мост по схеме рисунка 9.2 с резисторами R1 = R2 = R3 = 1 кОм (допуск не хуже 1 %); в качестве Rt включить магазин сопротивлений.

2) Подать питание моста 2,5 В. Установив Rt = 1000 Ом, измерить мультиметром выходное напряжение U_{AB} (UAB = φB − φA, напряжение начального разбаланса) и объяснить его происхождение.

3) Изменяя сопротивление Rt от 1000 до 1400 Ом с шагом 50 Ом, измерить U_{AB}. Построить график, сравнить с расчётом по точной и приближённой формулам подраздела 9.2.2, определить нелинейность.

4) Измерить потенциалы точек A и B относительно общего провода и определить синфазное напряжение моста.

5) Провести моделирование моста в Micro-Cap (DC-анализ с изменением сопротивления Rt) и сравнить результаты.

9.4.2 Задание 2. Исследовать инструментальный усилитель

1) Собрать инструментальный усилитель по схеме рисунка 9.4 на трёх ОУ микросхемы LM324: R1 = 24 кОм, R2 = R3 = 10 кОм, RG = 1,8 кОм последовательно с подстроечным резистором 470 Ом.

2) Подать на вход усилителя дифференциальный сигнал: синусоиду частотой 100 Гц амплитудой 20 мВ (вход U1 соединить с общим проводом). Измерить коэффициент усиления и сравнить с расчётом.

3) Соединить входы U1 и U2 и подать на них синфазный сигнал амплитудой 2 В частотой 100 Гц. Измерить амплитуду выходного сигнала и рассчитать КОСС.

4) Изменяя RG (подстроечным резистором), убедиться, что дифференциальный коэффициент усиления изменяется, а синфазный — практически нет.

5) Провести моделирование усилителя в Micro-Cap. С помощью инструмента Stepping изменить сопротивление одного из резисторов R3 на 1 % и определить, как изменяется КОСС. Сравнить с результатами для дифференциального усилителя на одном ОУ из задания 4 лабораторной работы № 3.

9.4.3 Задание 3. Исследовать активный фильтр нижних частот

1) Собрать фильтр Саллена — Ки по схеме рисунка 9.5: R1 = R2 = 24 кОм, C1 = 1 мкФ, C2 = 0,47 мкФ.

2) Подавая на вход синусоидальный сигнал амплитудой 1 В, снять АЧХ фильтра в диапазоне 1–200 Гц. Определить частоту среза и ослабление на частоте 50 Гц.

3) Подать на вход прямоугольный сигнал частотой 1 Гц и получить переходную характеристику фильтра. Измерить выброс и время установления.

4) Провести моделирование фильтра в Micro-Cap. С помощью Stepping изменить ёмкость C1 (0,47; 1; 2,2; 4,7 мкФ) и построить семейство АЧХ и переходных характеристик. Определить добротность в каждом случае и сделать вывод о связи добротности с формой АЧХ и выбросом переходной характеристики.

9.4.4 Задание 4. Собрать и откалибровать измерительный канал

1) Соединить узлы по рисунку 9.1. Точку B моста подключить к U1 инструментального усилителя, точку A — к U2 (рисунок 9.4). Тогда рост

сопротивления датчика создаёт положительное приращение выхода. Перед подключением фильтра проверить знак передачи небольшим увеличением Rt.

2) Установить Rt = 1000 Ом (0 °C). Убедиться, что выходное напряжение канала близко к нулю. При необходимости скомпенсировать смещение, подав на вывод опорного напряжения выходного каскада (нижний вывод R3) регулируемое напряжение.

3) Установить Rt = 1385 Ом (100 °C) и подстроечным резистором в цепи RG установить выходное напряжение 5,00 В. Повторять пп. 2 и 3 до совпадения нуля и диапазона.

4) Изменяя Rt с шагом, соответствующим 10 °C, снять функцию преобразования канала $U_{\text{вых}}(T)$. Построить график, рассчитать погрешность нелинейности и приведённую погрешность в каждой точке.

5) При Rt = 1000 Ом подать от генератора помеху 50 Гц амплитудой 1 В через два одинаковых конденсатора 0,1 мкФ на оба входа усилителя. Измерить реальные переменные напряжения u1 и u2 непосредственно на входах: $u_{cm} = (u_1 + u_2)/2$, $u_d = u_1 - u_2$. Из-за выходного сопротивления моста около 500 Ом амплитуда на входах будет порядка 16 мВ, а не 1 В. При заметном ud нельзя приписывать весь выходной сигнал синфазному усилению. Сравнить помеху до и после фильтра; подавление фильтра нормировать по его входу. Повторить при Rt = 1385 Ом и объяснить преобразование части помехи в дифференциальную вследствие неравенства импедансов плеч. Чистый КОСС измерять отдельно по подразделу 9.4.2.

6) Предложить и обосновать способ программной коррекции нелинейности канала (табличный или полиномиальный).

9.4.5 Задание 5. Оценить погрешность канала методом Монте-Карло

Задание выполняется в среде моделирования Micro-Cap.

1) Ввести в Micro-Cap схему полного измерительного канала.

2) Задать независимые допуски резисторов ±1 %, указать распределение и выполнить не менее 50 (рекомендуется 100) реализаций Monte Carlo по DC-анализу с развёрткой Rt. Для каждой реализации сохранять один и тот же набор случайных параметров при всех значениях Rt; измерить Ui(1000 Ом), Ui(1385 Ом) и промежуточные точки с шагом, соответствующим 10 °C.

3) Для каждой реализации i выполнить индивидуальную двухточечную программную калибровку: $U_{\text{корр},i}(R) = 5\,\frac{U_i(R)-U_i(1000)}{U_i(1385)-U_i(1000)}$. Исключить реализации с насыщением или нулевым диапазоном и объяснить причину. Сравнить разброс и отклонение от линейной шкалы до и после калибровки во всех промежуточных точках. На двух опорных точках идеальная коррекция совпадает с заданными значениями по определению; остаточную нелинейность оценивают между ними. Пределы физической подстройки RG и программную коррекцию различать.

9.5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе оформляется в соответствии с требованиями подраздела 1.2.3 и должен содержать:

– схемы исследованных узлов и полного измерительного канала с номиналами элементов и результаты предварительного расчёта;

– таблицу и график зависимости выходного напряжения моста от сопротивления датчика с оценкой нелинейности;

– измеренные значения дифференциального коэффициента усиления и КОСС инструментального усилителя и их сравнение с результатами моделирования;

– АЧХ и переходную характеристику фильтра, полученные экспериментально и при моделировании, результаты исследования влияния добротности;

– функцию преобразования откалиброванного канала, таблицу погрешностей и результаты исследования подавления помехи;

– результаты статистического анализа погрешности канала;

– выводы по каждому заданию и общий вывод о метрологических характеристиках канала.

9.6 Контрольные вопросы

1) Из каких узлов состоит аналоговый измерительный канал? Каково назначение каждого узла?

2) Почему для резистивных датчиков применяют мостовые измерительные схемы?

3) Выведите формулу выходного напряжения моста с одним активным плечом. Чем обусловлена нелинейность моста?

4) Чем ограничено напряжение питания моста с термопреобразователем сопротивления?

5) Что такое ратиометрическое включение моста и АЦП?

6) Почему дифференциальный усилитель на одном ОУ плохо подходит для усиления сигнала моста?

7) Выведите формулу коэффициента усиления инструментального усилителя на трёх ОУ.

8) Почему КОСС инструментального усилителя возрастает с ростом коэффициента усиления?

9) Для чего служит вывод опорного напряжения инструментального усилителя?

10) Зачем в измерительном канале нужен фильтр нижних частот? Что такое наложение спектров?

11) Как рассчитать частоту среза и добротность фильтра Саллена — Ки?

12) Чем фильтры Баттерворта, Бесселя и Чебышева отличаются по форме АЧХ и переходной характеристики?

13) Как выполняется двухточечная калибровка измерительного канала? Какие погрешности она не устраняет?

14) Как согласовать разрядность АЦП с погрешностью аналоговой части канала?

9.7 Дополнительные задания

1) Рассчитать и промоделировать фильтр Баттерворта четвёртого порядка с частотой среза 10 Гц из двух звеньев Саллена — Ки (добротности звеньев 0,541 и 1,307). Сравнить подавление помехи 50 Гц с фильтром второго порядка.

2) Заменить питание моста источником тока на ОУ (см. главу 5) и исследовать, как изменилась нелинейность функции преобразования.

3) Разработать в Micro-Cap канал измерения деформации с полномостовым тензодатчиком (четыре активных плеча, относительное изменение сопротивления ±0,2 %) с выходным напряжением ±2,5 В и оценить его чувствительность и линейность.

Заключение

В пособии рассмотрены типовые функциональные узлы аналоговой электроники, применяемые в системах контроля и управления, и изложена методика их экспериментального исследования, сочетающая предварительный инженерный расчёт, схемотехническое моделирование и исследование макетов.

Последовательность лабораторных работ отражает иерархию аналоговых узлов. Одиночные транзисторные каскады с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой демонстрируют основные принципы усиления и роль отрицательной обратной связи. Источники тока, каскодный и дифференциальный каскады и комплементарный повторитель являются структурными элементами операционного усилителя. Операционный усилитель, в свою очередь, становится базовым элементом линейных и нелинейных узлов обработки сигналов, генераторов и стабилизаторов напряжения. Заключительная работа объединяет изученные узлы в законченный измерительный канал: мостовая схема, инструментальный усилитель и активный фильтр преобразуют сигнал резистивного датчика в нормированное напряжение для ввода в микроконтроллер, а калибровка и оценка погрешностей канала показывают, как свойства отдельных узлов определяют метрологические характеристики системы контроля в целом. Такое построение практикума позволяет студенту увидеть внутреннюю логику аналоговой схемотехники и понять, каким образом свойства сложных узлов вытекают из свойств простых.

Сопоставление результатов расчёта, моделирования и эксперимента, которое требуется в каждой работе, формирует важнейший инженерный навык — умение оценивать адекватность используемых моделей и находить причины расхождений. Полученные навыки работы с измерительными приборами и средой моделирования будут востребованы при выполнении

курсовых проектов, проектной деятельности и выпускной квалификационной работы, а также в последующей профессиональной деятельности.

Для углублённого изучения материала рекомендуется обратиться к литературе, приведённой в списке, в первую очередь к руководствам [5–7] и к лабораторному курсу [59].

Список литературы

1. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника : учебник для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. — 3-е изд., перераб. и доп. — Москва : Высшая школа, 2004. — 790 с.

2. Миленина, С. А. Электроника и схемотехника : учебник и практикум для академического бакалавриата / С. А. Миленина ; под редакцией Н. К. Миленина. — 2-е изд., перераб. и доп. — Москва : Юрайт, 2019.

3. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс) : учебник для вузов / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров ; под редакцией О. П. Глудкина. — Москва : Горячая линия – Телеком, 2005. — 768 с.

4. Analog Circuit Design : Art, Science, and Personalities / ed. by J. Williams. — Boston : Butterworth-Heinemann, 1991.

5. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 томах. Том 1 / У. Титце, К. Шенк ; перевод с немецкого. — 12-е изд. — Москва : ДМК Пресс, 2008. — 832 с.

6. Хоровиц, П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл ; перевод с английского. — 2-е изд. — Москва : БИНОМ, 2014. — 704 с. — ISBN 978-5-9518-0351-1.

7. Horowitz, P. The Art of Electronics / P. Horowitz, W. Hill. — 3rd ed. — Cambridge : Cambridge University Press, 2015.

8. ГОСТ 2.702–2011. Единая система конструкторской документации. Правила выполнения электрических схем : межгосударственный стандарт : дата введения 2012-01-01. — Москва : Стандартинформ, 2011.

