

МГУ ИМЕНИ М.В. ЛОМОНОСОВА

Практикум по радиоэлектронике

И.Т. Трофименко, Е.В. Лебедева, Н.С. Седлецкая

1997 г.

ББК 32.84
П68
УДК 621.373.5 621.375.4 621.681.3 621.397

Авторы:

И.Т. Трофименко, Е.В. Лебедева, Н.С. Седлецкая

Рецензенты:

Кафедра "Лазерные и микроволновые информационные системы"
Московского государственного института электроники и математики (зав. кафедрой профессор А.С.Черкасов),
доктор физико-математических наук, профессор А.Д. Григорьев

П 68 **Практикум по радиоэлектронике: Учеб. пособие/ Под ред. А.П.Сухорукова — М.: Изд-во МГУ, 1997. — 205 с.: ил. ISBN 5-211-03522-4.**

Учебное пособие содержит описание лабораторных работ практикума по радиоэлектронике для студентов 2-го и 3-го курсов физического факультета университета.

Пособие состоит из трех разделов: аналоговые схемы, цифровые схемы и схемы повышенной сложности, включающие элементы как аналоговой, так и цифровой радиотехники. Изучаются схемы, которые широко применяются на практике и являются необходимой составной частью современных радиоэлектронных устройств (усилители, генераторы, логические элементы, триггеры, счетчики, регистры и др.). Каждая лабораторная работа содержит теоретическую и экспериментальную часть, перечень упражнений, список литературы по конкретному вопросу.

Для студентов младших курсов университетов, обучающихся по специальности "Физика".

ББК 32.84

ISBN 5-211-03522-4

© Коллектив авторов, 1997

О Г Л А В Л Е Н И Е

ПРЕДИСЛОВИЕ	9
-----------------------	---

ЧАСТЬ I. АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 1. ПРОСТЕЙШИЕ ЛИНЕЙНЫЕ RC-ЦЕПИ	11
§1. Общие сведения о линейных пассивных цепях	11
§2. Прохождение гармонического сигнала через линейную пассивную цепь	12
§3. Простейшие RC-цепи	14
§4. Прохождение сигналов сложной формы через пассивные линейные цепи	17
Спектральный метод	17
Временной метод	24
§5. Практическая часть	30
1. Измерение АЧХ и ФЧХ RC-цепи с омическим выходом	30
2. Измерение АЧХ и ФЧХ RC-цепи с емкостным выходом	31
3. Измерение АЧХ и ФЧХ RC-цепи Вина	31
4. Изучение прохождения прямоугольного импульса через RC-цепь с омическим выходом	32
5. Изучение прохождения последовательности прямоугольных импульсов через RC-цепь с омическим выходом	33
Литература	33

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 2. УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ТРАНЗИСТОРЕ	34
§1. Введение	34
§2. Основные параметры усилителя	35
§3. Обратная связь в усилителях	36
Влияние отрицательной обратной связи на параметры усилителя	37
Типы отрицательной обратной связи в усилителях	38
§4. Биполярный транзистор в усилительных схемах	40
Краткие сведения о биполярных транзисторах	40
Режимы работы транзистора	42
Три схемы включения транзисторов	43
Малосигнальные эквивалентные схемы и параметры биполярных транзисторов	44

Описание транзистора через параметры эквивалентного четырехполюсника	45
§5. Однокаскадный усилитель напряжения низкой частоты на биполярном транзисторе	47
Выбор режима работы транзистора	48
Входное и выходное сопротивление усилителя	50
Температурная стабилизация усилительного каскада	52
Зависимость коэффициента передачи тока транзистора от частоты и рабочий диапазон частот усилителя	53
§6. Практическая часть	59
1. Расчет однокаскадного усилителя напряжения на биполярном транзисторе по заданным параметрам	59
2. Наладка схемы и методика измерений	60
Приложение 1	62
Приложение 2	64
Литература	66

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 3. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

§1. Краткие сведения об операционных усилителях	67
Дифференциальный каскад	68
Основные параметры ОУ	70
§2. Отрицательная обратная связь (ООС) в операционном усилителе	72
Коэффициент усиления ОУ с цепью ООС	73
Влияние ООС на входное и выходное сопротивление ОУ	74
§3. Операционный усилитель в схеме активного фильтра	75
Варианты простейших активных фильтров на ОУ	78
§4. Многоходовый сумматор аналоговых сигналов	78
§5. Практическая часть	80
1. Конструкция монтажной платы	80
2. Измерение частоты единичного усиления	81
3. Выбор схемы цепи ООС для заданного фильтра	82
4. Монтаж и наладка усилителя-фильтра и измерение АЧХ	83
5. Сравнение экспериментальных данных с теоретическими	83
Литература	85

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 4. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В СХЕМЕ КОМПАРАТОРА

§1. Принцип работы компаратора напряжений	86
§2. Практическая часть	89
1. Монтаж и наладка компаратора	89

2. Измерения	90
Литература	90

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 5. RC-ГЕНЕРАТОР ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ 91

§1. Введение	91
§2. Условия самовозбуждения автоколебательной системы	92
§3. RC-генераторы гармонических колебаний	93
§4. RC-генератор с цепью Вина	95
§5. Выбор параметров схемы генератора	98
§6. Практическая часть	99
Литература	100

ЧАСТЬ II. ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 6. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ 101

§1. Введение	101
§2. Основные понятия математической логики	101
Простейшие логические операции и функции	102
§3. Принципы построения простейших цифровых схем	103
§4. Логические элементы	104
§5. Изучение работы универсального логического элемента "2И-НЕ" (микросхема К155ЛА3)	108
Электрическая схема и принцип работы ЛЭ "2И-НЕ"	109
§6. Практическая часть	112
1. Изучение логической функции, реализуемой элементами микросхемы К155ЛА3	113
2. Определение порога переключения ЛЭ "2И-НЕ"	113
3. Определение пороговой величины сопротивления на входе ЛЭ "2И-НЕ"	114
4. Определение среднего времени задержки переключения $\tau_{зд}$ элемента "2И-НЕ"	114
5. Конструирование с помощью элемента "2И-НЕ" элементов, выполняющих различные логические функции	115
Литература	116

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 7. ТРИГГЕРЫ 117

§1. Краткие сведения о триггерах	117
§2. Асинхронный RS-триггер	120
§3. Синхронный RS-триггер	121
§4. Синхронный D-триггер	122
§5. Асинхронный счетный триггер	123

§6. Триггер <i>JK</i> -типа	126
§7. Ждущий мультивибратор	129
§8. Автоколебательный мультивибратор	131
§9. Практическая часть	132
1. Изучение работы асинхронного <i>RS</i> -триггера	132
2. Изучение работы синхронного <i>RS</i> -триггера	133
3. Изучение работы <i>D</i> -триггера	133
4. Изучение работы <i>T</i> -триггера	133
5. Изучение работы <i>JK</i> -триггера	133
6. Изучение работы ждущего мультивибратора, построенного на основе асинхронного <i>RS</i> -триггера	134
7. Изучение работы автоколебательного мультивибратора, построенного на основе асинхронного <i>RS</i> -триггера	135
Литература	135
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 8. СЧЕТЧИКИ И РЕГИСТРЫ	136
§1. Введение	136
§2. Асинхронный двоичный счетчик	137
Последовательный счетчик с непосредственными связями	137
§3. Счетчики с произвольным коэффициентом пересчета	138
Счетчик с естественным порядком счета	138
Счетчик с произвольным порядком счета	139
§4. Генератор ступенчатого напряжения	141
§5. Регистры	143
4-разрядный регистр сдвига на <i>JKRS</i> -триггерах	144
4-разрядный регистр сдвига на <i>RS</i> -триггерах	145
§6. Практическая часть	147
1. Изучение работы двоичного счетчика	147
2. Изучение работы счетчика с естественным порядком счета с заданным коэффициентом пересчета	147
3. Изучение работы счетчика с произвольным порядком счета	148
4. Конструирование ГСН на основе двоичного счетчика	148
5. Конструирование сдвигающего регистра на основе <i>JK</i> -триггеров	149
6. Изучение работы сдвигающего регистра на основе <i>RS</i> -триггеров (МС К155ИР1)	149
Литература	150
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 9. ФОРМИРОВАТЕЛИ КОДА	151
§1. Введение	151
§2. Распределитель импульсов	152
§3. Формирователь кода Баркера	154

§4. Формирователь M -последовательности	156
§5. Регистр свертки для обнаружения сложного кода	159
§6. Генератор случайных чисел	162
§7. Практическая часть	163
1. Конструкция монтажной платы	163
2. Изучение распределителя импульсов	164
3. Изучение формирователя кода Баркера	166
4. Изучение формирователя M -последовательности	167
5. Наблюдение свертки сложного кода	169
6. Изучение генератора случайных чисел	169
Литература	170

**ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 10. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕ-
ОБРАЗОВАТЕЛЬ 171**

§1. Введение	171
§2. Связь между аналоговой и дискретной формами информации	171
§3. Определение шага квантования Δs	173
§4. Простейший ЦАП на резисторах	173
§5. Цифроаналоговый преобразователь с использованием операционного усилителя	176
§6. Практическая часть	178
Задание по исследованию ЦАП	179
Литература	180

**ЧАСТЬ III. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ ПОВЫШЕННОЙ
СЛОЖНОСТИ**

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 11. ХАРАКТЕРИОГРАФ 181

§1. Принцип работы характериографа	181
§2. Практическая часть	184
1. Выбор параметров и монтаж схемы	184
2. Определение параметров транзистора	186
Литература	186

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 12. ЦИФРОВОЙ ФАЗОМЕТР 187

§1. Принцип работы фазометра	187
§2. Практическая часть	189
1. Блок-схема макета фазометра	189
2. Монтаж схемы	190
3. Измерения	190
4. Приложение. Схема определения знака $\Delta\varphi$	191
Литература	192

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 13. ЗНАКОВЫЙ КОРРЕЛЯТОР	193
§1. Введение	193
§2. Описание экспериментальной схемы	195
§3. Практическая часть	199
1. Выбор элементов схемы	199
2. Монтаж схемы	200
3. Проверка работоспособности макета	200
4. Измерения	201
Литература	202

ПРИЛОЖЕНИЕ. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ РАБОЧЕГО МЕСТА СТУДЕНТА И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ	203
Источник питания	203
Осциллограф	203
Генератор низких частот	204
Генератор импульсов	204
Вольтамперомметр (В7-22А)	205

ПРЕДИСЛОВИЕ

В современных условиях подготовка специалиста-физика невозможна без знания основ радиоэлектроники, поскольку любой физический эксперимент проводится с широким использованием радиотехнических устройств и цифровых устройств обработки сигналов.

На отделении радиофизики физического факультета Московского государственного университета им. М.В. Ломоносова в конце 40-х гг. был создан общефакультетский радиопрактикум в дополнение к общему физическому практикуму. Его отличительной особенностью было изучение радиотехнических схем не на готовых макетах, а в процессе прохождения всех этапов создания простейших радиотехнических устройств: расчет, подготовка шасси или платы, монтаж и наладка схемы, снятие характеристик.

В дальнейшем по мере разработки новых электронных приборов (транзисторов и интегральных микросхем) практикум модернизировался, пополнялся новыми лабораторными работами, однако принцип индивидуальности задания и самостоятельности в монтаже схемы сохранялся.

За время работы радиопрактикума было издано несколько учебных пособий, составленных преподавателями отделения радиофизики (А.А.Брандт и К.С.Ржевкин, Ю.И.Кузнецов и др.).