9. ГОСТ 2.710–81. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах : межгосударственный стандарт : дата введения 1981-07-01. — Москва : Стандартинформ, 2008.

10. ГОСТ 2.730–73. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Приборы полупроводниковые : межгосударственный стандарт : дата введения 1974-07-01. — Москва : Стандартинформ, 2008.
11. ГОСТ 2.759–82. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Элементы аналоговой техники : межгосударственный стандарт : дата введения 1983-01-01. — Москва : Стандартинформ, 2008.
12. ГОСТ 7.32–2017. Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. Отчёт о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления : межгосударственный стандарт : дата введения 2018-07-01. — Москва : Стандартинформ, 2017.
13. ГОСТ 12.1.019–2017. Система стандартов безопасности труда. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты : межгосударственный стандарт : дата введения 2019-01-01. — Москва : Стандартинформ, 2018.
14. Pease, R. A. Troubleshooting Analog Circuits / R. A. Pease. — Boston : Butterworth-Heinemann, 1991.
15. ГОСТ 8.401–80. Государственная система обеспечения единства измерений. Классы точности средств измерений. Общие требования : межгосударственный стандарт : дата введения 1981-07-01. — Москва : Стандартинформ, 2010.
16. РМГ 29–2013. Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Основные термины и определения : рекомендации по межгосударственной стандартизации : дата введения 2015-01-01. — Москва : Стандартинформ, 2014.
17. ГОСТ Р 8.736–2011. Государственная система обеспечения единства измерений. Измерения прямые многократные. Методы обработки результатов

измерений. Основные положения : национальный стандарт Российской Федерации : дата введения 2013-01-01. — Москва : Стандартинформ, 2013.
18. Micro-Cap 12. Electronic Circuit Analysis Program : Reference Manual. — Sunnyvale : Spectrum Software, 2018.
19. Амелина, М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10 : учебное пособие / М. А. Амелина, С. А. Амелин. — Смоленск : Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013.
20. Разевиг, В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7 / В. Д. Разевиг. — Москва : Горячая линия – Телеком, 2003. — 368 с.
21. Gray, P. R. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits / P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer. — 5th ed. — Hoboken : Wiley, 2009.
22. Sedra, A. S. Microelectronic Circuits / A. S. Sedra, K. C. Smith, T. C. Carusone, V. Gaudet. — 8th ed. — New York : Oxford University Press, 2020.
23. Razavi, B. Fundamentals of Microelectronics / B. Razavi. — 3rd ed. — Hoboken : Wiley, 2021.
24. Carusone, T. C. Analog Integrated Circuit Design / T. C. Carusone, D. Johns, K. Martin. — 2nd ed. — Hoboken : Wiley, 2012.
25. Достал, И. Операционные усилители / И. Достал ; перевод с английского. — Москва : Мир, 1982. — 512 с.
26. Марше, Ж. Операционные усилители и их применение / Ж. Марше ; перевод с французского. — Ленинград : Энергия, 1974. — 216 с.
27. Шило, В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В. Л. Шило. — 2-е изд., перераб. и доп. — Москва : Советское радио, 1979. — 368 с.
28. Пейтон, А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш ; перевод с английского. — Москва : БИНОМ, 1994. — 352 с.
29. Jung, W. G. IC Op-Amp Cookbook / W. G. Jung. — 3rd ed. — Indianapolis : Howard W. Sams, 1986.

30. LMx58, LMx58x, LM2904x Industry-Standard Dual Operational Amplifiers : datasheet SLOS068. — Dallas : Texas Instruments. — URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm358.pdf (дата обращения: 01.10.2026).
31. Carter, B. Op Amps for Everyone / B. Carter, R. Mancini. — 5th ed. — Oxford : Newnes, 2017.
32. Franco, S. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits / S. Franco. — 4th ed. — New York : McGraw-Hill Education, 2015.
33. Razavi, B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits / B. Razavi. — 2nd ed. — New York : McGraw-Hill Education, 2017.
34. Rincón-Mora, G. A. Voltage References : From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits / G. A. Rincón-Mora. — New York : Wiley-IEEE Press, 2002.
35. Алексенко, А. Г. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алексенко, Е. А. Коломбет, Г. И. Стародуб. — 2-е изд., перераб. и доп. — Москва : Радио и связь, 1985. — 256 с.
36. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. — 2-е изд., перераб. и доп. — Ленинград : Энергоатомиздат, 1988. — 304 с.
37. Data Conversion Handbook / ed. by W. Kester. — Burlington : Newnes, 2005.
38. Op Amp Applications Handbook / ed. by W. Jung. — Burlington : Newnes, 2005.
39. LTC1966 Precision Micropower ΔΣ RMS-to-DC Converter : data sheet. — Analog Devices. — URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1966fb.pdf (дата обращения: 16.10.2026).
40. xx555 Precision Timers : datasheet SLFS022. — Dallas : Texas Instruments. — URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf (дата обращения: 01.10.2026).
41. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 томах. Том 2 / У. Титце, К. Шенк ; перевод с немецкого. — 12-е изд. — Москва : ДМК Пресс, 2007. — 942 с.

42. LM317 3-Terminal Adjustable Regulator : datasheet SLVS044. — Dallas : Texas Instruments. — URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf (дата обращения: 01.10.2026).
43. TL431, TL432 Precision Programmable Reference : datasheet SLVS543. — Dallas : Texas Instruments. — URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf (дата обращения: 01.10.2026).
44. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. — Москва : Техносфера, 2005. — 632 с.
45. Erickson, R. W. Fundamentals of Power Electronics / R. W. Erickson, D. Maksimović. — 3rd ed. — Cham : Springer, 2020.
46. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович. — 2-е изд., испр. — Москва : Додэка-XXI, 2007. — 528 с.
47. Linear Circuit Design Handbook / ed. by H. Zumbahlen. — Burlington : Newnes, 2008.
48. Fraden, J. Handbook of Modern Sensors : Physics, Designs, and Applications / J. Fraden. — 5th ed. — Cham : Springer, 2016.
49. ГОСТ 6651–2009. Государственная система обеспечения единства измерений. Термопреобразователи сопротивления из платины, меди и никеля. Общие технические требования и методы испытаний : межгосударственный стандарт : дата введения 2011-01-01. — Москва : Стандартинформ, 2011.
50. AD620 Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier : data sheet. — Norwood : Analog Devices. — URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf (дата обращения: 01.10.2026).
51. INA12x Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers : datasheet SBOS051. — Dallas : Texas Instruments. — URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf (дата обращения: 01.10.2026).

52. Kitchin, C. A Designer’s Guide to Instrumentation Amplifiers / C. Kitchin, L. Counts. — 3rd ed. — Norwood : Analog Devices, 2006.
53. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчёт и реализация / Г. Лэм ; перевод с английского. — Москва : Мир, 1982. — 592 с.
54. Мошиц, Г. Проектирование активных фильтров / Г. Мошиц, П. Хорн ; перевод с английского. — Москва : Мир, 1984. — 320 с.
55. Williams, A. B. Electronic Filter Design Handbook / A. B. Williams, F. J. Taylor. — 4th ed. — New York : McGraw-Hill, 2006.
56. Отт, Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах / Г. Отт ; перевод с английского. — Москва : Мир, 1979. — 318 с.
57. Ott, H. W. Electromagnetic Compatibility Engineering / H. W. Ott. — Hoboken : Wiley, 2009.
58. Pallás-Areny, R. Sensors and Signal Conditioning / R. Pallás-Areny, J. G. Webster. — 2nd ed. — New York : Wiley, 2001.
59. Hayes, T. C. Learning the Art of Electronics : A Hands-On Lab Course / T. C. Hayes, P. Horowitz. — Cambridge : Cambridge University Press, 2016.

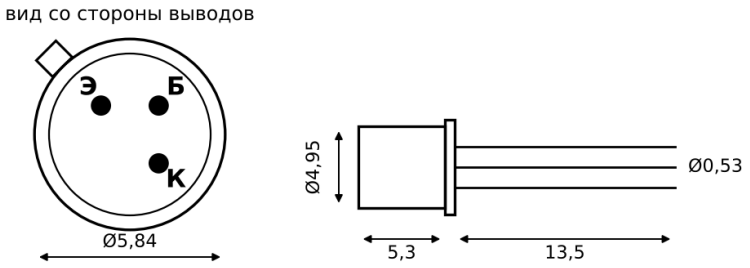
Приложение А. Справочные данные электронных компонентов

А.1 Биполярные транзисторы КТ3102А и КТ3107А

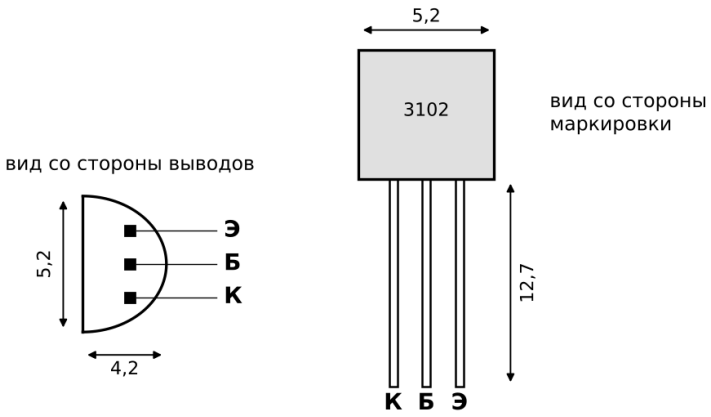
Транзисторы КТ3102А (структура n-p-n) и КТ3107А (структура p-n-p) — маломощные кремниевые эпитаксиально-планарные транзисторы общего назначения в пластмассовом корпусе КТ-26 (TO-92). Транзисторы образуют комплементарную пару и применяются в усилительных и ключевых схемах. Основные параметры транзисторов приведены в таблице А.1, цоколёвка — на рисунке А.1.

Таблица А.1 – Основные параметры транзисторов КТ3102А и КТ3107А

Параметр	КТ3102А	КТ3107А
Структура	n-p-n	p-n-p
Максимальное напряжение коллектор–эмиттер, В	50	45
Максимальное напряжение коллектор–база, В	50	50
Максимальный постоянный ток коллектора, мА	100	100
Максимальная рассеиваемая мощность, мВт	250	300
Статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$	100–250	70–140
Граничная частота, МГц, не менее	150	200
Ёмкость коллекторного перехода, пФ, не более	6	7
Напряжение насыщения коллектор–эмиттер, В, не более	0,5	0,5



а) КТ3102А–КТ3102Е, КТ3107А–КТ3107Л (корпус КТ-1-7)



б) КТ3102АМ–КТ3102ЕМ, КТ3107АМ–КТ3107ЛМ (корпус КТ-26)

Рисунок А.1 – Цоколёвка транзисторов КТ3102А и КТ3107А

А.2 Операционный усилитель LM358

Микросхема LM358 (аналоги LM258, LM2904, отечественный аналог КР1040УД1) содержит два независимых операционных усилителя с внутренней частотной коррекцией, предназначенных для работы как от однополярного, так и от двухполярного источника питания [32]. Назначение выводов микросхемы в корпусе DIP-8 приведено на рисунке А.2 и в таблице А.2, основные параметры — в таблице 4.1 (подраздел 4.2.2).

В лабораторной работе № 8 используется также счетверённый ОУ LM324 (отечественный аналог К1401УД2) в корпусе DIP-14, параметры которого совпадают с параметрами LM358. Назначение его выводов: 1 — выход DA1.1; 2, 3 — инвертирующий и неинвертирующий входы DA1.1; 4 — положительное напряжение питания; 5, 6 — неинвертирующий и инвертирующий входы DA1.2; 7 — выход DA1.2; 8 — выход DA1.3; 9, 10 — инвертирующий и неинвертирующий входы DA1.3; 11 — отрицательное

напряжение питания (общий провод); 12, 13 — неинвертирующий и инвертирующий входы DA1.4; 14 — выход DA1.4.

Таблица А.2 – Назначение выводов микросхемы LM358

Вывод	Обозначение	Назначение
1	OUTPUT A	Выход первого ОУ
2	INPUT A−	Инвертирующий вход первого ОУ
3	INPUT A+	Неинвертирующий вход первого ОУ
4	VEE / GND	Отрицательное напряжение питания (−12 В) или общий провод при однополярном питании
5	INPUT B+	Неинвертирующий вход второго ОУ
6	INPUT B−	Инвертирующий вход второго ОУ
7	OUTPUT B	Выход второго ОУ
8	VCC	Положительное напряжение питания (+12 В)

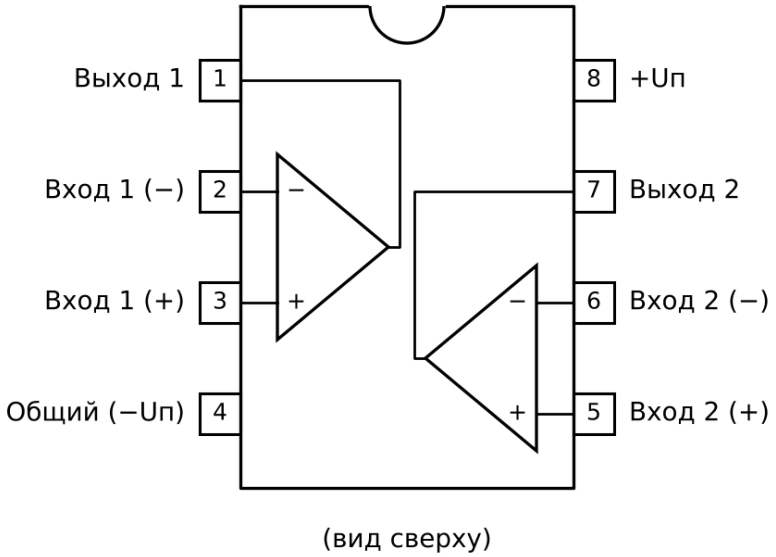


Рисунок А.2 – Назначение выводов микросхемы LM358

А.3 Интегральный таймер NE555

Таймер NE555 (отечественный аналог КР1006ВИ1) выпускается в корпусе DIP-8 и работает при напряжении питания от 4,5 до 16 В [39]. Назначение выводов: 1 — общий провод; 2 — вход запуска (TRIG); 3 — выход (OUT); 4 — сброс (RESET); 5 — управление пороговым напряжением (CONT); 6 — пороговый вход (THRES); 7 — разряд (DISCH); 8 — напряжение питания (VCC). Максимальный выходной ток — 200 мА, ток потребления при напряжении питания 5 В — 3–6 мА, максимальная частота в автоколебательном режиме — не менее 100 кГц.

А.4 Стабилитроны

Параметры стабилитронов, рекомендуемых для выполнения лабораторной работы № 7, приведены в таблице А.3.

Таблица А.3 – Основные параметры стабилитронов

Тип	Напряжение стабилизации, В	Ток стабилизации (номинальный), мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Максимальная мощность, Вт
КС156А	5,6 ± 0,6	10	46	0,3
BZX85C5V1	5,1 ± 0,25	45	10	1,3
BZX55C5V1	5,1 ± 0,25	5	60	0,5
1N4733A	5,1 ± 0,25	49	7	1,0
1N4740A	10 ± 0,5	25	7	1,0

А.5 Номинальные ряды сопротивлений резисторов

Сопротивления постоянных резисторов общего назначения выбираются из стандартных рядов. Значения ряда E24 (допуск ±5 %), умножаемые на 10^n: 1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1. Ряд E12 (допуск ±10 %) состоит из каждого второго значения ряда E24: 1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2. Номинальные ёмкости конденсаторов обычно выбирают из рядов E6 и E12.

На схемах и в моделях номиналы записываются с использованием множителей: Ом, кОм (k), МОм (M в обозначениях на схемах, MEG в SPICE), а ёмкости — пФ (p), нФ (n), мкФ (u). Например, обозначение «5k1» означает 5,1 кОм, «4n7» — 4,7 нФ.

Приложение Б. Образец оформления титульного листа отчёта

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «ВЫСШАЯ ШКОЛА ЭКОНОМИКИ»

Московский институт электроники и математики им. А. Н. Тихонова

Департамент компьютерной инженерии

ОТЧЁТ

по лабораторной работе № 3

«Исследование основных схем включения операционного усилителя»

по дисциплине «Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления»

Выполнили студенты группы БИВ251:

Иванов И. И.

Петров П. П.

Сидоров С. С.

Проверил: доцент Полесский С. Н.

Москва 2026

Приложение В. Схемы и параметры моделирования в Micro-Cap

Приложение задаёт воспроизводимые исходные данные для десяти основных схем практикума. Электронный комплект содержит 11 файлов SPICE: для дифференциального каскада отдельно подготовлены дифференциальное и синфазное возбуждения. Схемы предназначены для Micro-Cap 12; порядок запуска текстовых файлов описан в руководстве пользователя, раздел «Creating and editing SPICE text files»: https://www.spectrum-soft.com/down/ug12.pdf.

Файлы для моделирования собраны в архив SPICE_FUiK.zip, размещённый по ссылке: https://disk.yandex.ru/d/UjJ0S2F5cFlx9A. Архив содержит 11 текстовых схем SPICE (*.ckt) для основных схем практикума, библиотеку учебных моделей edu_models.lib (NPN_EDU, PNP_EDU, D_EDU, Z5V1_EDU, Z5V6_EDU), макромодель ОУ LM358 компании Texas Instruments (lmx58_lm2904.lib); описание схем приведено ниже.

Модели транзисторов КТ3102А, КТ3107А и диода КД522А берутся из библиотеки SOVBIPOL, размещённой в SmartLMS. При её отсутствии допускается применять учебные модели NPN_EDU, PNP_EDU и D_EDU из архива; они не являются паспортными моделями указанных приборов, поэтому результаты сравниваются с расчётом ориентировочно.

Текстовая схема имеет расширение .CKT. Открыть её можно через File → Open; при необходимости выбрать тип SPICE. Файлы .CIR в Micro-Cap являются графическими схемами: простое переименование .CKT в .CIR не создаёт рисунок. Для получения графической схемы следует перенести соединения в редактор, назначить модели и сохранить файл как .CIR.

Файлы	01_CE; 02_CB; 03_DIFF_DM; 03_DIFF_CM; 04_CASCODE; 05_PEAK; 06_RECTIFIER; 07_ZENER; 08_SERIES; 09_FILTER; 10_CHANNEL — все с расширением .ckt.

Библиотеки	edu_models.lib — учебные модели; lmx58_lm2904.lib — неизменённая макромодель Texas Instruments. Обе библиотеки должны находиться рядом с файлами .ckt.
Общий узел	0 — электрический общий провод. Имена IN, OUT и другие метки в тексте обозначают узлы, а не номера выводов корпуса.
Единицы	В файлах используется точка: 0.47u = 0,47 мкФ; 1m = 10^{-3}; 1MEG = 10^{6}. Обозначение M не означает мега.
Статус	Топология и исходные значения сверены с пособием. Все 11 файлов запущены в ngspice-42 (режим совместимости PSpice): рабочая точка, Transient и AC — там, где они предусмотрены (10_CHANNEL — с упрощённой моделью ОУ, см. В.11). Результаты приведены ниже в абзацах «Результат моделирования» и в файле PROTOCOL_ngspice.txt архива. Запуск в Micro-Cap выполняет преподаватель (В.12); из-за различий решателей допустимы небольшие расхождения.

После распаковки архива сохранить структуру папки. Сначала проверить рабочую точку, затем выполнять временной или частотный анализ. Директивы .TRAN и .AC задают начальные параметры; перед запуском сверить их с окном Analysis Limits своей версии программы. Не путать амплитуду SIN для Transient и параметр AC для малосигнального анализа.
В отчёте указать версию Micro-Cap, имена моделей, изменённые номиналы и фактические параметры анализа. Графики сохранять с подписями узлов и единицами осей.

В.1 Модели и общий порядок проверки

Обозначения КТ3102А на повторённых рисунках сохраняют связь с основной частью пособия. Позиционные обозначения на схемах и в тексте приложения даны по ГОСТ 2.710 (VT, VD, DA); в файлах .ckt им соответствуют SPICE-имена Q…, D… и XU… с тем же номером, имена резисторов, конденсаторов и узлов совпадают с файлами. В поставляемых .ckt вместо модели конкретного КТ3102А применена явно названная NPN_EDU: это учебный NPN с BF = 200, IS = 10^{-14} А, VAF = 100 В и заданными паразитными ёмкостями. Она пригодна для проверки знаков передачи, рабочей точки и влияния обратной связи. Её полоса и температурный дрейф не являются паспортными характеристиками КТ3102А.

D_EDU — учебный быстродействующий диод. Z5V1_EDU и Z5V6_EDU — приближённые модели стабилитронов. Их динамическое сопротивление и температурный коэффициент не подогнаны к BZX85C5V1 и КС156. Для сравнения с конкретной деталью заменить модель на библиотечную или модель производителя, сохранив порядок выводов.

Для ОУ использована LMX58_LM2904 из официального пакета TI SNOM268, загруженного 16.10.2026. В заголовке файла указана Rev. B от 29.06.2021. Порядок портов подцепи: IN+, IN−, VCC, VEE, OUT. Модель и авторские сведения сохранены без изменений. Это модель семейства LM358/LM2904; в измерительном канале используются четыре таких усилителя, что соответствует варианту на двух LM358.

Источник модели: https://www.ti.com/product/LM358, раздел Design & development → LMx58_LM2904 PSpice Model. Макромодель имеет синтаксис PSpice; её совместимость и сходимость в установленной версии Micro-Cap нужно подтвердить пробным запуском. Если импорт не поддерживается, назначить компонентам библиотечную LM358 и явно отметить замену в отчёте.

1. Соединения	Проверить питание, общий узел, порядок портов XU и последовательность C–B–E в строках Q. Для D первый узел — анод, второй — катод.
2. Рабочая точка	Нулевая амплитуда временного сигнала; проверить токи, напряжения переходов и запас до ограничения. DC и смещение внутри SIN изменять согласованно.
3. Transient	Проверить установление; уменьшить максимальный шаг вдвое. Результат не должен заметно изменяться из-за шага расчёта.
4. AC	Использовать только около корректной рабочей точки. Для детектора и выпрямителя основным является Transient; AC около одной точки не заменяет нелинейное преобразование.
5. Сопоставление	Разделять расчёт в идеальной модели, результат SPICE и измерение. Расхождение объяснять параметрами моделей и условиями, а не автоматически считать ошибкой программы.

B.2 Каскад с общим эмиттером

Файл: 01_CE.ckt. Связь с основным текстом: § 2.3. Схема — на рисунке B.1.