В конце 80-х гг. радиопрактикум в соответствии с учебным планом был преобразован в практикум по радиоэлектронике с элементами автоматизации и цифровой обработки результатов эксперимента на персональных компьютерах. Программа практикума рассчитана на 52 учебных часа и предназначена для начальной подготовки студентов 2-го и 3-го курсов в области аналоговой и цифровой радиотехники.

Для новой программы практикума были дополнительно выпущены небольшими тиражами несколько учебных пособий по тематике, которая не была отражена в предыдущих выпусках, в частности по цифровым схемам. В настоящее время возникла необходимость в новом издании, в котором были бы собраны все необходимые материалы.

Предлагаемое учебное пособие отражает все элементы новой программы и составлено на основании опыта работы коллектива преподавателей кафедры радиофизики по постановке новых лабораторных работ и обучению студентов.

Учебное пособие содержит описание 13 лабораторных работ по следующим трем разделам:

схемы аналоговой радиотехники (линейные RC -цепи, усилители на транзисторах, операционный усилитель, RC -генератор, компаратор напряжений);

схемы цифровой радиотехники (логические элементы, триггеры, счетчики и регистры, формирователи сложных кодов);

схемы повышенной сложности, включающие элементы как аналоговой, так и цифровой радиотехники (характериограф, цифровой фазометр, знаковый коррелятор).

Описания всех лабораторных работ содержат необходимые теоретические сведения об изучаемом радиотехническом устройстве, рекомендации по расчету параметров схемы и задания по исследованию электрических характеристик устройства с помощью набора необходимой измерительной аппаратуры, а также краткий список литературы, чтение которой даст более глубокое понимание принципов работы устройства. Описания лабораторных работ расположены в порядке возрастания сложности. При выполнении ряда заданий используются персональные компьютеры для расчета изучаемых радиотехнических схем и сопоставления расчетных данных с результатами лабораторных измерений.

Пособие содержит также описание рабочего места студента с краткими сведениями об измерительной аппаратуре и указания по ее применению.

Авторы глубоко признательны своим безвременно ушедшим коллегам Ю.В. Горохову и Ю.С. Коястантинову за активное участие в разработке и внедрении новой программы на ее начальной стадии. Авторы выражают благодарность сотрудникам кафедры радиофизики А.А. Руденко, В.П. Чекушину и В.А. Ярочкину за разработку программного обеспечения лабораторных работ.

ЧАСТЬ I. АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 1

ПРОСТЕЙШИЕ ЛИНЕЙНЫЕ RC-ЦЕПИ

Изучаются частотные и импульсные характеристики цепочек, составленных из резисторов и конденсаторов с сосредоточенными параметрами.

§1. Общие сведения о линейных пассивных цепях

В различных радиотехнических устройствах широко используются *линейные пассивные* цепи.

Линейные цепи – это цепи, для которых справедлив *принцип суперпозиции*: если на цепь действует несколько сигналов, то результат воздействия равен сумме результатов воздействия отдельных сигналов. Параметры линейных цепей не зависят от амплитуды и фазы сигнала. Различают линейные цепи, составленные из элементов с постоянными параметрами, и цепи с элементами, параметры которых меняются во времени (параметрические цепи).

Пассивные цепи – цепи, не содержащие источников ЭДС (цепь пассивно откликается на внешний сигнал). Энергия сигнала, проходящего через такую цепь, не может увеличиваться.

Линейные пассивные цепи могут включать элементы с сосредоточенными параметрами, трансформаторы и элементы с распределенными параметрами – отрезки линий передач и объемные резонаторы.

Далее мы будем рассматривать линейные пассивные цепи, состоящие только из *идеальных* сопротивлений, индуктивностей и емкостей с постоянными сосредоточенными параметрами, для которых справедливы соотношения

$$U_R = RI_R, \quad U_L = L dI_L/dt, \quad U_C = (1/C) \int I_C dt, \quad (1)$$

где U – падение напряжения на соответствующем элементе, I – ток, протекающий через него, R , L и C – постоянные величины (сопротивление, индуктивность и емкость).

Прохождение сигнала через линейные цепи описывается линейными дифференциальными уравнениями.

§2. Прохождение гармонического сигнала через линейную пассивную цепь

Рассмотрим прохождение через линейные пассивные цепи гармонического сигнала, записанного, например, в виде

$$F(t) = A_0 \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (2)$$

где A_0 – амплитуда, φ_0 – начальная фаза, $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ – круговая частота, f – частота, T – период сигнала. Частота гармонического сигнала не меняется при прохождении через линейную цепь из любого набора R , L и C с постоянными параметрами.

При анализе процессов, происходящих в линейных цепях под воздействием внешних гармонических сигналов, удобно вместо тригонометрической формы записи использовать комплексную форму. Это так называемый метод *комплексных амплитуд*, который основан на свойстве *периодичности* показательной функции мнимого аргумента и правилах действия с комплексными числами. Учитывая, что

$$e^{j(\omega t + \varphi)} = \cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi),$$

можно наряду с действительными выражениями для токов и напряжений ввести комплексную форму записи:

$$U(t) = U_0 e^{j(\omega t + \varphi_1)} = U_0 e^{j\varphi_1} e^{j\omega t} = U(j\omega) e^{j\omega t}, \quad (3)$$

$$I(t) = I_0 e^{j(\omega t + \varphi_2)} = I_0 e^{j\varphi_2} e^{j\omega t} = I(j\omega) e^{j\omega t},$$

где $I(j\omega)$ и $U(j\omega)$ – комплексные амплитуды токов и напряжений, не зависящие от времени. При этом реально действующие напряжения и токи будут описываться действительной или мнимой частью выражения (3) в зависимости от выбранной формы записи сигнала. Например, для случая (2), когда временное изменение сигнала описывается функцией косинуса, реальные напряжения будут определяться действительной частью (3). Свойства комплексных чисел позволяют при решении линейных уравнений произвести действия над всей комплексной функцией, а потом выделить действительную или мнимую часть, что часто оказывается более простым по сравнению с операциями с чисто вещественными величинами.

Для комплексных токов и напряжений справедливы законы Кирхгофа. Используя комплексные величины токов и напряжений, вместо выражения (1) для мгновенных амплитуд токов и

напряжений можно записать

$$U_R(j\omega) = RI_R(j\omega), \quad U_L(j\omega) = j\omega LI_L(j\omega), \quad U_C(j\omega) = \frac{I_C(j\omega)}{j\omega C},$$

где R , $j\omega L$, $1/(j\omega C)$ – коэффициенты пропорциональности между комплексными амплитудами напряжений и токов, называемые *импедансами* или комплексными сопротивлениями. Импеданс обычно обозначается символом $Z(j\omega)$. Для любой сложной цепи с конечным числом элементов импеданс $Z(j\omega) = U(j\omega)/I(j\omega)$ эквивалентен последовательному соединению чисто вещественного (омического) и чисто мнимого импедансов. В частности, импеданс цепи, составленной только из индуктивностей и емкостей, является чисто мнимым импедансом. Последнее перестает выполняться для цепей типа LC -фильтров, составленных из бесконечного числа элементов. Однако, строго говоря, бесконечное число элементов является математической идеализацией.

Правила сложения импедансов аналогичны правилам сложения омических сопротивлений. Импеданс $Z_{\text{общ}}$ нескольких последовательно включенных элементов с импедансами Z_1, Z_2, \dots равен $Z_{\text{общ}} = Z_1 + Z_2 + \dots$; при параллельном включении $1/Z_{\text{общ}} = 1/Z_1 + 1/Z_2 + \dots$.

При подаче гармонического сигнала на вход линейной пассивной цепи с постоянными параметрами сигнал на выходе также будет гармоническим, но может отличаться от входного по амплитуде и фазе. Связь выходного сигнала с входным описывается *передаточной функцией*, или *коэффициентом передачи* $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$. Величина $K(\omega) = |K(j\omega)|$ показывает, как меняется *амплитуда* сигнала при прохождении через цепь, а величина $\varphi(\omega) = \arg(K(j\omega))$ определяет *сдвиг фазы* выходного сигнала относительно входного. Например, если на входе электрической цепи действует напряжение $U_{\text{вх}}(j\omega)e^{j\omega t}$, а на выходе $U_{\text{вых}}(j\omega)e^{j\omega t}$, то величина $K(j\omega) = U_{\text{вых}}(j\omega)/U_{\text{вх}}(j\omega)$ называется *коэффициентом передачи цепи по напряжению* (безразмерная величина). Аналогично можно ввести коэффициент передачи по току. Иногда по значению входного тока $I_{\text{вх}}(j\omega)$ требуется найти выходное напряжение $U_{\text{вых}}(j\omega)$. Величина $K(j\omega) = U_{\text{вых}}(j\omega)/I_{\text{вх}}(j\omega)$ имеет при этом размерность сопротивления. В обратном случае величина $K(j\omega) = I_{\text{вых}}(j\omega)/U_{\text{вх}}(j\omega)$ имеет размерность проводимости.

Передаточная функция является важнейшей характеристикой цепи, так как ее знание позволяет, не решая уравнений, получить достаточную информацию о характере искажений при прохождении через цепь любого сложного сигнала.

В зависимости от назначения линейные пассивные цепи могут передавать сигналы с минимальными искажениями или преобразовывать форму входного сигнала по заданному закону. В связи с этим важной характеристикой электрических цепей является *полоса пропускания* $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ (ω_B и ω_H — верхняя и нижняя граничные частоты соответственно), в пределах которой изменение $K(\omega)$ не должно превышать заданной величины, например 3 дБ (не более чем в $\sqrt{2}$ раз).

Среди линейных пассивных цепей широкое распространение получили цепи, составленные из сопротивлений и емкостей с сосредоточенными параметрами. Они используются, например, в качестве переходных цепей для разделения переменных и постоянных составляющих сигналов, для фильтрации сигналов, для изменения формы импульсов. В тех случаях, когда необходимое преобразование можно выполнять без использования катушек индуктивностей, применение RC -цепей существенно упрощает схемы.

Далее будут рассмотрены только простейшие RC -цепочки и прохождение через них сигналов двух типов: гармонических сигналов и сигналов, имеющих форму прямоугольных импульсов.

§3. Простейшие RC -цепи

1. RC -цепь с омическим выходом — простейший фильтр верхних частот. Схема цепи приведена на рис. 1.

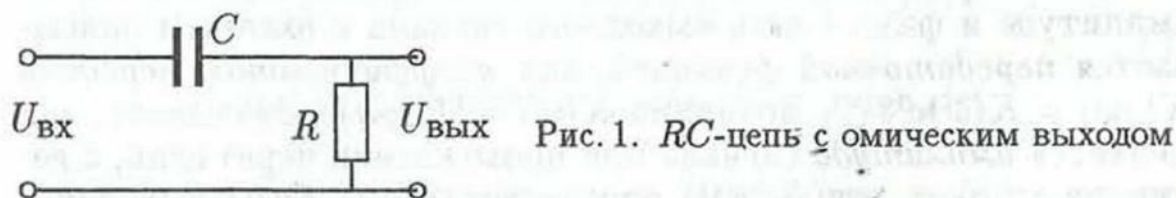


Рис. 1. RC -цепь с омическим выходом

Для этого случая $Z_{общ}(j\omega) = R + 1/(j\omega C)$. Комплексный коэффициент передачи по напряжению равен $K(j\omega) = R/(R + 1/(j\omega C))$. Модуль коэффициента передачи $K(\omega) = \omega RC / \sqrt{1 + (\omega RC)^2}$, сдвиг фазы $\varphi(\omega) = \text{arctg}(1/(\omega RC))$. Максимальный коэффициент передачи $K_{max} = |K(\infty)| = 1$.