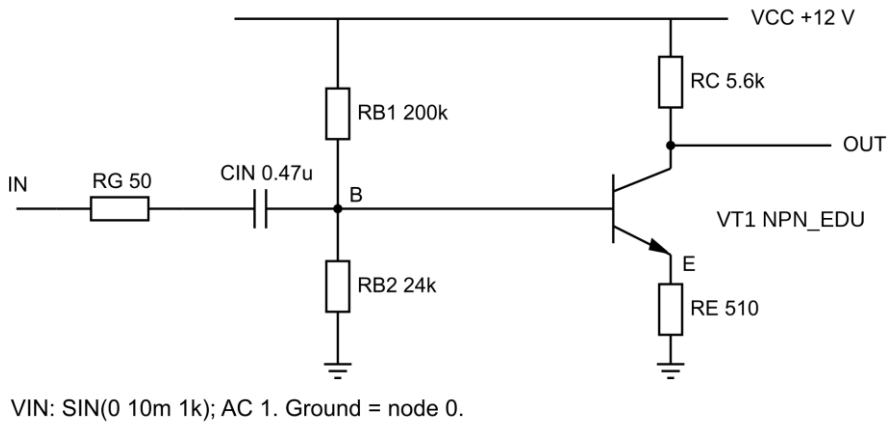


Рисунок B.1 – Каскад с общим эмиттером

Номиналы	VCC = 12 В; RB1 = 200 кОм; RB2 = 24 кОм; RC = 5,6 кОм; RE = 510 Ом; CIN = 0,47 мкФ; RG = 50 Ом. RE не шунтирован.
Источник	SIN(0 10m 1k), AC 1. Временная амплитуда 10 мВ, частота 1 кГц.
Анализ	Transient: 0–50 мс, максимальный шаг 2 мкс; анализировать последние 5 мс. AC: 10 Гц–10 МГц, 80 точек/декаду.

Расчётные ориентиры. При IC около 1 мА: VE около 0,5 В; VB около 1,2 В; VC около 6 В. Передача инвертирующая; оценка от базы к коллектору $-RC/(RE + UT/IC) \approx -10$. Точные напряжения зависят от NPN_EDU и тока базы. Результат моделирования (ngspice-42): VB = 1,18 В; VE = 0,525 В; VC = 6,26 В; IC = 1,02 мА; на 1 кГц K = V(OUT)/V(IN) ≈ −10,3 (20,3 дБ).

Контроль результата. Вывести V(IN), V(B), V(OUT); в AC сравнить V(OUT)/V(IN) и V(OUT)/V(B). Нижняя граница определяется CIN и входным сопротивлением каскада RB1 ‖ RB2 ‖ β(RE + UT/IC) ≈ 18 кОм: $f_н \approx 1/(2\pi \cdot 18\ кОм \cdot 0{,}47\ мкФ) \approx 19$ Гц; моделирование даёт $f_н \approx 19$ Гц, верхняя граница для модели NPN_EDU — выше 10 МГц. Нельзя подменять влияние CIN ограничением полосы транзистора.

B.3 Каскад с общей базой

Файл: 02_CB.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 2.20. Схема — на рисунке B.2.

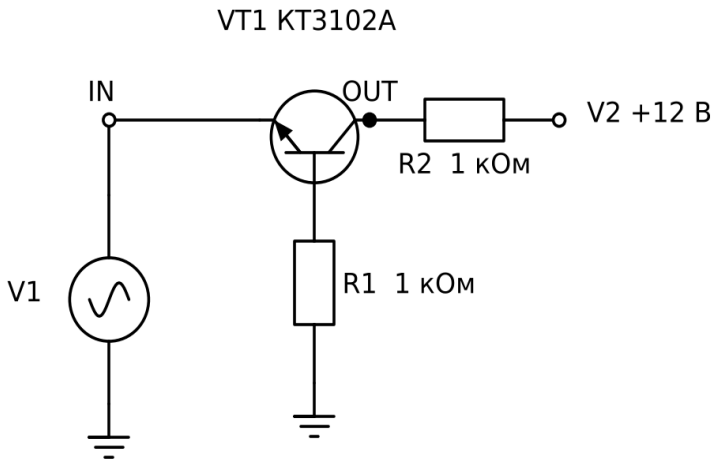


Рисунок B.2 – Каскад с общей базой

Номиналы	VCC = 12 В; резистор базы RB = 1 кОм (R1 на рисунке); RC = 1 кОм (R2); вход IN непосредственно на эмиттере.
Рабочая точка	Начальное смещение VIN = −0,735 В (найдено DC-поиском для NPN_EDU). DC-поиск: от −0,9 до −0,6 В с шагом 1 мВ; подобрать V(OUT) = 6 В. Перенести найденное смещение и в SIN.
Анализ	SIN(Vbias 1m 1k), AC 1. Transient: 0–5 мс, шаг ≤1 мкс. AC: 10 Гц–10 МГц, 80 точек/декаду.

Расчётные ориентиры. При V(OUT) = 6 В ток коллектора около 6 мА. Из-за тока базы на RB возникает отрицательное напряжение: при β ≈ 200 VB ≈ −0,03 В, поэтому эмиттерное смещение около −0,75 В. Передача по напряжению положительна.

Контроль результата. Измерять V(IN) на эмиттере. Приближённо K ≈ gm·RC/(1 + gm·RB/β) ≈ +107 для IC = 6 мА и β = 200. Конечное сопротивление цепи базы существенно; оценка gm·RC справедлива только при базе, жёстко заземлённой по переменному току. Результат моделирования: при VIN = −0,735 В IC = 6,01 мА, VB = −0,030 В, K ≈ +91 на 1 кГц, fв ≈ 0,66 МГц. Меньшее, чем в оценке, усиление обусловлено внутренними сопротивлениями RB, RE и параметром IKF модели NPN_EDU.

B.4 Дифференциальный каскад

Файл: 03_DIFF_DM.ckt и 03_DIFF_CM.ckt. Связь с основным текстом: § 3.3 и рисунок 3.11. Схема — на рисунке B.3.

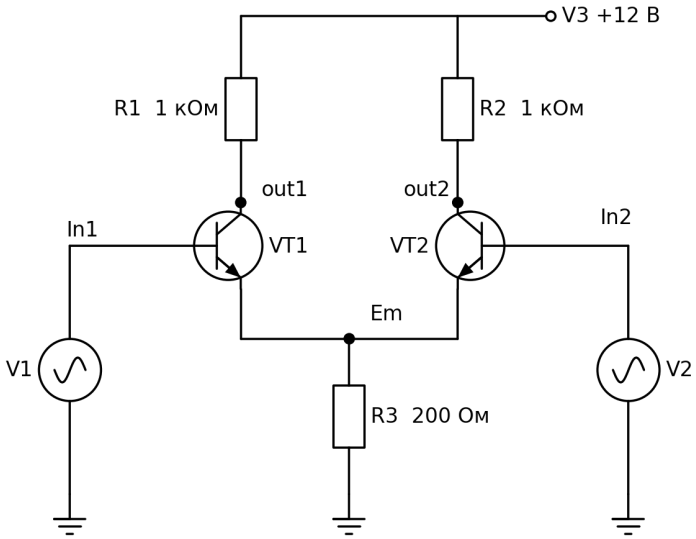


Рисунок B.3 – Дифференциальный каскад

Номиналы	VCC = 12 В; RC1 = RC2 = 1 кОм; RT = 200 Ом. IN1/IN2 — базы; OUT1/OUT2 — коллекторы.
Смещение	На обоих входах начать с 3,1 В и одинаково уточнить до OUT1 = OUT2 ≈ 6 В. В каждой строке источника согласовать DC и смещение SIN.
Возбуждение	DM: амплитуды по 2,5 мВ, фазы 0°/180°; разность 5 мВ. AC: 0,5/0,5 В, фазы 0°/180°. CM: по 20 мВ, фазы 0°; AC по 1 В.
Анализ	Transient 0–5 мс, шаг ≤1 мкс. AC 10 Гц–10 МГц. При изменении смещения редактировать оба файла одинаково.

Расчётные ориентиры. При симметричной рабочей точке IC1 ≈ IC2 ≈ 6 мА, VE ≈ 2,4 В. По отдельному коллектору AD1 ≈ −115, AD2 ≈ +115, ACM ≈ −2,47; КОСС около 33,4 дБ в принятом приближении. Результат моделирования: OUT1 = OUT2 = 6,04 В; VE = 2,39 В; IC = 5,96 мА; AD1 ≈ −91,5; ACM ≈ −2,45; КОСС ≈ 37 (31,4 дБ); в Transient при разности 5 мВ размах OUT1 0,914 В. Отличие от оценки вызвано внутренними сопротивлениями модели транзистора.

Контроль результата. В AC для DM вычислять V(OUT1)/(V(IN1)−V(IN2)), для CM — V(OUT1)/((V(IN1)+V(IN2))/2). В Transient использовать амплитуды переменных составляющих, исключив постоянные смещения. КОСС считать для одного и того же выхода. Разность

OUT2−OUT1 имеет другое усиление; идеальное подавление синфазного сигнала в этой разности не характеризует реальное рассогласование плеч.

B.5 Каскодный усилитель

Файл: 04_CASCODE.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 3.12. Схема — на рисунке В.4.

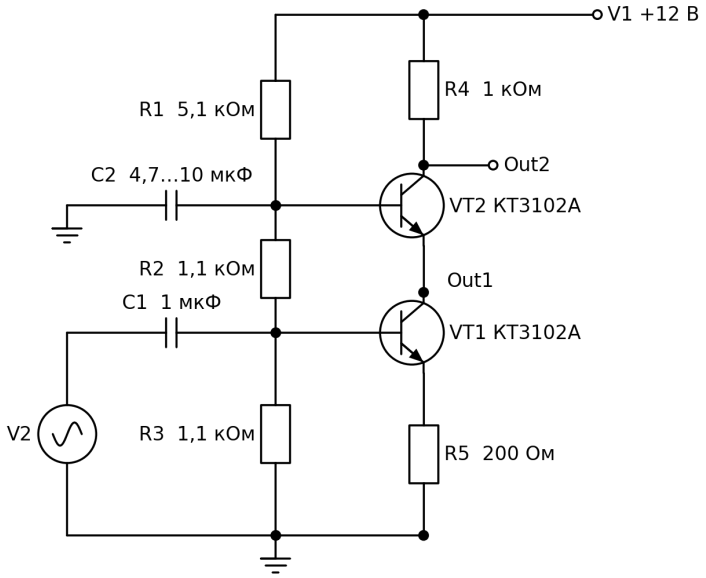


Рисунок В.4 – Каскодный усилитель

Номиналы	R1 = 5,1 кОм; R2 = R3 = 1,1 кОм; R4 = 1 кОм; R5 = 200 Ом; C1 = 1 мкФ; C2 = 4,7 мкФ; VCC = 12 В.
Источник	SIN(0 5m 1k), AC 1. Начальная временная амплитуда 5 мВ.
Анализ	Рабочая точка: V(B1), V(B2), V(OUT1), V(OUT2), ток R5. Transient 0–50 мс, шаг ≤2 мкс. AC 10 Гц–10 МГц.

Расчётные ориентиры. Без учёта токов базы: VB1 ≈ 1,81 В, VB2 ≈ 3,62 В. При UBE ≈ 0,7 В ориентиры: VE ≈ 1,11 В; I ≈ 5,5 мА; OUT1 ≈ 2,92 В; OUT2 ≈ 6,5 В. Нагрузка делителя токами базы изменяет эти значения. Результат моделирования: VB1 = 1,76 В; VB2 = 3,55 В; VE = 1,06 В; OUT1 = 2,85 В; OUT2 = 6,76 В; ток R5 5,27 мА; оба транзистора в активном режиме (UКЭ ≈ 1,8 и 3,9 В); усиление V(OUT2)/V(IN) ≈ 4,8 в средней полосе (4,6 на 1 кГц), fн ≈ 0,31 кГц.

Контроль результата. DC-смещение генератора не устанавливает рабочую точку за C1. Корректировать делитель и R5; проверять активный

режим обоих транзисторов. Снимать усиление V(OUT2)/V(IN). Границу неискажённого входа искать повышением амплитуды после проверки исходного режима.

B.6 Положительный пиковый детектор

Файл: 05_PEAK.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 6.12. Схема — на рисунке B.5.

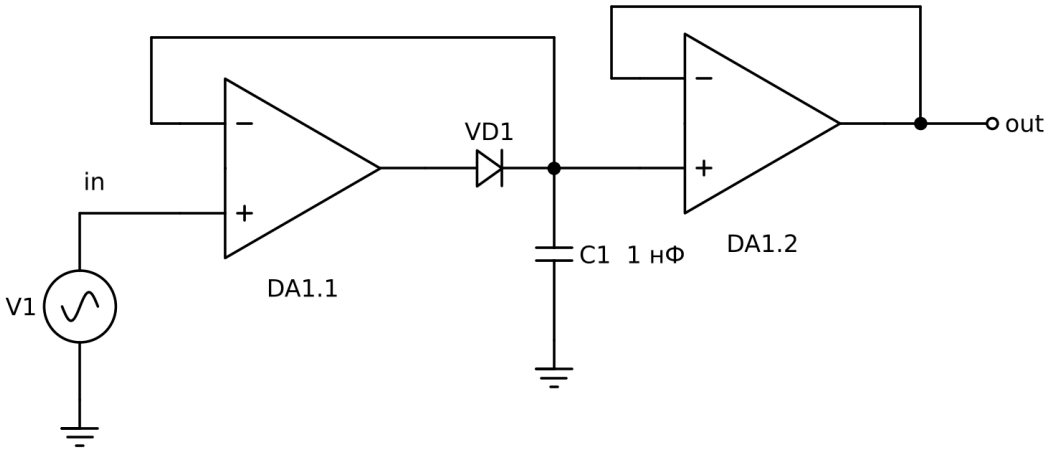


Рисунок B.5 – Положительный пиковый детектор

Модели	DA1/DA2 — LMX58_LM2904, питание ±12 В; VD1 — D_EDU; C1 = 1 нФ; выходная нагрузка 1 МОм.
Источник	SIN(0 5 1k). Затем отдельно повторить при 10 кГц и при C1 = 0,1 мкФ.
Анализ	Transient 0–5 мс; максимальный шаг 0,1 мкс. Вывести V(IN), V(HOLD), V(OUT), V(DRIVE) и ток VD1.

Расчётные ориентиры. На положительных пиках выход приближается к 5 В; между пиками идёт хранение. Для условных токов 50 + 50 − 25 нА и C = 1 нФ расчёт даёт дрейф +75 В/с. Эти токи не принудительно заданы в TI-модели: величина и знак дрейфа в файле определяются её собственными параметрами и D_EDU. В файл добавлен ключ S1, управляемый источником VRST: он разряжает C1 в первые 10 мкс (сброс перед измерением); без него узел HOLD не имеет пути по постоянному току и рабочая точка не определена. Результат моделирования: на 1 кГц Uвых = 5,19 В (превышение 0,19 В из-за перерегулирования DA1 при закрывании VD1), дрейф хранения ≈ +15 В/с; на 10 кГц 5,18 В; при C1 = 0,1 мкФ 5,08 В.

Контроль результата. Измерить наклон V(HOLD) на интервале закрытого диода, исключая переходные процессы. При 10 кГц и амплитуде 5 В производная синусоиды достигает 0,314 В/мкс; погрешность зависит от SR и восстановления DA1 из насыщения. Не требовать точного совпадения с условными 75 В/с.

B.7 Двухполупериодный активный выпрямитель

Файл: 06_RECTIFIER.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 6.9, б. Схема — на рисунке B.6.

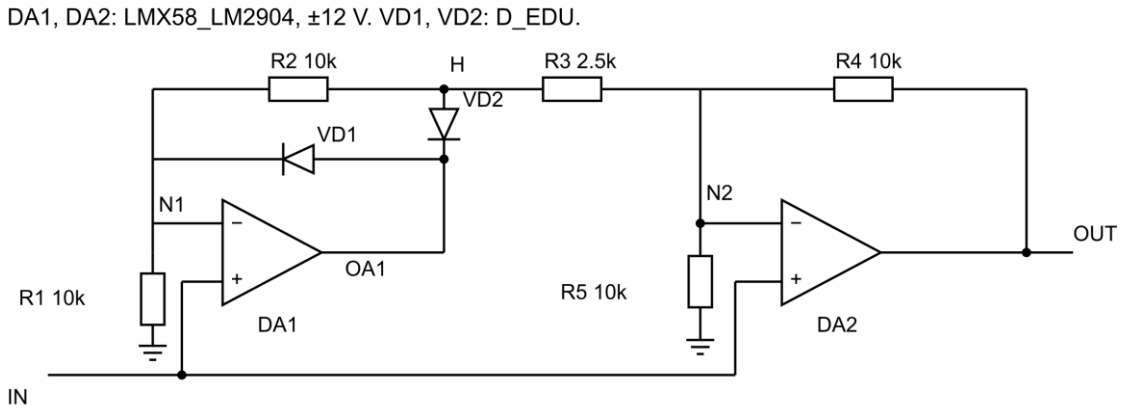


Рисунок B.6 – Двухполупериодный активный выпрямитель

Номиналы	R1 = R2 = R4 = R5 = 10 кОм; R3 = 2,5 кОм. DA1/DA2 — TI LMX58_LM2904, ±12 В; VD1/VD2 — D_EDU; RL = 100 кОм.
Источник	SIN(0 1 1k): амплитуда 1 В, частота 1 кГц.
Анализ	Transient 0–5 мс, максимальный шаг 0,1 мкс. Вывести V(IN), V(OUT), V(OA1), V(H) и токи диодов.

Расчётные ориентиры. Для положительного входа Uout = Uin(1 + R4/R5). Для отрицательного Uout = Uin(1 + R4/R5 − R4R2/(R3R1)). При выбранных номиналах Uout ≈ 2|Uin|; максимум около 2 В; среднее за целое число установившихся периодов около $4/\pi \approx 1{,}273$ В. Результат моделирования: максимум 2,005 В; пик отрицательной полуволны 1,994 В; среднее 1,272 В; при переходе через ноль — кратковременный (≈10 мкс) выброс до −0,10 В, обусловленный выходом DA1 из насыщения.

Контроль результата. Проверить обе полуволны и переход через ноль. При неверном знаке или асимметрии сначала проверить направление VD1/VD2 и R3. Увеличение частоты исследовать отдельно; AC-анализ не заменяет проверку выпрямления.

B.8 Параметрический стабилизатор

Файл: 07_ZENER.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 8.2 и § 8.2.4. Схема — на рисунке B.7.

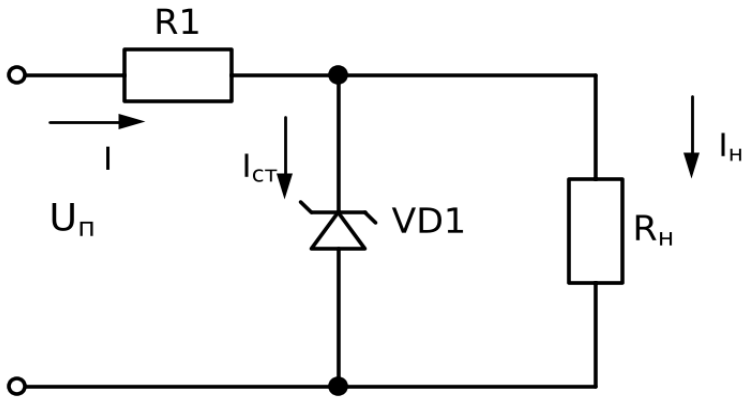


Рисунок B.7 – Параметрический стабилизатор

Номиналы	VCC = 12 В; R1 = 130 Ом; RLOAD = 510 Ом; VD1 — Z5V1_EDU (катод к OUT, анод к 0).
Источник	DC 12; SIN(12 0.1 100); AC 1. DC-поиск: питание 8–16 В, шаг 0,1 В.
Анализ	Transient 0–50 мс, шаг ≤10 мкс. AC 1 Гц–100 кГц. Отдельно менять RLOAD: 255, 510 и 1020 Ом.

Расчётные ориентиры. Если Uout ≈ 5,1 В, IR1 ≈ 53,1 мА, Iload ≈ 10 мА, Iz ≈ 43,1 мА. Оценки: PR1 ≈ 0,37 Вт, Pz ≈ 0,22 Вт, КПД ≈ 8 %. Реальный Uout и динамическое сопротивление определяются выбранной моделью. Результат моделирования: Uout = 5,12 В; IR1 = 52,9 мА; Iz = 43,4 мА; Кст при изменении питания от 11 до 13 В ≈ 50.

Контроль результата. Ток VD1 (I(D1) в файле) отрицателен в пробое при порядке узлов «анод 0, катод OUT»; для мощности брать положительное рассеяние. Кст = (ΔUin/Uin)/(ΔUout/Uout). Оценка Кст ≈ 6,1 из § 8.2.4

относится к rст ≈ 10 Ом и не обязана совпасть с результатом упрощённой Z5V1_EDU.

B.9 Последовательный стабилизатор

Файл: 08_SERIES.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 8.11. Схема — на рисунке B.8.

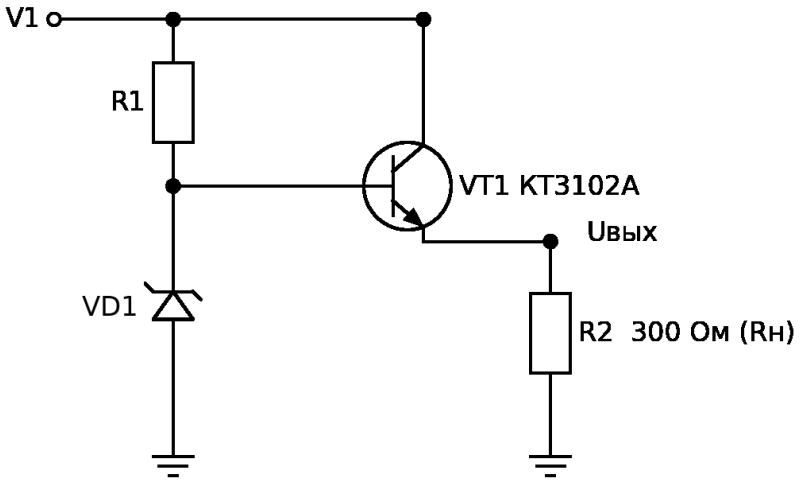


Рисунок B.8 – Последовательный стабилизатор

Номиналы	VCC = 9 В; R1 = 330 Ом; RLOAD = 300 Ом (R2 на рисунке); VT1 — NPN_EDU; VD1 — Z5V6_EDU.
Источник	DC 9; SIN(9 0.1 100); AC 1. DC-поиск 6–12 В с шагом 0,1 В.
Анализ	Transient 0–50 мс, шаг ≤10 мкс. AC 1 Гц–100 кГц. Контролировать V(B), V(OUT), токи R1, VT1 и VD1.

Расчётные ориентиры. Предварительно Uout ≈ 5,6 − 0,6 ≈ 5,0 В, Iload ≈ 17 мА. Ток R1 ≈ (9 − 5,6)/330 ≈ 10 мА; ток базы (около 0,1 мА при β ≈ 200) пренебрежимо мал. Оценка мощности транзистора около (9 − 5)·0,017 ≈ 0,07 Вт. Результат моделирования: VB = 5,62 В; Uout = 4,88 В; ток VT1 16,2 мА; Iz = 10,1 мА; Iб = 0,09 мА; Кст при изменении питания от 8 до 10 В ≈ 56.