Таким образом, если $F_{вх}(t)$ имеет вид $A_0 \cos(\omega t + \varphi_0)$, то

$$F_{вых}(t) = A_0 \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \cos(\omega t + \varphi_0 + \text{arctg}(1/(\omega RC))).$$

Нижняя граничная частота такой цепи ω_H , соответствующая величине $K(\omega) = 1/\sqrt{2}$, определяется из условия $\omega_H RC = 1$. На этой частоте сдвиг фазы $\varphi = \pi/4$. На рис. 2 приведены графики

амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик для этого случая. При увеличении частоты влияние цепочки на проходящий сигнал уменьшается.

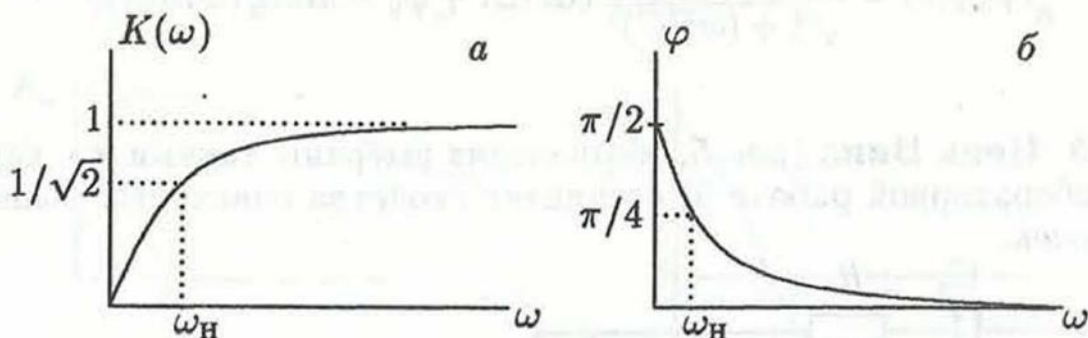
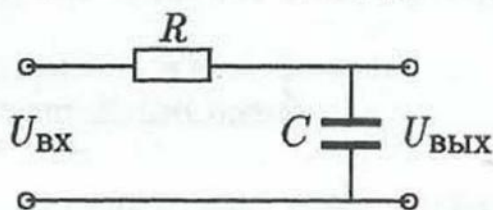


Рис. 2. Графики АЧХ (а) и ФЧХ (б) для RC-цепи с омическим выходом

2. RC-цепь с емкостным выходом – простейший фильтр нижних частот (рис. 3). В этом случае $Z_{\text{общ}}(j\omega) = R + 1/(j\omega C)$, коэффициент передачи равен $K(j\omega) = 1/(1 + j\omega RC)$, $K(\omega) = 1/\sqrt{1 + (\omega RC)^2}$, $\varphi = -\text{arctg}(\omega RC)$, $K_{\text{max}} = |K(0)| = 1$.

Рис. 3. RC-цепь с емкостным выходом



Графики АЧХ и ФЧХ для этого случая приведены на рис. 4.

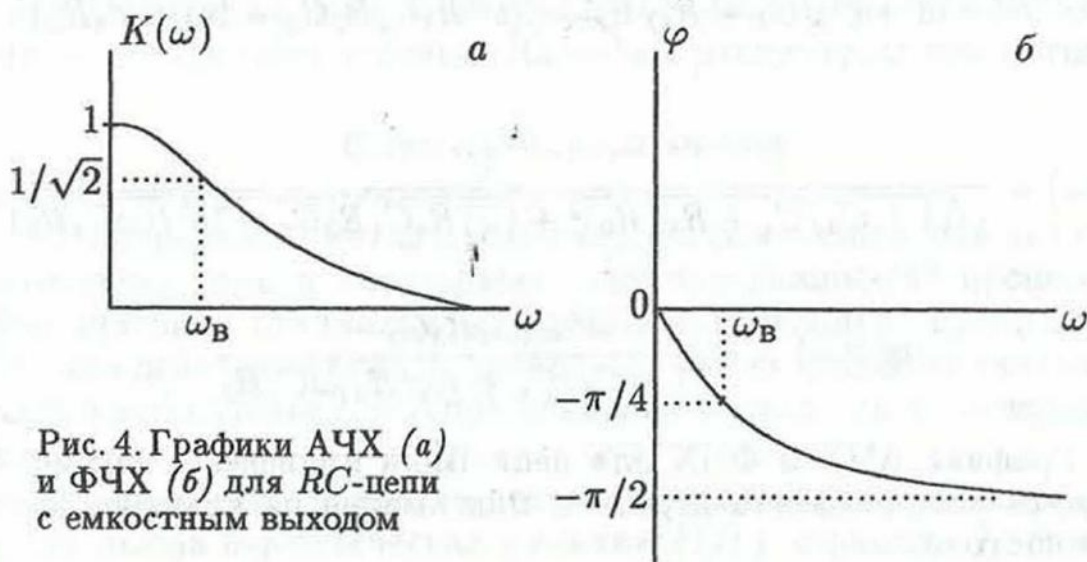


Рис. 4. Графики АЧХ (а) и ФЧХ (б) для RC-цепи с емкостным выходом

На низких частотах ($\omega \ll 1/(RC)$) величина $K(\omega) \rightarrow 1$. Верхняя частота ω_B , соответствующая условию $K(\omega_B) = 1/\sqrt{2}$, определяется из равенства $\omega_B RC = 1$. На частоте ω_B сдвиг фазы $\varphi = -\pi/4$. С ростом частоты влияние цепочки на сигнал увели-

чивается. Выходной сигнал равен

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \cos(\omega t + \varphi_0 - \arctg(\omega RC)).$$

3. Цепь Вина (рис. 5, обозначения выбраны такими же, как в лабораторной работе 5) соединяет свойства описанных выше цепочек.

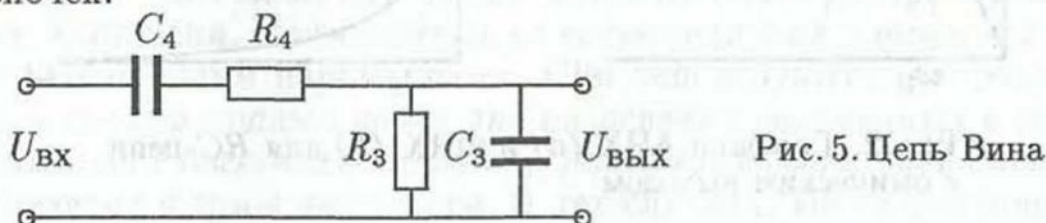


Рис. 5. Цепь Вина

На низких частотах цепь Вина ведет себя как простая RC -цепь с омическим выходом, а на высоких – как простая RC -цепь с емкостным выходом. Эта цепь эквивалентна RLC -контуре с добротностью, меньшей 0,5. Для цепи Вина

$$Z_{\text{общ}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_4} + R_4 + \frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_3},$$

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + C_3/C_4 + R_4/R_3 + j(\omega^2 R_4 C_4 R_3 C_3 - 1)/(\omega C_4 R_3)},$$

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 + C_3/C_4 + R_4/R_3)^2 + (\omega^2 R_4 C_4 R_3 C_3 - 1)^2/(\omega C_4 R_3)^2}},$$

$$\text{tg}\varphi(\omega) = -\frac{\omega^2 R_4 C_4 R_3 C_3 - 1}{(1 + C_3/C_4 + R_4/R_3)\omega C_4 R_3}.$$

Графики АЧХ и ФЧХ для цепи Вина приведены на рис. 6. Модуль коэффициента передачи максимален на квазирезонансной частоте

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{R_3 R_4 C_3 C_4}$$

и равен

$$K(\omega_0) = 1/(1 + C_3/C_4 + R_4/R_3).$$

Фазовый сдвиг на частоте ω_0 равен 0.

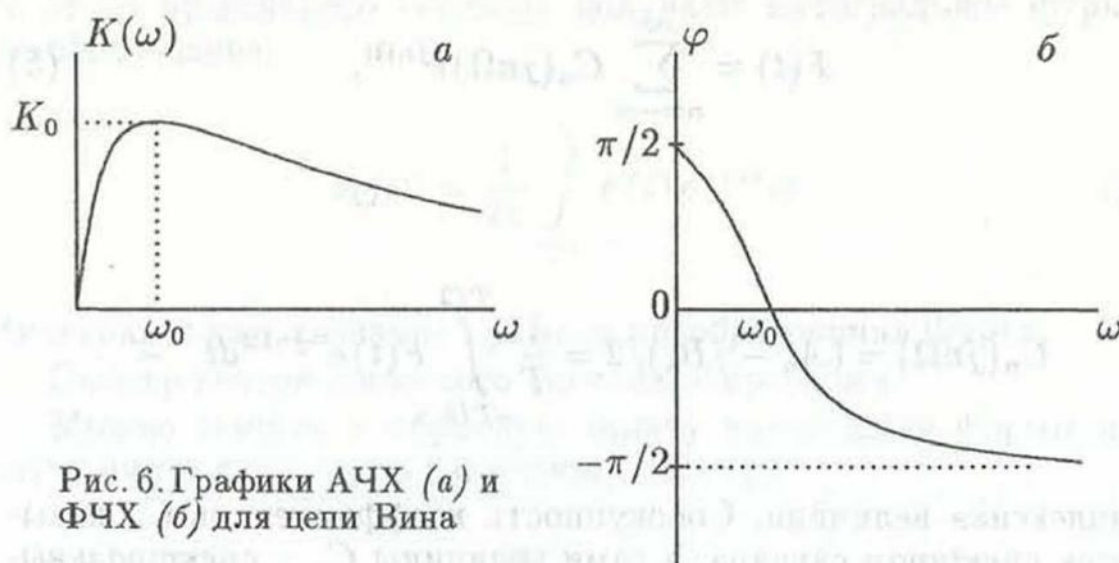


Рис. 6. Графики АЧХ (а) и ФЧХ (б) для цепи Вина

Цепь Вина используется при конструировании полосовых фильтров, генераторов, фазовращателей.

§4. Прохождение сигналов сложной формы через пассивные линейные цепи

При анализе воздействия на электрические цепи сигналов сложной формы часто используют принцип суперпозиции, заменяя сложный сигнал суммой более простых (базисных), для которых реакция цепи известна. Выбор базисного сигнала зависит от конкретных условий. Далее мы рассмотрим два метода.

Спектральный метод

Спектральный метод применяется для исследования как стационарных, так и переходных (неустановившихся) процессов. При описании стационарных процессов формально предполагают, что действие сигнала длится от $-\infty$ до $+\infty$. Для реальных систем это означает, что при действии сигнала на цепь переходные процессы в ней быстро затухают.

В основе спектрального метода лежит тот факт, что практически любая периодическая функция $F(t)$ с периодом T , описывающая радиосигналы, с помощью преобразования Фурье может быть представлена в виде суммы гармонических составляющих:

$$F(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\Omega t + B_n \sin n\Omega t), \quad (4)$$

где $\Omega = 2\pi f = 2\pi/T$, или

$$F(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n(jn\Omega) e^{jn\Omega t}, \quad (5)$$

где

$$C_n(jn\Omega) = (A_n - jB_n)/2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) e^{-jn\Omega t} dt -$$

комплексная величина. Совокупность коэффициентов C_n называется *спектром* сигнала, а сами величины C_n — *спектральными составляющими*. Спектр периодической функции дискретен. Расстояние между гармониками равно $f = 1/T$. При $|n| \rightarrow \infty$ амплитуды гармоник уменьшаются быстрее, чем n^{-2} .