Контроль результата. Проверить, что ток стабилитрона остаётся положительным по модулю обратного тока при изменении питания и нагрузки. При низком питании выход начинает следовать входу. Это эмиттерный повторитель с опорой: температурная зависимость UBE сохраняется.

В.10 Фильтр Саллена — Ки

Файл: 09_FILTER.ckt. Связь с основным текстом: рисунок 9.5. Схема — на рисунке В.9.

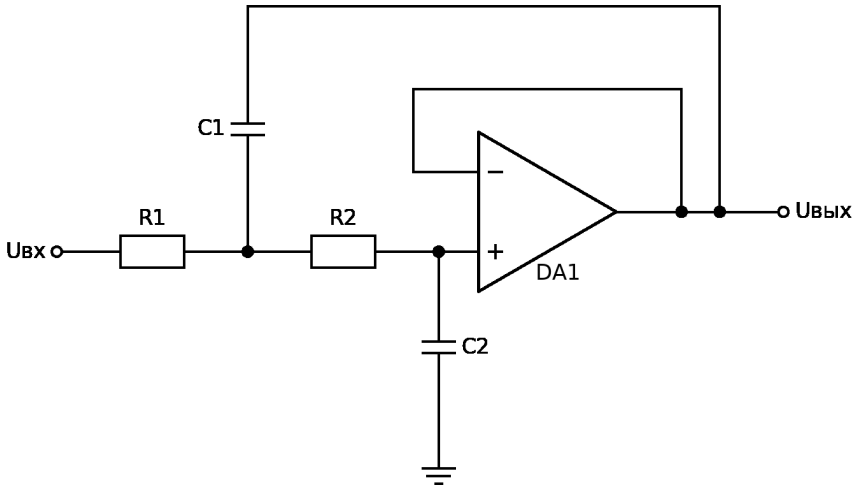


Рисунок В.9 – Фильтр Саллена — Ки

Номиналы	R1 = R2 = 24 кОм; C1 = 1 мкФ от среднего узла резисторов к OUT; C2 = 0,47 мкФ от неинвертирующего входа к 0; ОУ TI, ±12 В.
AC	AC 1; 0,1 Гц–1 кГц, 100 точек/декаду. Передача V(OUT)/V(IN).
Transient	PULSE(0 1 0.1 10u 10u 0.5 1): уровни 0/1 В, задержка 0,1 с, длительность 0,5 с, период 1 с. Расчёт 0–2 с; шаг ≤0,1 мс.

Расчётные ориентиры. Идеальная оценка: $f0 = 1/(2\pi R\sqrt{(C1C2)}) \approx 9{,}67$ Гц; $Q = 0{,}5\sqrt{(C1/C2)} \approx 0{,}729$. На 50 Гц ожидается ослабление около 28,5 дБ. Частота уровня −3 дБ около 10 Гц и не равна точно f0. Результат моделирования: f−3 дБ = 9,96 Гц; ослабление на 50 Гц 28,5 дБ; выброс переходной характеристики 5,6 %.

Контроль результата. Измерить частоту −3 дБ относительно усиления в полосе, выброс и время установления. Повторить для C1 = 0,47; 1; 2,2; 4,7 мкФ. Перестановка C1/C2 меняет добротность; подключение C1 к общему проводу вместо выхода разрушает заданную структуру.

В.11 Полный измерительный канал

Файл: 10_CHANNEL.ckt. Объединены мост рисунка 9.2, инструментальный усилитель рисунка 9.4 и фильтр рисунка 9.5. Питание

четырёх ОУ ±12 В; мост питается отдельным идеальным источником VM = 2,5 В. Схема — на рисунках В.10, В.11 и В.12.

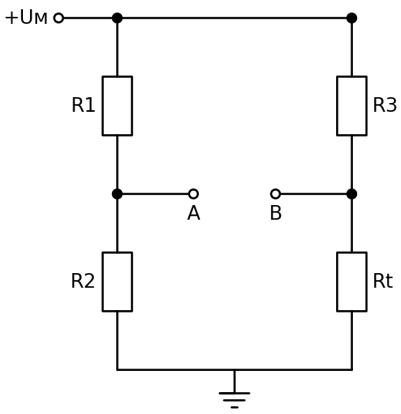


Рисунок В.10 – Мост с резистивным имитатором датчика

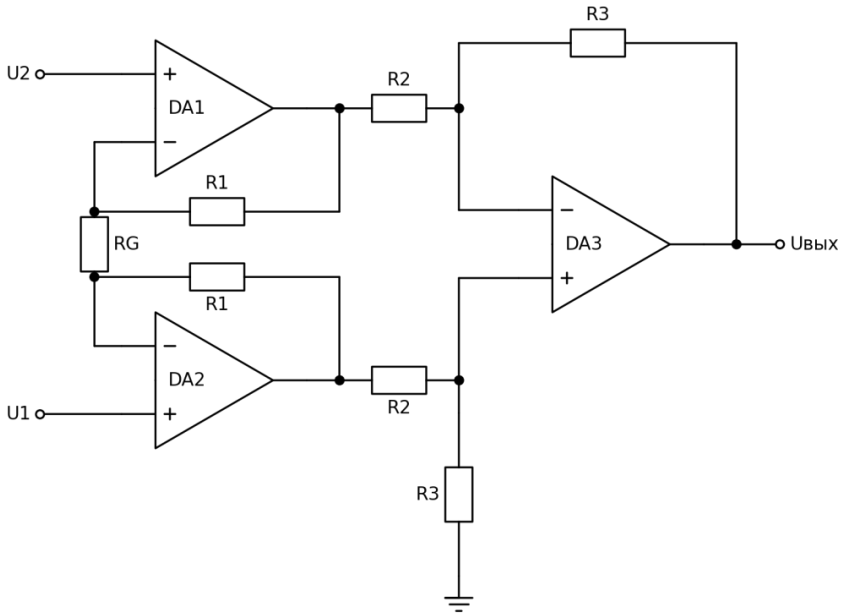


Рисунок В.11 – Инструментальный усилитель измерительного канала

Подключение полярностей: A → U2 верхнего ОУ; B → U1 нижнего ОУ. Тогда положительное приращение RT повышает выход, поскольку Uout = K(U1 − U2) + UREF. При RT = 1000 Ом мост сбалансирован. Повторяющиеся обозначения на рисунке означают равные номиналы; в файле каждый резистор имеет отдельное имя.

В файле: RB1/RB2/RB3 — по 1 кОм; RT — имитатор; RF1/RF2 — по 24 кОм; RG = 2,02 кОм; RD1/RD2/RD3/RD4 — по 10 кОм. O1/O2 — выходы входных ОУ; AMP — выход инструментального усилителя; REF — опорный вход, задаваемый VREF.

Фильтрация и калибровка полного канала

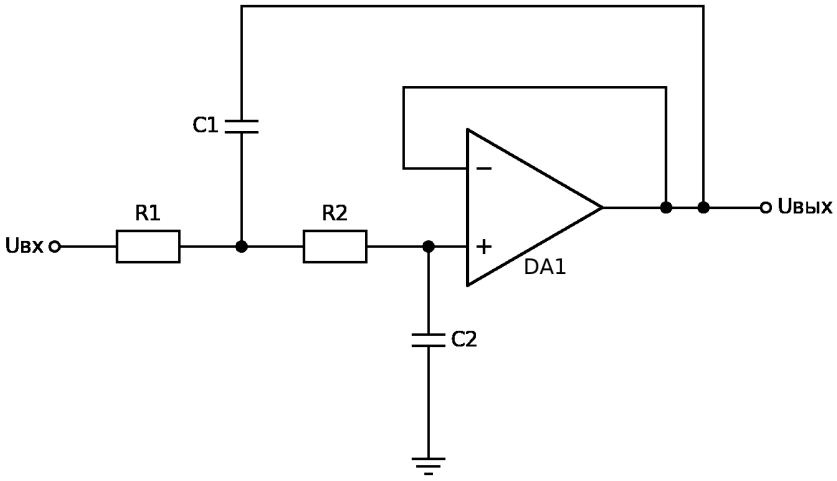


Рисунок В.12 – Выходной фильтр канала; номиналы как в В.10

В файле RFILT1 = RFILT2 = 24 кОм, CF1 = 1 мкФ, CF2 = 0,47 мкФ; OUT — конечный выход. Для статической характеристики достаточно расчёта рабочей точки. Указанный Transient 0–1 с с шагом ≤0,1 мс предназначен для добавляемых пользователем временных воздействий; постоянные источники в исходном файле сами по себе не создают переходного процесса.

Точки RT	1000; 1192,5; 1385 Ом. До коррекции идеальные ориентиры выхода: 0; около 2,72; около 5,00 В. Смещения и токи входов TI-модели изменяют эти значения.
Калибровка	Сначала RT = 1000 Ом: изменить VREF до нулевого выхода. Затем RT = 1385 Ом: изменить RG до 5,00 В. Повторить проверку нуля и масштаба.
Точки шкалы	RT = 1000 + 3,85T, где T = 0, 10, …, 100 °C. Это линейная учебная модель имитатора, а не точная характеристика физического Pt1000.
Помеха 50 Гц	Добавить источник SIN(0 1 50) и два конденсатора по 0,1 мкФ от его выхода к A и B. Измерять фактические ucm = (uA + uB)/2 и ud = uA − uB. Нормировать фильтрацию по AMP, а не по амплитуде генератора.

Для Монте-Карло задать независимые допуски резисторов ±1 % и указать распределение. Не рандомизировать RT как датчик, если отдельно не исследуется его погрешность. Для каждой реализации сохранить один набор случайных номиналов на всём проходе температуры. Оценить не менее 50 реализаций и выполнить индивидуальную двухточечную коррекцию по § 9.4.5. Готовые случайные реализации в комплект не включены.

Раздельно сохранить результаты до калибровки, после настройки VREF/RG и после программной коррекции. При насыщении ОУ сначала устранить выход за допустимый диапазон: коррекция чисел не восстанавливает потерянную часть сигнала. Результат моделирования. Сочетание четырёх TI-моделей LMX58_LM2904 в этой схеме в ngspice-42 не даёт сходимости при расчёте рабочей точки (ограничение сочетания модели и решателя; в Micro-Cap запуск проверяет преподаватель). Поэтому канал проверен с упрощённой макромоделью OPS (файлы 10_CHANNEL_OPS.ckt и opsimple.lib): выход 0,001; 2,717; 4,996 В при RT = 1000; 1192,5; 1385 Ом, что совпадает с расчётом. При RT = 1385 Ом выход DA1 (узел O1) ≈ −1,15 В, поэтому двухполярное питание ОУ обязательно.

B.12 Протокол проверки и типичные затруднения

Контрольный запуск всех 11 файлов выполнен авторами в ngspice-42; результаты приведены в B.2–B.11 и в файле PROTOCOL_ngspice.txt. До выдачи файлов студентам преподаватель повторяет запуск в установленной версии Micro-Cap. Для каждого файла заполняется строка протокола; пустая строка не означает успешную проверку.

Файл и версия	Имя .ckt; версия Micro-Cap; дата; исполнитель.
Модели	Названия и версии библиотек; замены учебных моделей на реальные; изменённые параметры.
Рабочая точка	Узловые напряжения и токи; запас до насыщения; выполненная настройка смещения.
Проверка расчёта	Измеренное усиление, среднее/пиковое значение, частота или коэффициент стабилизации; соответствующий расчётный ориентир.
Численная проверка	Изменение результата при уменьшении шага времени вдвое; установление; сообщения о сходимости.
Заключение	Подходит для выбранного задания / требует доработки; причина расхождения и внесённые изменения.