Разложение функции в ряд по тригонометрическому или комплексному базису позволяет перейти от временного к частотному представлению сигнала, т.е. рассматривать сложный сигнал как сумму гармонических сигналов, действующих во времени от $-\infty$ до $+\infty$. В этом случае мы можем использовать результаты предыдущего параграфа.

Величина

$$S_n(jn\Omega) = \frac{C_n(jn\Omega)}{\Omega} = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) e^{-jn\Omega t} dt \quad (6)$$

(с точностью до коэффициента 2π в зависимости от определения) называется *спектральной характеристикой* или *спектральной функцией*. Модуль $S(jn\Omega)$ определяет амплитуду гармоник, а аргумент — их фазу. Тем самым $S(jn\Omega)$ полностью описывает сигнал. Знание спектральной функции позволяет оценить степень искажения сигнала на выходе цепи.

Преобразование Фурье может быть использовано и в случае непериодической функции, если она удовлетворяет дополнительному условию

$$\int_{-\infty}^{\infty} |F(t)| dt < +\infty.$$

Тогда $\Omega \rightarrow 0$ при $T \rightarrow \infty$. В этом случае $n\Omega$ можно заменить непрерывной функцией ω , а Ω — величиной $d\omega$. В результате этого предельного перехода получаем интегральное фурье-преобразование:

$$S(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (7)$$

Интеграл носит название *прямого преобразования Фурье*.

Спектр неперiodического сигнала непрерывен.

Можно решить и обратную задачу нахождения формы наблюдаемого сигнала по известному спектру:

$$F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (8)$$

Это *обратное преобразование Фурье*.

Рассмотрим для примера спектральные свойства прямоугольного импульса длительностью $\tau_{\text{И}}$ (рис. 7). Спектральная функция в этом случае равна

$$\begin{aligned} S(j\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\tau_{\text{И}}} U_0 e^{-j\omega t} dt = \frac{U_0}{2\pi j\omega} (1 - e^{-j\omega\tau_{\text{И}}}) = \\ &= \frac{U_0}{\pi} \frac{\sin(\omega\tau_{\text{И}}/2)}{\omega} e^{-j\omega\tau_{\text{И}}/2}. \end{aligned}$$

Рис. 7. Временная диаграмма прямоугольного импульса

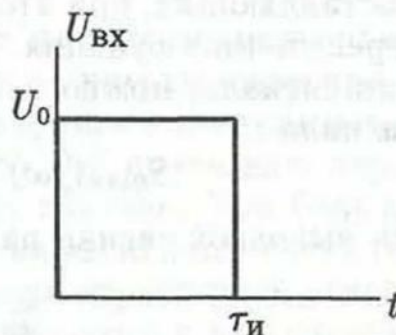


График зависимости модуля нормированной спектральной функции от частоты для прямоугольного импульса приведен на рис. 8.

В интервале частот $\omega = 0 \div 4\pi/\tau_{\text{И}}$ содержится основная часть энергии сигнала (около 90%).

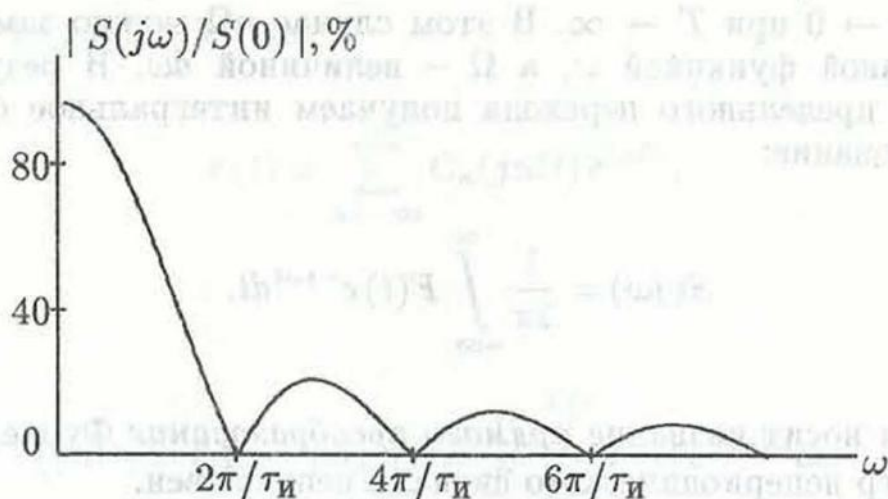


Рис. 8. График зависимости модуля нормированной спектральной функции $S(j\omega)$ от ω для прямоугольного импульса

Для *периодической последовательности* прямоугольных импульсов спектральная функция имеет вид

$$S(jn\Omega) = \frac{U_0}{2\pi jn\Omega} (1 - e^{-jn\Omega\tau_{\text{И}}}).$$

Непрерывный спектр превращается в дискретный. При этом форма огибающей частотного спектра не меняется.

В принципе, если известна спектральная функция сигнала и передаточная функция электрической цепи, то можно точно определить отклик системы на любое сложное внешнее воздействие, хотя фактическое получение аналитического выражения может представлять большие сложности.

Согласно принципу суперпозиции линейная цепь воспринимает сигнал как сумму воздействий отдельных гармонических составляющих, при этом каждой гармонике соответствует своя передаточная функция. Тогда, зная спектральную функцию входного сигнала, можно найти спектральную функцию выходного сигнала :

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = S_{\text{ВХ}}(j\omega)K(j\omega).$$

Отсюда выходной сигнал равен

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ВХ}}(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t}d\omega.$$

Реально не существует цепей, которые пропускали бы все спектральные компоненты, поэтому форма выходного сигнала

всегда будет отличаться от формы входного. Выбор ширины полосы пропускания цепи зависит от требований к степени искажения импульсов на выходе. Для получения малых искажений обычно полоса выбирается равной $\Delta f = \Delta\omega/2\pi \simeq (2 \div 3)/\tau_{\text{И}}$.

Рассмотрим применение спектрального метода на примере прохождения прямоугольного импульса через простейшие RC -цепи.

RC -цепь с омическим выходом. Из сравнения спектральных характеристик прямоугольного импульса (рис. 8) и передаточной характеристики RC -цепи с омическим выходом (рис. 2) следует, что наибольшие искажения должны наблюдаться на плоской части (вершине) импульса, т.е. там, где наибольший вклад дают низкочастотные составляющие. Чем меньше величина RC по сравнению с $\tau_{\text{И}}$, тем сильнее эти искажения. Таким образом, форма выходного сигнала будет определяться соотношением RC и $\tau_{\text{И}}$.

Спектральная функция выходного сигнала с учетом передаточной функции цепи будет равна

$$S(j\omega) = \frac{U_0 RC (1 - e^{-j\omega\tau_{\text{И}}})}{2\pi(1 + j\omega RC)}.$$

Отсюда

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{U_0 RC}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} ((1 - e^{-j\omega\tau_{\text{И}}})/(1 + j\omega RC)) e^{j\omega t} d\omega. \quad (9)$$

Интегрируя (9), находим

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0 e^{-t/RC} \quad \text{при } 0 < t < \tau_{\text{И}}, \quad (10)$$

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0 (1 - e^{-\tau_{\text{И}}/RC}) e^{-(t-\tau_{\text{И}})/RC} \quad \text{при } t > \tau_{\text{И}}. \quad (11)$$

На рис. 9,а показано изменение формы прямоугольного импульса на выходе RC -цепочки с омическим выходом при различном соотношении длительности импульса и величины $\tau_{RC} = RC$ (постоянной времени цепи). На рис. 9,б приведены переходные характеристики RC -цепи для этих случаев. При больших значениях τ_{RC} по сравнению с $\tau_{\text{И}}$ форма выходного сигнала близка к форме входного. В этом случае цепь играет роль разделительной, или переходной, и обычно используется для отсекаания постоянной составляющей. Значения R и C зависят от допуска на возможный спад плоской части ΔU_0 (см. рис. 9,а). Если обозначить через α величину $\Delta U_0/U_0$, то согласно [5]

$$\tau_{RC} = RC = \tau_{\text{И}} / \ln(1/(1 - \alpha)).$$

При уменьшении отношения $\tau_{RC}/\tau_{И}$ форма сигнала сильно искажается, при этом наибольшее искажение наблюдается на плоской части импульса. При малых значениях $\tau_{RC}/\tau_{И}$ выходной импульс превращается в два импульса разной полярности, начало которых совпадает с фронтом и срезом входного импульса. Длительность импульса одной полярности может быть значительно меньше длительности входного импульса. Поэтому такая цепь называется *укорачивающей*.

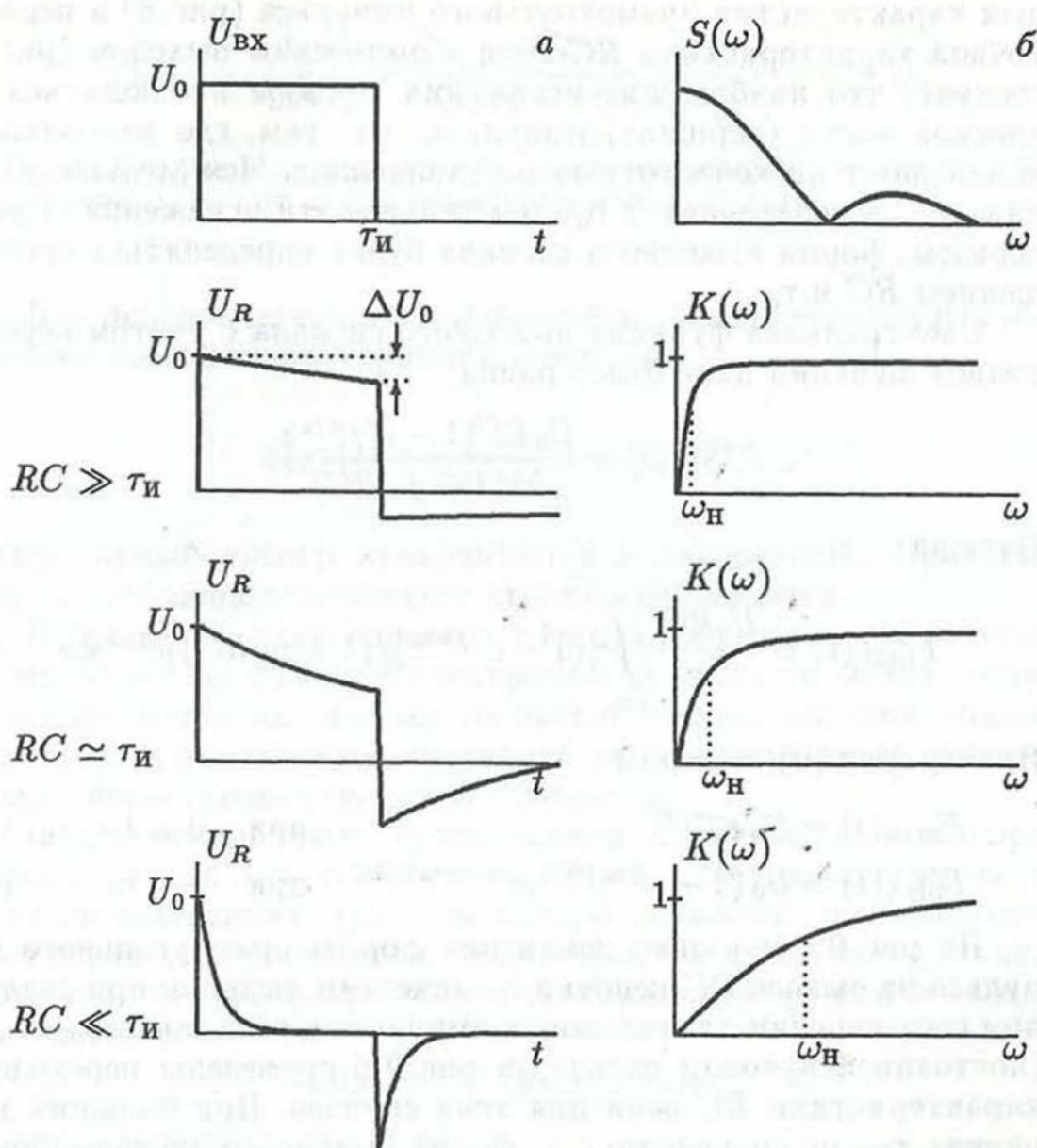
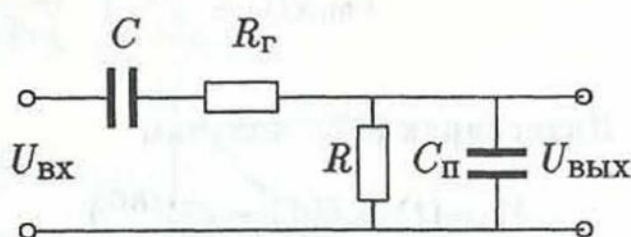