Не найдена библиотека: распаковать комплект полностью, оставить оба .lib рядом с .ckt; проверить относительные пути .INCLUDE. Неизвестная

модель: проверить имя после XU/Q/D и порядок портов; модель ОУ нельзя подставлять как трёхвыводной идеальный источник.

Выход сразу ограничен: начать с рабочей точки и нулевой переменной амплитуды; проверить знак питания и обратной связи. Нет сигнала в AC: проверить параметр AC источника. Слишком большой сигнал в Transient: параметр AC не задаёт временную амплитуду; редактировать SIN или PULSE.

Ошибка сходимости: проверить плавающие узлы и замкнутые цепи по постоянному току, затем модели и начальные условия. Не менять произвольно допуски решателя до проверки топологии. Для схем с конденсаторами сравнивать запуск с расчётом рабочей точки и явно заданные начальные условия как разные эксперименты.

Графики не совпадают с ориентиром: сверить, сравниваются ли амплитуда или размах, какое напряжение принято входным и какой выход используется для КОСС. Для учебного стабилитрона отдельно определить rст в рабочей точке; для КТ3102А и LM358 учитывать отличия моделей от реальных экземпляров.

Приложение Г. Контрольные протоколы лабораторных исследований

Дополнение к лабораторному практикуму. Протоколы предназначены для уточнения порядка предварительного расчёта, измерений и проверки результатов восьми лабораторных работ. Применяются вместе с основными заданиями глав 2–9, не заменяют приведённых там схем и исходных данных.

Г.1. Проверка рабочего режима биполярного усилителя

Назначение и подготовка. Выписать из принципиальной схемы напряжение питания, резисторы цепей базы, коллектора и эмиттера, а также предполагаемую нагрузку. До подачи сигнала оценить ток покоя и напряжения между электродами.

Порядок регистрации результатов. При измерении сначала фиксируют напряжения базы, эмиттера и коллектора относительно общего провода, затем определяют Uбэ и Uкэ как разности измеренных потенциалов. Сравнивают знак, порядок величины и отклонение каждого результата с расчётом.

Расчёт и моделирование. Для оценки усиления подают синусоидальный сигнал такой амплитуды, чтобы обе полуволны оставались в линейной области. Амплитуды на входе и выходе измеряют одним и тем же способом.

Контроль ошибок. При выраженной асимметрии ограничения проверяют положение рабочей точки, полярность транзистора и параметры выходной нагрузки.

Г.2. Сопоставление каскадов ОЭ, ОК и ОБ

Назначение и подготовка. Выполнять сравнение при одинаковой частоте испытательного сигнала и указанных в отчёте сопротивлениях источника и нагрузки. Для каждого каскада предварительно определить рабочую точку.

Порядок регистрации результатов. Коэффициент передачи по напряжению записывают со знаком, когда фазовый сдвиг вносит инверсию. Для каскада с общим коллектором отдельно оценивают способность согласовать высокоомный источник с низкоомной нагрузкой.

Расчёт и моделирование. Частотные характеристики строят по одинаковой сетке частот. Для сопоставления определяют среднечастотное усиление и обе граничные частоты на уровне −3 дБ относительно средней полосы.

Контроль ошибок. Различие характеристик объясняют влиянием внутренних ёмкостей транзистора, сопротивления генератора и нагрузки, а не только номиналами резисторов.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.3. Исследование каскода и эффекта Миллера

Назначение и подготовка. До моделирования указать, какой транзистор образует входной каскад с общим эмиттером, а какой работает в режиме общей базы. Проверить постоянные напряжения на обоих транзисторах.

Порядок регистрации результатов. Выполнить АС-анализ каскода и одиночного усилительного каскада при сопоставимых токах и нагрузках. Результаты сравнивать после нормировки по усилению в средней полосе частот.

Расчёт и моделирование. Для интерпретации верхней граничной частоты рассмотреть изменение размаха напряжения на коллекторе входного транзистора: малое переменное напряжение уменьшает вклад эффекта Миллера.

Контроль ошибок. Если ожидаемое расширение полосы не наблюдается, проверить модель транзистора, паразитные ёмкости монтажа и допустимый диапазон напряжений узлов.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.4. Балансировка дифференциального каскада

Назначение и подготовка. При одинаковых входных напряжениях измерить коллекторные токи и падения напряжения на нагрузочных резисторах каждого плеча. Зафиксировать температуру и напряжение питания.

Порядок регистрации результатов. Подать малый дифференциальный сигнал с противоположными полярностями входных составляющих. Отдельно подать синфазный сигнал одинаковой полярности на оба входа.

Расчёт и моделирование. Полученные коэффициенты дифференциальной и синфазной передачи рассчитывать из непосредственно измеренных амплитуд; для КОСС использовать единообразные определения коэффициентов.

Контроль ошибок. При рассогласовании выяснить влияние разброса транзисторов, сопротивлений нагрузки и источника «хвостового» тока.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.5. Проверка линейных схем на операционном усилителе

Назначение и подготовка. Для каждой схемы записать идеальный коэффициент передачи, сопротивления обратной связи и требуемое питание. Проверить, не выходит ли ожидаемый выходной сигнал за допустимый диапазон конкретного ОУ.

Порядок регистрации результатов. Сначала выполнить проверку постоянного смещения на выходе при нулевом входном сигнале. Затем измерить коэффициент передачи на небольшой частоте, исключающей ограничение полосой.

Расчёт и моделирование. Увеличивая частоту, зафиксировать уменьшение амплитуды и появление фазового сдвига. При больших амплитудах отдельно проверить ограничение скоростью нарастания.

Контроль ошибок. Если напряжение выхода устойчиво находится у одной из шин питания, проверить знак обратной связи и расположение входных выводов микросхемы.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.6. Проверка сумматора, интегратора и дифференциатора

Назначение и подготовка. Для сумматора рассчитать вклад каждого входного канала по отношению сопротивлений. Проверить каждый вход по отдельности, затем подать несколько сигналов одновременно.

Порядок регистрации результатов. Для интегратора оценить постоянную времени цепи обратной связи; использовать входной сигнал с контролируемой постоянной составляющей. При наличии ограничивающего резистора учитывать его роль в стабилизации рабочей точки.

Расчёт и моделирование. Для дифференциатора сопоставить выходной сигнал с производной входного и учитывать ограничения реального ОУ и высокочастотное усиление шумов.

Контроль ошибок. При несоответствии формы сигнала проверить начальный заряд конденсаторов, частотные ограничения модели и амплитуду возбуждения.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.7. Анализ источника тока и токового зеркала

Назначение и подготовка. Перед построением выходной характеристики определить требуемую область допустимых напряжений на регулирующем транзисторе. Не выполнять измерения, ведущие к превышению максимальной рассеиваемой мощности.

Порядок регистрации результатов. Для нескольких значений напряжения нагрузки измерить выходной ток и рассчитать его относительное изменение. На рабочем участке оценить выходное динамическое сопротивление по наклону характеристики.

Расчёт и моделирование. В токовом зеркале сравнить ток опорной ветви с током выходной и оценить зависимость расхождения от напряжения на выходе и температуры.

Контроль ошибок. При больших отклонениях проверить разброс параметров транзисторов, базовые токи и эффект Эрли, а также корректность соединения выводов.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.8. Измерение параметров пикового детектора

Назначение и подготовка. Перед опытом выбрать частоту сигнала, ёмкость накопительного конденсатора и сопротивление нагрузки. Убедиться, что полярность диода соответствует измеряемому максимуму.

Порядок регистрации результатов. Измерить максимальное входное напряжение и напряжение удержания на выходе. Указать время между максимумом входного сигнала и моментом снятия показания.

Расчёт и моделирование. Для оценки спада после вершины использовать изменение напряжения на конденсаторе во времени. В расчёте учитывать постоянную времени разряда и токи утечки, если они существенны.

Контроль ошибок. При сравнении детектора с ОУ и простейшего диодного детектора выделить погрешность порогового напряжения диода и ограничения частотной полосы усилителя.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.9. Испытание прецизионного выпрямителя

Назначение и подготовка. Проверить направление включения диодов и расположение цепи обратной связи при положительной и отрицательной полуволнах. Подавать сигнал с нулевым постоянным смещением.

Порядок регистрации результатов. Для измерения передаточной характеристики выбрать несколько амплитуд, в том числе малых по сравнению с падением напряжения на кремниевом диоде.

Расчёт и моделирование. Сопоставить форму выпрямленного сигнала с теоретической при низкой и повышенной частоте. Отмечать искажения около перехода сигнала через ноль.

Контроль ошибок. При расхождении оценить скорость восстановления ОУ после насыщения, допустимую скорость нарастания и параметры диодов.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.10. Проверка генератора на таймере 555

Назначение и подготовка. Перед подключением источника рассчитать предельные напряжения конденсатора, частоту и коэффициент заполнения по выбранной конфигурации таймера. Уточнить допустимые параметры микросхемы.

Порядок регистрации результатов. При наблюдении осциллографом измерить верхний и нижний пороги напряжения на времязадающем конденсаторе, а также длительности высокого и низкого уровней выхода.

Расчёт и моделирование. Частоту вычислить по полному периоду, измеренному между одноимёнными фронтами. Значения времени заряда и разряда сравнить с теоретическими при фактических номиналах.

Контроль ошибок. При нарушении запуска проверить вывод RESET, состояние цепи питания, правильность включения выводов TRIGGER и THRESHOLD.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.11. Проверка параметрического стабилизатора

Назначение и подготовка. По минимальному и максимальному входному напряжению рассчитать ток балластного резистора и границы тока стабилитрона с учётом диапазона сопротивления нагрузки.

Порядок регистрации результатов. Для каждого режима отдельно проверить мощности, рассеиваемые стабилитроном и резистором. Эксперимент начинать с ограничения тока источника питания.

Расчёт и моделирование. Построить зависимость выходного напряжения от входного при постоянной нагрузке, затем зависимость выходного напряжения от тока нагрузки при фиксированном входе.

Контроль ошибок. Если стабилизация исчезает при большой нагрузке, проверить, не уменьшился ли ток стабилитрона ниже рабочего диапазона.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.12. Тепловая проверка линейного стабилизатора

Назначение и подготовка. Рассчитать максимальную мощность потерь на регулирующем транзисторе как произведение перепада напряжений и тока нагрузки. При необходимости учесть собственный ток микросхемы.

Порядок регистрации результатов. Оценить температуру перехода по тепловой цепи «переход — корпус — радиатор — окружающая среда» с использованием тепловых сопротивлений выбранных компонентов.

Расчёт и моделирование. Экспериментальные измерения температуры выполнять после установления теплового режима; указать место крепления датчика и температуру окружающего воздуха.

Контроль ошибок. При срабатывании тепловой защиты прекратить испытание и пересмотреть тепловой режим, а не увеличивать напряжение питания.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Г.13. Проверка измерительного канала и неопределённости

Назначение и подготовка. Зафиксировать коэффициент передачи мостовой схемы, усилителя и фильтра, диапазон датчика, питание и способ калибровки. Все величины привести к согласованным единицам измерения.

Порядок регистрации результатов. Для калибровки использовать несколько опорных точек, включая значения вблизи концов рабочего диапазона. После подстройки проверить характеристику на независимых промежуточных точках.

Расчёт и моделирование. Расчёт неопределённости выполнять с разделением систематических и случайных составляющих; при моделировании Монте-Карло указывать распределения входных параметров и число испытаний.

Контроль ошибок. Оценить суммарное влияние нестабильности возбуждения моста, смещения усилителя, шума и ограничения полосы фильтра.