Рис. 9. Форма прямоугольного импульса на выходе RC -цепи с омическим выходом (а) и вид передаточных характеристик (б) при различном соотношении $\tau_{И}$ и τ_{RC} цепи. Верхний график на рис. б – спектральная функция прямоугольного импульса. Масштаб по оси абсцисс на всех графиках б одинаков

Казалось бы, уменьшая R или C , можно получить сколь угодно короткий импульс. Однако этот вывод справедлив только для идеального случая бесконечно малого времени нарастания и спада фронтов, отсутствия в цепях паразитных емкостей C_{Π} , нулевого внутреннего сопротивления генератора R_{Γ} , формирующего прямоугольный импульс. Реально из-за перечисленных выше причин длительность импульса может уменьшаться только до определенного предела, а максимальная амплитуда выходного напряжения падает при уменьшении RC . Практика показывает, что уменьшая R и C , можно получить выходной импульс длительностью порядка 0,1 мкс.

Простая RC -цепь с омическим выходом с учетом R_{Γ} и C_{Π} (паразитной емкости нагрузки) изображена на рис. 10.

Рис. 10. RC -цепь с омическим выходом с учетом выходного сопротивления генератора R_{Γ} и паразитной емкости C_{Π}



Для быстрых процессов (на фронте и срезе импульса) она представляет собой цепь с емкостным выходом, а для медленных (на плоской части импульса) — цепь с омическим выходом.

Эпюры выходного сигнала при различных соотношениях R, C и R_{Γ}, C_{Π} приведены на рис. 11.

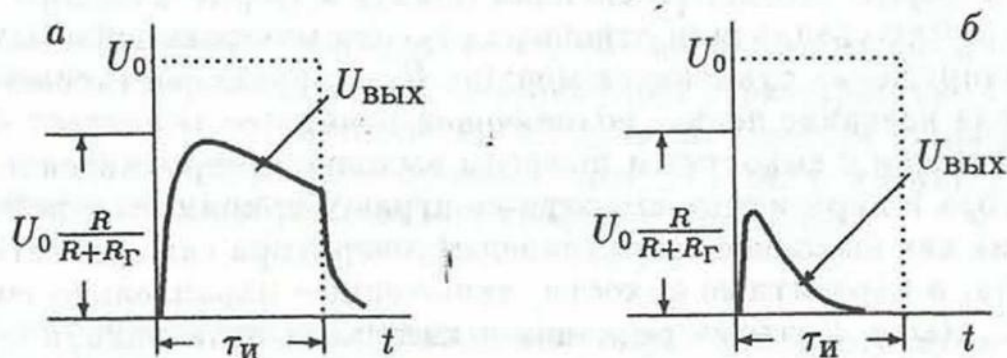


Рис. 11. Выходной сигнал в цепи рис.10: а — $R \gg R_{\Gamma}, C \gg C_{\Pi}$; б — R, C сравнимы с R_{Γ}, C_{Π}

При $t < \tau_{\text{И}}$ выходной сигнал описывается приближенной формулой [6]

$$U_{\text{ВЫХ}} = AU_0(e^{-t/\tau_2} - e^{-t/\tau_1}),$$

где $\tau_1 \simeq R_{\Gamma}C_{\Pi}$, $\tau_2 = R(C + C_{\Pi})$, $A \simeq 1/(1 + R_{\Gamma}/R + C_{\Pi}/C)$.

RC-цепь с емкостным выходом. Из вида передаточной характеристики цепи (см. рис. 4) следует, что в этом случае ограничение спектра происходит со стороны высоких частот, т.е. в первую очередь должно наблюдаться искажение крутых фронтов импульса.

Если на вход RC-цепи с емкостным выходом подан прямоугольный импульс, то спектральная функция выходного сигнала равна

$$S(j\omega) = \frac{U_0}{2\pi j\omega} (1 - e^{-j\omega\tau_{\text{и}}}) / (1 + j\omega RC),$$

а выходной сигнал

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{U_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1 - e^{-j\omega\tau_{\text{и}}}}{j\omega(1 + j\omega RC)} e^{j\omega t} d\omega. \quad (12)$$

Интегрируя (12), получим

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0(1 - e^{-t/RC}) \quad \text{при } 0 < t < \tau_{\text{и}}, \quad (13)$$

$$F_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0(1 - e^{-\tau_{\text{и}}/RC}) e^{-(t-\tau_{\text{и}})/RC} \quad \text{при } t > \tau_{\text{и}}. \quad (14)$$

Графики выходного напряжения для различных соотношений RC и $\tau_{\text{и}}$ показаны на рис. 12, а. На рис. 12, б приведены передаточные характеристики RC-цепи с емкостным выходом для этих случаев. При постоянной цепи τ_{RC} , малой по сравнению с $\tau_{\text{и}}$, цепь пропускает большую часть спектральных составляющих и форма выходного сигнала близка к форме входного импульса. При увеличении отношения $\tau_{RC}/\tau_{\text{и}}$ максимальное выходное напряжение становится меньше U_0 , импульс растягивается (отсюда название цепи — *удлиняющая цепь*).

Для цепи с емкостным выходом выходное сопротивление генератора и паразитные емкости не играют принципиальной роли, так как выходное сопротивление генератора складывается с R цепи, а паразитные емкости, включенные параллельно емкости C , малы. Поэтому реальная и идеальная цепи практически мало отличаются друг от друга.

Временной метод

Известно [8], что использование спектрального метода встречает определенные трудности в случае разрывных функций. В частности, для прямоугольных импульсов точки $t = 0$ и $t = \tau_{\text{и}}$ требуют специального рассмотрения. При этом временной подход оказывается значительно проще.

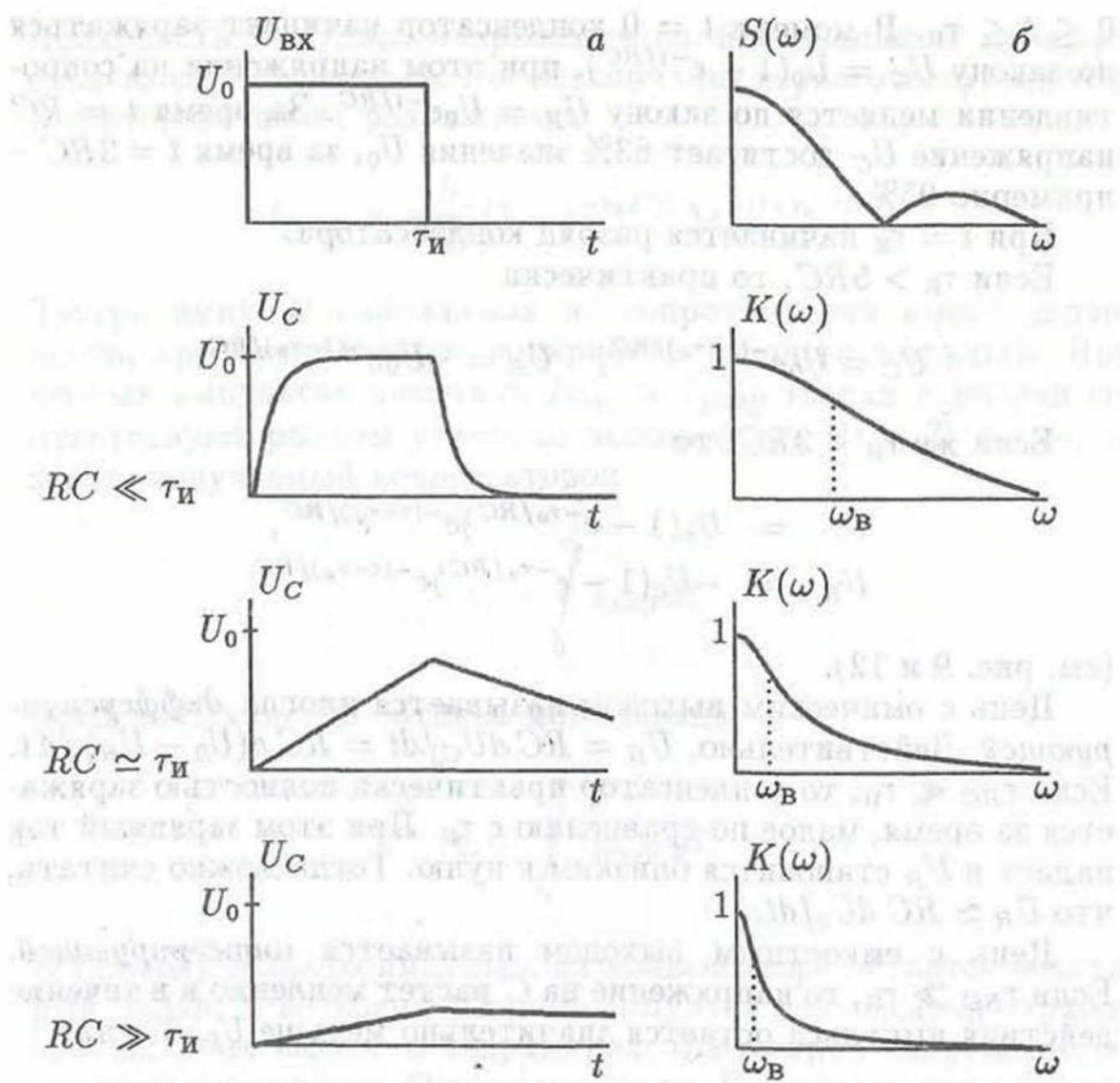


Рис. 12. Форма прямоугольного импульса на выходе RC -цепи с емкостным выходом (а) и вид передаточных характеристик (б) при различном соотношении $\tau_{и}$ и τ_{RC} цепи. Верхний график на рис. б – спектральная функция прямоугольного импульса. Масштаб по оси абсцисс на всех графиках б одинаков

Если рассматривать прохождение прямоугольного импульса через RC -цепь не в частотном, а во временном представлении, то форма выходного импульса определяется тем, насколько конденсатор C успевает зарядиться за время действия входного импульса и насколько – разрядиться после его окончания.

Выражения (10), (11), (13) и (14) могут быть легко получены прямым решением дифференциального уравнения для RC -цепи:

$$U_{вх} = U_c + RC \frac{dU_c}{dt}$$

с начальными условиями $U_{вх} = 0$ при $t < 0$, $U_{вх} = U_0$ при

$0 \leq t \leq \tau_{\text{н}}$. В момент $t = 0$ конденсатор начинает заряжаться по закону $U_C = U_0(1 - e^{-t/RC})$, при этом напряжение на сопротивлении меняется по закону $U_R = U_0 e^{-t/RC}$. За время $t = RC$ напряжение U_C достигает 63% значения U_0 , за время $t = 3RC$ — примерно 95%.

При $t = \tau_{\text{н}}$ начинается разряд конденсатора.

Если $\tau_{\text{н}} > 5RC$, то практически

$$U_C = U_0 e^{-(t-\tau_{\text{н}})/RC}, \quad U_R = -U_0 e^{-(t-\tau_{\text{н}})/RC}.$$

Если же $\tau_{\text{н}} < 3RC$, то

$$\begin{aligned} U_C &= U_0(1 - e^{-\tau_{\text{н}}/RC}) e^{-(t-\tau_{\text{н}})/RC}, \\ U_R &= -U_0(1 - e^{-\tau_{\text{н}}/RC}) e^{-(t-\tau_{\text{н}})/RC} \end{aligned}$$

(см. рис. 9 и 12).

Цепь с омическим выходом называется иногда *дифференцирующей*. Действительно, $U_R = RC dU_C/dt = RC d(U_0 - U_R)/dt$. Если $\tau_{RC} \ll \tau_{\text{н}}$, то конденсатор практически полностью заряжается за время, малое по сравнению с $\tau_{\text{н}}$. При этом зарядный ток падает и U_R становится близким к нулю. Тогда можно считать, что $U_R \simeq RC dU_0/dt$.

Цепь с емкостным выходом называется *интегрирующей*. Если $\tau_{RC} \gg \tau_{\text{н}}$, то напряжение на C растет медленно и в течение действия импульса остается значительно меньше U_0 . Тогда

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_0 - U_C}{R} dt \simeq \frac{1}{RC} \int_0^t U_0 dt.$$

Рассмотрим теперь прохождение через простейшие RC -цепочки *последовательности* положительных прямоугольных импульсов.

Если τ_{RC} много меньше периода повторения импульсов T , то очевидно, что результат, полученный для одиночных импульсов, остается справедливым и для периодической последовательности этих импульсов.

Если же τ_{RC} сравнима с периодом T или больше него, то последовательность импульсов на выходе цепи будет иметь ряд особенностей.

С приходом первого импульса начинается заряд конденсатора и через сопротивление R течет ток

$$I_{\text{зар}} = C dU_C/dt = (U_0/R) e^{-t/RC}$$

Полярность импульса напряжения на R совпадает с полярностью входного импульса. После окончания первого импульса конденсатор начинает разряжаться:

$$I_{\text{разр}} = -\frac{U_0}{R}(1 - e^{-\tau_n/RC})e^{-(t-\tau_n)/RC}.$$

Теперь импульс напряжения на сопротивлении имеет полярность, противоположную полярности входного импульса. При первых импульсах величина $I_{\text{зар}} > I_{\text{разр}}$ (заряд и разряд соответствуют разным участкам экспоненты). Если $T < \tau_{RC}$, то заряд, получаемый конденсатором,

$$q_1 = \int_0^{\tau_n} I_{\text{зар}} dt$$

оказывается больше отдаваемого заряда

$$q_2 = \int_{\tau_n}^T I_{\text{разр}} dt.$$

К приходу второго импульса на конденсаторе остается некоторый заряд, и во время второго импульса конденсатор заряжается до более высокого напряжения. Постепенно напряжение на конденсаторе растет. Одновременно на R уменьшается постоянная составляющая и увеличивается отрицательный импульс в паузах. *Последовательность однополярных импульсов превращается в последовательность разнополярных импульсов.*

С течением времени напряжение на емкости U_C растет, а зарядный ток и приращение U_C уменьшаются. После нескольких импульсов наступает динамическое равновесие, при котором $q_1 = q_2$. Это означает, что

$$R \int_0^{\tau_n} I_{\text{зар}} dt = R \int_{\tau_n}^T I_{\text{разр}} dt,$$

т.е. площади S_1 и S_2 (рис. 13), охватываемые положительными и отрицательными импульсами, равны. В последовательности выходных импульсов $U_R(t)$ теперь отсутствует постоянная составляющая. Физически это является отражением того факта, что постоянный ток через конденсатор не протекает. Среднее напряжение на C оказывается равным постоянной составляющей

входного напряжения. Для последовательности положительных прямоугольных импульсов с амплитудой U_0 она равна $U_0\tau_{и}/T$.

Характер изменения напряжения на R и C показан на рис. 13.

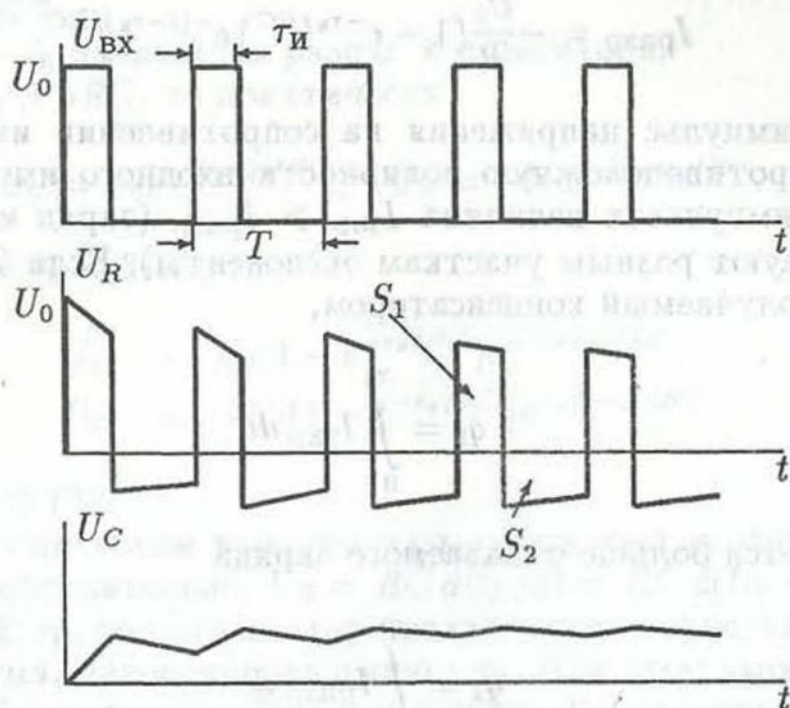


Рис. 13. Изменение последовательности прямоугольных импульсов при прохождении через простую RC -цепь при $\tau_{RC} \gg T$

При анализе прохождения сигнала произвольной формы при временном подходе также используют принцип суперпозиции с базисными сигналами, имеющими вид единичных скачков напряжения. Форма единичных скачков может быть различной.

1. Скачок напряжения имеет вид

$$\Delta U = 0 \quad \text{при } t < 0, \quad \Delta U = 1 \quad \text{при } t \geq 0.$$

Любой сигнал в этом случае может быть представлен суммой положительных и отрицательных скачков напряжений, действующих друг за другом через равные промежутки времени (рис. 14). Например, прямоугольный импульс может быть представлен суммой двух скачков:

$$\Delta U = U_0 \quad \text{при } t = 0 \quad \text{и} \quad \Delta U_1 = -U_0 \quad \text{при } t = \tau_{и}.$$

При таком подходе цепь характеризуется *переходной функцией* $h(t)$, которая показывает зависимость выходного сигнала от времени при подаче на вход цепи единичного скачка напряжения

при нулевых начальных условиях. Если скачок напряжения на входе равен ΔU_0 , то $U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_0 h(t)$.

При положительном скачке напряжения для RC -цепи с омическим выходом $h(t) = e^{-t/RC}$, для RC -цепи с емкостным выходом $h(t) = 1 - e^{-t/RC}$.

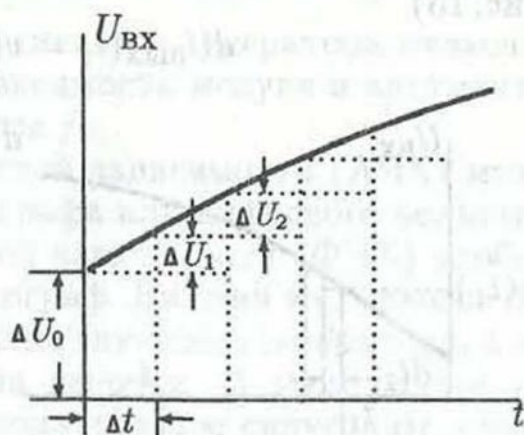


Рис. 14. Представление сигнала $U(t)$ в виде наложения скачков напряжения

Для любого сигнала, имеющего разрыв только в точке $t = 0$,

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \Delta U_0 h(t) + \Delta U_1 h(t - \Delta t) + \dots + \Delta U_n h(t - n\Delta t).$$

Приращение выходного напряжения за k -й промежуток Δt равно

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_k h(t - \tau),$$

где τ - момент появления k -го скачка.

При $\Delta t \rightarrow 0$

$$dU_{\text{ВЫХ}} = \frac{dU(\tau)}{d\tau} h(t - \tau) d\tau$$

и

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(t) &= \Delta U_0 h(t) + \int_0^t \frac{dU(\tau)}{d\tau} h(t - \tau) d\tau = \\ &= \Delta U_0 h(t) + \int_0^t \frac{dU(t - \tau)}{d\tau} h(\tau) d\tau. \end{aligned}$$

В интеграле нижний предел принимается равным моменту появления сигнала на входе; t - момент времени, для которого ищется отклик системы на входной сигнал.

2. Базисным сигналом является **единичный импульс**, имеющий вид δ -функции: $\delta(t) \equiv 0$ при $t \neq 0$ и $\delta(0) = \infty$

при условии $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$. Цепь характеризуется *импульсной переходной характеристикой* $g(t)$, которая равна импульсной функции на выходе системы при воздействии на вход единичного входного импульса.