Результаты следует оформлять в единой таблице: номер режима, заданные величины, расчётное значение, результат моделирования, измеренное значение, абсолютное и относительное расхождения. Для величин, допускающих нулевое значение, относительную погрешность вычисляют только при ненулевом опорном значении; в остальных случаях приводят абсолютное отклонение.

Предметный указатель

А
Аналого-цифровое преобразование, 235
АЦП последовательного приближения, 237
АЧХ (амплитудно-частотная характеристика), 33, 65, 75
Б
Балластный резистор, 205, 222
Беспаечная макетная плата, 26, 43
Буферный каскад, 114
Быстрое преобразование Фурье, 25
В
Видлара источник тока, 95, 140, 152
Виртуальная земля, 131
Вольт-амперная характеристика, 201
Время установления, 170, 240, 269
Входная ёмкость, 82, 122
Входное сопротивление, 24, 34, 44
Входной ток ОУ, 113, 117
Выброс переходной характеристики, 269
Выпрямитель однополупериодный, 156, 173
Выпрямитель прецизионный, 161, 173
Выпрямитель среднего значения, 172
Выходное сопротивление, 23, 34, 61
Г
Генератор релаксационный, 12, 177, 188
Генератор с мостом Вина, 189
Генератор сигналов, 22, 43
Генератор тактовый, 11, 69, 177
Генератор, управляемый напряжением, 190
Гибридная П-образная модель, 60
Гистерезис, 178, 197
Глубина обратной связи, 63, 117
Граничная частота, 42, 62, 82
Д
Двухточечная калибровка, 242
Действующее значение, 23, 121
Делитель напряжения, 79, 133, 201
Делитель щупа 1:10, 23
Детектор пиковый, 12, 108, 154
Детектор размаха, 160, 175
Диаграмма Боде, 120
Диапазон рабочий источника тока, 96, 134, 149
Диапазон соответствия, 151
Динамическая нагрузка, 143
Динамическое сопротивление стабилитрона, 222
Дискретизация, 233
Дифференциальный каскад, 13, 67, 81
Дифференциатор, 116
Диффузионная ёмкость, 60
Длительность фронта, 35, 126, 183
Добротность, 190, 230, 241
Доверительные границы погрешности, 35
Доминирующий полюс, 95, 120
Допуск резистора, 37
Дрейф нуля, 67
Е
Ёмкость Миллера, 82
З
Заземление в одной точке, 233
Закон Ома, 12, 39, 83
Запас устойчивости по фазе, 120
Защита от перегрузки по току, 208
Зеркало токовое, 12, 65, 90
Зеркало Уилсона, 139
И
Измерительный канал, 13, 224, 235
Инструментальный усилитель, 224, 235, 267
Интегратор, 108, 123, 190
Искажения типа «ступенька», 93
Искусственная средняя точка, 122
Источник опорного напряжения bandgap, 145, 213
Источник тока, 15, 61, 85
К
Калибровка, 231, 242, 269
Каскад с общей базой, 57, 76, 259
Каскад с общим коллектором, 55, 74
Каскад с общим эмиттером, 46, 72, 259
Каскодная схема, 81
Квантование, 233
Кварцевый генератор, 190
Класс АВ, 14, 30, 91
Класс В, 14, 30, 91
Компаратор, 110, 177, 188
Комплементарный повторитель, 13, 92, 109
Контур заземления, 69, 233, 260
Косвенное измерение, 30, 41
Коэффициент амплитуды, 169
Коэффициент гармоник, 107

Коэффициент заполнения, 35, 184, 196
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, 86, 106, 143
Коэффициент передачи цепи обратной связи, 112
Коэффициент подавления пульсаций, 200, 221
Коэффициент полезного действия, 92, 200
Коэффициент стабилизации, 199, 216, 270
Коэффициент Стьюдента, 36
Коэффициент усиления, 32, 43, 63
Коэффициент формы, 175
Крутизна транзистора, 79
М
Макетная плата, 26, 43
Макетная плата для пайки, 21, 42
Минимальное падение напряжения, 200, 210, 221
Многокаскадный усилитель, 62, 80, 106
Монтаж пайкой, 28
Мост Уитстона, 225
Мостовая измерительная схема, 224
Мультивибратор, 177, 191
Мультиметр, 22, 31, 43
Н
Нагрузочная прямая, 45
Наложение спектров (aliasing), 234
Напряжение насыщения, 110, 251
Напряжение смещения нуля, 95, 110, 130
Напряжение стабилизации, 217, 254
Напряжение Эрли, 40
Нестабильность по напряжению, 200, 212
Нормальная активная область, 44
О
Обратная связь отрицательная, 30, 42, 52
Обратная связь по напряжению, 30, 42, 52
Обратная связь по току, 30, 42, 62
Обратная связь положительная, 29, 63, 110
Обратная связь последовательная, 64, 117, 160
Одновибратор, 13, 177, 187
Однополярное питание, 122
Операционный усилитель, 67, 108, 130
Операционный усилитель, 10, 67
Опорное напряжение, 210, 227
Опорный ток, 95, 141
Осциллограф, 17, 32, 42
Относительное расхождение, 36, 270
Отношение сигнал/шум, 234
П
Отрицательная обратная связь, 10, 63
Паяльная станция, 28
Петлевое усиление, 119, 189
Пиковый детектор, 156, 157
Повторитель напряжения, 113, 130
Погрешность измерения, 35
Полоса пропускания, 62, 79, 109
Помеха синфазная, 229, 239
Порядок фильтра, 12, 224, 236
Преобразователь напряжение–ток, 152
Преобразователь напряжение–частота, 65, 169, 191
Преобразователь среднеквадратического значения, 168
Приведённая погрешность, 146, 232
Припой, 21
Прозвонка, 25
Произведение коэффициента усиления на полосу, 63, 117
Произведение усиления на полосу (GBW), 62, 117
Промежуточный каскад, 67, 92
Пульсации, 214
Р
Рабочая точка, 31, 45, 87
Радиатор, 211, 221
Разделительный конденсатор, 35, 56, 69
Ратиометрическое включение, 227, 241
Регулирующий элемент, 15, 207
Режим High Z генератора, 23
Режим XY осциллографа, 16, 31, 69
Режим класса A, 30, 91, 106
Режим насыщения, 48, 58, 71
Режим отсечки, 31, 44, 54
Режим стабилизации тока (CC), 21, 93, 203
С
Самовозбуждение, 65, 117, 189
Самовозбуждение генератора, 189
Самонагрев датчика, 227
Связь по входу AC/DC, 23, 41, 51
Сдвиг уровня, 31, 65, 103
Сигма-дельта АЦП, 234
Сигнал ошибки, 207
Синфазный сигнал, 87, 96, 229
Синхронизация осциллографа, 24, 193
Скважность, 35, 183

Скорость нарастания выходного напряжения, 95, 110, 125
Спектральная плотность шума, 121
Средневыпрямленное значение, 155
Стабилизатор LDO, 214
Стабилизатор импульсный, 214
Стабилизатор интегральный, 14, 199, 209
Стабилизатор компенсационный, 199, 219
Стабилизатор параллельный, 201, 213
Стабилизатор параметрический, 199, 216, 264
Стабилизатор последовательный, 205
Стабилитрон, 15, 133, 151
Сумматор, 108, 126, 162
Т
Таймер 555, 183
Температурная компенсация, 135
Температурный потенциал, 11
Тензорезистор, 132, 225
Теорема Котельникова, 234
Тепловая защита, 213
Тепловое сопротивление, 211, 221
Тепловой преобразователь, 169
Тепловой разгон, 93, 106
Термопреобразователь сопротивления, 224
Ток PTAT, 146
Ток базы, 45, 48
Ток коллектора, 31, 44, 58
Ток покоя, 24, 49, 68
Ток эмиттера, 79, 135
Токовое зеркало, 66, 91
Токовый ключ, 12, 25, 88
Триггер Шмитта, 177, 187, 197
У
Усилитель вычитающий, 108
Усилитель инвертирующий, 32, 65, 108
Усилитель неинвертирующий, 65, 108, 118
Усилитель постоянного тока, 108
Условия Баркгаузена, 188
Устойчивость усилителя, 65, 117, 211
Ф
Фазочастотная характеристика, 10, 33
Фильтр активный, 12, 224, 238
Фильтр Баттерворта, 236
Фильтр Бесселя, 230, 241
Фильтр верхних частот, 62
Фильтр нижних частот, 10, 62
Фильтр Саллена — Ки, 230, 266
Фильтр Чебышева, 231, 241
Фликкер-шум, 121
Флюс, 21
Формула Блэка, 63
ФЧХ (фазочастотная характеристика), 33, 99, 125, 129
Х
Холодная пайка, 29
Ц
Цифровой мультиметр, 22
Цоколёвка, 43, 251
Ч
Частота генератора, 170, 172
Частота единичного усиления, 96, 110, 130
Частота Найквиста, 234
Частота среза, 34, 74, 119
Частотная коррекция, 119
Ш
Шаг квантования, 232
Широтно-импульсная модуляция, 214
Шум теплового сопротивления, 12, 48, 93
Э
Эберса — Молла модель, 39
Эквивалентная схема, 47, 58, 82
Экранирование, 233
Экспоненциальная зависимость тока коллектора, 43, 141
Эмиттерный повторитель, 15, 66, 81
Эмиттерный резистор, 56, 106
Эффект Миллера, 63, 81, 105
Эффект Эрли, 134, 149
Эффективное число разрядов (ENOB), 235
A
AC-анализ, 34, 99, 120
D
DC-анализ, 32, 98, 223
M
Micro-Cap, 13, 37, 69
Monte Carlo (статистический анализ), 39, 239
R
Rail-to-rail, 111, 122
S
SPICE-модель, 36, 254, 270
Stepping (многовариантный анализ), 38, 74, 127
T
TL431, 214, 215
Transient-анализ, 42

Сведения об авторах

Акатов Максим Сергеевич — кандидат технических наук, доцент департамента компьютерной инженерии Московского института электроники и математики им. А. Н. Тихонова НИУ ВШЭ, специалист в области безопасности вычислительных систем и защиты информации, научно-педагогический стаж более 24 лет;

Полесский Сергей Николаевич — кандидат технических наук, доцент департамента компьютерной инженерии Московского института электроники и математики им. А. Н. Тихонова НИУ ВШЭ, специалист в области автоматизации проектирования и обеспечения надёжности радиоэлектронной аппаратуры, научно-педагогический стаж более 21 года;

Сафонов Сергей Николаевич — эксперт департамента компьютерной инженерии Московского института электроники и математики им. А. Н. Тихонова НИУ ВШЭ, специалист в области схемотехники и встроенных систем, научно-педагогический стаж более 30 лет;

Тув Александр Леонидович — старший преподаватель департамента компьютерной безопасности Московского института электроники и математики им. А. Н. Тихонова НИУ ВШЭ, специалист в области микроконтроллерных систем, систем управления и измерительной техники, научно педагогический стаж более 28 лет.

Учебное издание

Акатов Максим Сергеевич
Полесский Сергей Николаевич
Сафонов Сергей Николаевич
Тув Александр Леонидович

Функциональные узлы и компоненты систем контроля и управления. Лабораторный практикум

Учебное пособие

Издается в авторской редакции
Печатается из оригинал-макета, подготовленного авторами
Главный редактор *В. М. Коровин*

Издательство «Наукоемкие технологии»
ООО «Корпорация «Интел Групп»
https://publishing.intelgr.com
E-mail: publishing@intelgr.com
Тел.: +7 (812) 945-50-63

Подписано в печать 30.10.2026.
Формат 60×84/16
Объем 18,25 п.л.
Тираж 500 экз.

ISBN 978-5-00271-198-7