Реакцию цепи в момент t на входной импульсный сигнал $v(t_1) dt_1$, действующий в момент t_1 , можно записать в виде (рис. 15)

$$dU_{\text{ВЫХ}}(t) = v(t_1)g(t - t_1) dt_1.$$

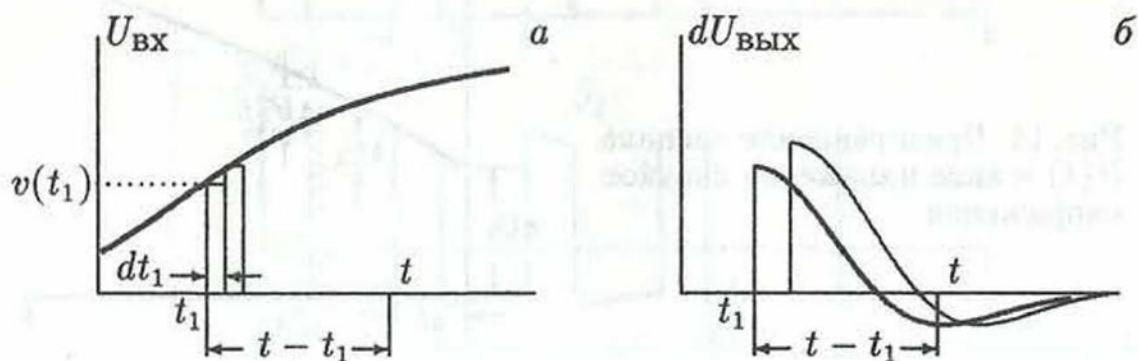


Рис. 15. Представление входного сигнала в виде суммы импульсных сигналов (а) и реакция цепи на входные импульсные сигналы (б)

Представляя входной сигнал в виде суммы импульсных сигналов и суммируя вклады от отдельных импульсных сигналов, получим

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^t v(t_1)g(t - t_1) dt_1 = \int_0^{\infty} v(t - \tau)g(\tau) d\tau -$$

интеграл свертки. Здесь τ — время запаздывания, т.е. отклик системы рассматривается через время τ после появления сигнала на входе.

Пользуясь формулами прямого и обратного преобразований Фурье (7) и (8), можно установить связь между переходными функциями и передаточной характеристикой цепи.

§5. Практическая часть

1. Измерение АЧХ и ФЧХ RC-цепи с омическим выходом

1.1. По заданному значению f_H рассчитайте параметры R и C для цепочки с омическим выходом и соберите ее, предварительно измерив фактическую емкость конденсатора и сопротивление

резистора. Для того чтобы входное сопротивление измерительного прибора (осциллографа или цифрового вольтметра) $R_{\text{нагр}}$ не влияло на результаты измерений, необходимо, чтобы величины R и $R_{\text{нагр}}$ удовлетворяли условию

$$R \ll R_{\text{нагр}}.$$

1.2. Подайте на вход цепочки сигнал с генератора низкочастотных колебаний и снимите зависимость модуля и аргумента коэффициента передачи от частоты f .

Измерение амплитудно-частотной зависимости (АЧХ) можно проводить с помощью осциллографа или цифрового вольтметра. Для измерения фазочастотной зависимости (ФЧХ) удобно использовать двухлучевой осциллограф. На один из Y -входов осциллографа подайте сигнал с выхода звукового генератора, а на другой Y -вход – сигнал с выхода цепочки. В этом случае на экране осциллографа будут наблюдаться две синусоиды, сдвинутые относительно друг друга. Набег фазы (в градусах) будет равен $360^\circ \Delta L/L$, где L – длина периода, ΔL – горизонтальный сдвиг сигналов, измеренные на экране осциллографа для каждой частоты.

Набег фазы можно также определить по фигурам Лиссажу. Для этого осциллограф переводится в режим внешней развертки, на вход X подается сигнал с выхода генератора, а на Y -вход – сигнал с выхода цепочки. В этом случае на экране осциллографа будет наблюдаться эллипс. Фазовый сдвиг определяется по формуле $\varphi = \arcsin(y_1/y_2)$, где y_1 – ордината точки эллипса при $x = 0$, y_2 – ордината точки эллипса, в которой $dy/dx = 0$. Центр эллипса соответствует координатам $(0, 0)$. Знак φ при таком способе не определяется.

1.3. Сравните экспериментальные кривые с расчетными.

2. Измерение АЧХ и ФЧХ RC -цепи с емкостным выходом

2.1. Выполните задание пп. 1.1 – 1.3 для RC -цепочки с емкостным выходом. В этом случае параметры цепочки рассчитываются по значению f_B .

3. Измерение АЧХ и ФЧХ цепи Вина

3.1. По заданному значению частоты f_0 рассчитайте параметры цепочки Вина для случая $R_3 = R_4$, $C_3 = C_4$ и соберите ее.

3.2. Выполните задание п. 1.2.

3.3. Включите ЭВМ и вызовите программу, предназначенную для расчета АЧХ и ФЧХ цепи Вина и ввода экспериментальных данных. Порядок работы с ЭВМ изложен в отдельной инструкции. В соответствии с программой введите экспериментальные точки. По окончании работы программы на дисплее появится изображение теоретических АЧХ и ФЧХ цепи Вина вместе с экспериментальными точками.

3.4. Используя программу ЭВМ, сравните теоретические АЧХ и ФЧХ цепи Вина при постоянной f_0 и следующих соотношениях R_3, R_4, C_3 и C_4 : $R_3/R_4 = 0,1$ и 10 , $C_3/C_4 = 0,1$ и 10 . Объясните наблюдаемые изменения зависимостей АЧХ и ФЧХ.

4. Изучение прохождения прямоугольного импульса через RC -цепь с омическим выходом

4.1. Задайте длительность $\tau_{и}$ и период повторения импульсов T . Величины $\tau_{и}$ и T должны выбираться исходя из следующих соображений:

1) период повторения должен быть меньше 200 мс (максимальный период следования для генератора типа Г5-63), но много больше постоянной времени τ_{RC} цепи. В этом случае каждый импульс можно рассматривать как одиночный. Учтите, что при малой частоте повторения импульс трудно наблюдать на экране осциллографа.

Рекомендуется выбрать $\tau_{и}$ и T в следующих пределах:

$$1 \text{ мкс} \ll \tau_{и} \ll 100 \text{ мкс},$$

$$100 \text{ мкс} \ll T \ll 1 \text{ мс};$$

2) $\tau_{и}$ не должна быть больше $0,2T$ согласно техническим условиям эксплуатации импульсных генераторов типа Г5-63.

4.2. По выбранным $\tau_{и}$ и T рассчитайте параметры RC -цепи с омическим выходом для случаев: а) $\tau_{и} < 3RC$, б) $\tau_{и} > 3RC$.

Величины сопротивлений R и $R_{нагр}$ должны удовлетворять условию

$$R \ll R_{нагр}$$

по причинам, аналогичным рассмотренным в п. 1.1.

4.3. Подайте на вход цепочки последовательность прямоугольных импульсов произвольной амплитуды. Пронаблюдайте на экране осциллографа форму отдельного выходного импульса для случаев $\tau_{и} < 3RC$ и $\tau_{и} > 3RC$. Зарисуйте эпюры напряжений. Измерения следует проводить в режиме ждущей развертки или в режиме внешней синхронизации развертки осциллографа.

4.4. Оцените, какая часть спектра импульсов проходит через цепь в случаях *a* и *б* п. 4.2. Для этого по параметрам *RC*-цепи рассчитайте значение нижней граничной частоты ω_H цепочки и определите ее положение на графиках зависимости спектральной функции от частоты (см. рис. 8) для обоих случаев.

5. Изучение прохождения последовательности прямоугольных импульсов через *RC*-цепь с омическим выходом

5.1. Используя значения τ_H и T предыдущего задания, рассчитайте и соберите *RC*-цепочку с омическим выходом при $\tau_{RC} \gg T$. Выберите длительность развертки, при которой на экране наблюдается несколько входных импульсов. Зарисуйте эпюры напряжений на входе и выходе цепочки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крылов Н.Н. Теоретические основы радиотехники. М.;Л.: Морской транспорт, 1953.
2. Бонч-Бруевич А.М. Радиозлектроника в экспериментальной физике. М.: Наука, 1966.
3. Зельдович Я.Б., Яглом И.М. Высшая математика для начинающих физиков и техников. М.: Наука, 1987.
4. Иццоки Я.С. Импульсная техника. М.: Сов. радио, 1949.
5. Регельсон Я.М., Кузнецов А.В., Пятибратов А.П. Импульсная техника. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1967.
6. Гольденберг Л.Н. Импульсные и цифровые устройства. М.: Связь, 1973.
7. Радиотехнические цепи и сигналы / Под ред. К.А.Самойло. М.: Радио и связь, 1982.
8. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров / Пер. с франц. Под ред. К.С.Шифрина. М.: Наука, 1965.
9. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие. 5-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1994.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 2

УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ТРАНЗИСТОРЕ

Изучается работа усилителя низкой частоты на биполярном транзисторе. Проводится расчет усилителя по заданным параметрам, монтаж схемы и снятие характеристик усилителя.

§1. Введение

В приемных и передающих радиоэлектронных устройствах важной составной частью являются усилители сигналов. В усилителях осуществляется увеличение мощности сигналов за счет энергии сторонних источников, в большинстве случаев источников постоянного напряжения. В параметрических усилителях в качестве стороннего источника энергии используется генератор переменного напряжения или тока (генератор накачки), периодически изменяющий реактивный параметр усилительного устройства. Во всех случаях усиление входных сигналов происходит за счет управления той частью энергии, которая отбирается от стороннего источника (рис. 1). Именно способность увеличивать мощность сигнала отличает усилители от других устройств, например трансформаторов, в которых повышение тока или напряжения происходит без увеличения мощности.



Рис. 1. Схема, поясняющая принцип усиления сигналов

В радиотехнических устройствах применяются усилители, активными элементами в которых являются электронные лампы, транзисторы или микросхемы.

В зависимости от функционального назначения и рабочего диапазона частот различают усилители постоянного тока (УПТ), низких (звуковых) частот (УНЧ), радио- и телевизионных сигналов (УВЧ), широкополосные импульсные и узкополосные резонансные усилители.

Далее рассматривается работа усилителя низкой частоты. Эти усилители широко используются в радиопередающих и радиоприемных устройствах, в измерительной аппаратуре, а также являются необходимой частью звукозаписывающих и звуковоспроизводящих приборов.

§2. Основные параметры усилителя

Каждый усилитель можно охарактеризовать набором параметров, определяющих возможности его применения. К числу важнейших параметров относятся коэффициент передачи, диапазон частот усиливаемых сигналов, максимальный уровень выходных неискаженных сигналов, входное и выходное сопротивление, уровень собственных шумов, температурная стабильность и ряд других [1, 4]. Ниже рассмотрены основные параметры, необходимые для расчета учебной схемы УНЧ.

1. *Коэффициент передачи.* Коэффициентом передачи называется отношение величины сигнала на выходе к величине сигнала на входе. В зависимости от того, какие величины характеризуют усиливаемые сигналы, различают коэффициенты передачи по напряжению K_U , по току K_I и по мощности K_P . Величины K_U и K_I могут быть комплексными, если выходной сигнал не совпадает по фазе с входным. Тогда $K_U = K_U(j\omega)$ и $K_I = K_I(j\omega)$. Модуль комплексного коэффициента передачи $K = |K(j\omega)|$ называется коэффициентом усиления.

2. *Диапазон частот.* Зависимость коэффициента передачи от частоты выражается двумя характеристиками (рис. 2):

амплитудно-частотной (АЧХ) $K = |K(j\omega)|$,
 фазочастотной (ФЧХ) $\varphi = \arg[K(j\omega)]$.

Диапазон усиливаемых сигналов определяется частотным интервалом $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$, в пределах которого изменения коэффициента усиления K не превышают допустимого значения. Обычно нижнюю ω_H и верхнюю ω_B границы диапазона оценивают по уровню изменения коэффициента усиления на 3 дБ (в 2 раза по мощности и в $\sqrt{2}$ раз по напряжению или току) относительно K_0 — коэффициента усиления на квазирезонансной частоте $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_B}$. Иногда используются и другие критерии определения ширины полосы пропускания усилителя.

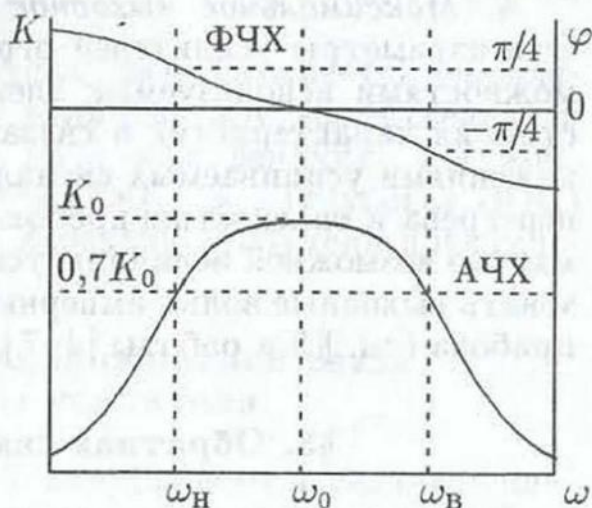


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ усилителя низкой частоты

3. *Входное и выходное сопротивление.* Входным комплексным сопротивлением $Z_{ВХ}$ называется отношение входного напряжения $U_{ВХ}$ к входному току $I_{ВХ}$. Выходным комплексным сопротивлением $Z_{ВЫХ}$ называется отношение напряжения, поданного

на выход усилителя $U_{\text{ВЫХ}}$, к протекающему при этом току на выходе $I_{\text{ВЫХ}}$. Из-за внутренних связей, имеющих в транзисторах, входное сопротивление усилителя зависит от сопротивления нагрузки $Z_{\text{нагр}}$, а выходное — от внутреннего сопротивления генератора сигналов Z_{Γ} .

Знание входных и выходных сопротивлений необходимо при соединении усилителя с другими приборами. Требования к этим параметрам определяются конкретными условиями применения усилителя. Так, для передачи максимальной мощности от генератора к усилителю нужно обеспечить выполнение условия сопряженного согласования:

$$Z_{\Gamma} = Z_{\text{ВХ}}^*, \quad \text{т.е.} \quad \text{Re}Z_{\Gamma} = \text{Re}Z_{\text{ВХ}}, \quad \text{Im}Z_{\Gamma} = -\text{Im}Z_{\text{ВХ}}.$$

При усилении напряжения требуется выполнить условие, при котором $|Z_{\Gamma}| \ll |Z_{\text{ВХ}}|$. В этом случае усилитель не будет шунтировать выход генератора. Из этих же соображений входное сопротивление нагрузки $|Z_{\text{нагр}}|$, включенной на выходе усилителя, должно значительно превышать выходное сопротивление усилителя $|Z_{\text{ВЫХ}}|$.

При усилении тока следует выполнить условия $|Z_{\Gamma}| \gg |Z_{\text{ВХ}}|$ и $|Z_{\text{ВЫХ}}| \gg |Z_{\text{нагр}}|$. Этот случай характерен, в частности, для многокаскадных усилителей на биполярных транзисторах, когда необходимо максимально передать переменную составляющую тока от предыдущего каскада к последующему. Требование выполняется при условии $|Z_{\text{ВЫХ}}|_i \gg |Z_{\text{ВХ}}|_{i+1}$, где i — номер каскада.

4. *Максимальное выходное напряжение, ток, мощность.* Эти параметры усилителей ограничиваются прежде всего возможностями используемых электронных приборов, нелинейностью их характеристик и связанными с этим нелинейными искажениями усиливаемых сигналов, ухудшением работы за счет перегрева и опасностью пробоя. Для правильной оценки максимально возможной величины усиленного сигнала нужно использовать выходные вольт-амперные характеристики электронного прибора (см. § 5 и работы [1-7]).

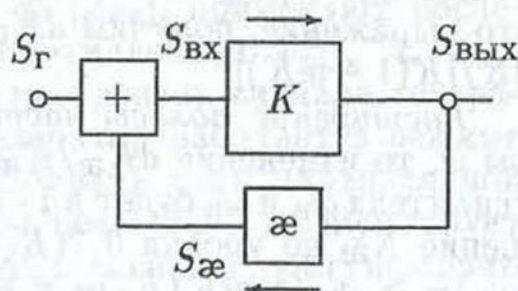
§3. Обратная связь в усилителях

В реальных радиоэлектронных устройствах, в том числе и в усилителях, широко используются обратные связи, т.е. подача части напряжения или тока с выхода активного устройства на его вход.

На рис. 3 приведена структурная схема усилителя с обратной связью, где знаком "+" обозначен узел суммирования сигнала генератора S_{Γ} и выходного сигнала обратной связи $S_{\text{э}}$,

$K = S_{\text{ВЫХ}}/S_{\text{ВХ}}$ – коэффициент передачи усилителя без обратной связи, $\varkappa = S_{\varkappa}/S_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи. В общем случае величины K и \varkappa могут быть комплексными.

Рис. 3. Структурная схема усилителя с ОС



Если цепь обратной связи (ОС) не содержит активных элементов (или повышающих трансформаторов), то $|\varkappa| < 1$.

Сигнал на входе усилителя с ОС равен $S_{\text{ВХ}} = S_{\text{Г}} + S_{\varkappa} = S_{\text{Г}} + \varkappa S_{\text{ВЫХ}}$, а на выходе усилителя – $S_{\text{ВЫХ}} = K(S_{\text{Г}} + \varkappa S_{\text{ВЫХ}})$. Следовательно, коэффициент передачи K_{\varkappa} усилителя, охваченного обратной связью, выражается формулой

$$K_{\varkappa} = S_{\text{ВЫХ}}/S_{\text{Г}} = K/(1 - \varkappa K). \quad (1)$$

Если выходной сигнал цепи обратной связи отличается по фазе от сигнала генератора на величину $|\Delta\varphi| < \pi/2$, обратная связь называется *положительной* (ПОС). При $\Delta\varphi = 0$ величина $\varkappa K$ вещественная и положительная, $K_{\varkappa} > K$. При $\Delta\varphi \neq 0$ величина $\varkappa K$ комплексная, тогда $|K_{\varkappa}| > |K|$. Если $|\varkappa K| \rightarrow 1$, то $|K_{\varkappa}| \rightarrow \infty$, усилитель самовозбуждается – переходит в режим генерации.

Если $\pi/2 \leq |\Delta\varphi| \leq \pi$, обратная связь называется *отрицательной* (ООС). При $|\Delta\varphi| = \pi$ величина $\varkappa K$ вещественная и отрицательная, $K_{\varkappa} < K$. При $|\Delta\varphi| \neq \pi$ величина $\varkappa K$ комплексная, а $|K_{\varkappa}| < |K|$. Для случая $|\varkappa K| \gg 1$ (глубокая ООС) $|K_{\varkappa}| \simeq |1/\varkappa|$, т.е. коэффициент передачи усилителя практически зависит только от \varkappa .

Влияние отрицательной обратной связи на параметры усилителя

Повышение стабильности. На коэффициент передачи усилителя, особенно усилителя на транзисторах, существенно влияют температурные изменения параметров электронного прибора и нестабильность напряжения питания. Это влияние может быть уменьшено путем введения ООС. Как показано выше, при глубокой обратной связи $|K_{\varkappa}| \simeq |1/\varkappa|$. Так как цепь ООС обычно состоит из пассивных элементов, величина \varkappa достаточно стабильна. Даже в том случае, когда ООС мала, относительные

изменения $K_{\text{э}}$ в $1 - \text{э}K$ раз меньше, чем изменения величины K усилителя без ООС.

Действительно, используя формулу (1), можно записать соотношение $\ln K_{\text{э}} = \ln K - \ln(1 - \text{э}K)$. Продифференцировав это выражение, получим $dK_{\text{э}}/K_{\text{э}} = dK/K + \text{э}dK/(1 - \text{э}K) = dK/[K(1 - \text{э}K)]$.

Расширение полосы частот. Если э не зависит от частоты ω , то изменение $dK_{\text{э}}/K_{\text{э}}$ на границах полосы пропускания усилителя $\omega_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{в}}$ будет в $1 - \text{э}K$ раз меньше, чем dK/K . Уменьшение $K_{\text{э}}$ до уровня $0,7(K_0)_{\text{э}}$ достигается при $(\omega_{\text{н}})_{\text{э}} < \omega_{\text{н}}$ и $(\omega_{\text{в}})_{\text{э}} > \omega_{\text{в}}$ (здесь $(K_0)_{\text{э}}$ — коэффициент усиления усилителя с ООС на квазирезонансной частоте, $\omega_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{в}}$ — границы полосы пропускания усилителя без ООС, а $(\omega_{\text{н}})_{\text{э}}$ и $(\omega_{\text{в}})_{\text{э}}$ — границы полосы пропускания усилителя с ООС). Расчеты, проведенные для однокаскадного резисторного усилителя, показывают [4], что $(\omega_{\text{н}})_{\text{э}} = \omega_{\text{н}}/(1 - \text{э}K)$, $(\omega_{\text{в}})_{\text{э}} = \omega_{\text{в}}(1 - \text{э}K)$. (Напомним, что $\text{э} < 0$.)

Влияние ООС на входные и выходные параметры усилителя. Включение цепи ООС может приводить к увеличению или уменьшению $Z_{\text{вх}}$ и $Z_{\text{вых}}$ в зависимости от того, какой тип включения обратной связи используется (подробнее об этом сказано в следующем разделе).

Типы отрицательной обратной связи в усилителях

По способу подключения цепи обратной связи к нагрузке усилителя и к выходу генератора различаются четыре типа ООС (рис. 4).

При параллельном включении цепи ООС относительно сопротивления нагрузки $Z_{\text{нагр}}$ (рис. 4, а, б) по цепи ООС передается сигнал, пропорциональный выходному напряжению. Такая обратная связь называется *связью по напряжению*. В этом случае выходное сопротивление усилителя с ОС определяется соотношением $Z_{\text{вых э}} = Z_{\text{вых}}/(1 - \text{э}K)$, т.е. введение ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя.

При последовательном включении $Z_{\text{нагр}}$ и цепи ООС (рис. 4, в, г) сигнал ОС пропорционален выходному току усилителя. Такая связь называется *связью по току*. В этом случае ООС увеличивает выходное сопротивление усилителя, так как $Z_{\text{вых э}} = Z_{\text{вых}}(1 - \text{э}K)$.

Если выход цепи обратной связи включен последовательно с выходом генератора сигналов, обратная связь называется *последовательной* (рис. 4, а, в). При подключении цепи ООС парал-

лельно выходу генератора (рис. 4, б, г) связь называется *параллельной*.

Выбор типа обратной связи зависит от соотношения между входным сопротивлением усилителя $Z_{ВХ}$ и выходным сопротивлением генератора $Z_{Г}$. Если $|Z_{Г}| \ll |Z_{ВХ}|$, применяют последовательную ООС с выходным сопротивлением $Z_{ВЫХ}^{\infty} \ll Z_{ВХ}$. Тогда цепь ООС не будет влиять на уровень сигнала генератора. Если же $|Z_{Г}| \gg |Z_{ВХ}|$, т.е. генератор работает в режиме генератора тока, то следует использовать цепь параллельной ООС с $Z_{ВЫХ}^{\infty} \gg Z_{ВХ}$. В этом случае цепь ООС не шунтирует вход усилителя и не снижает уровень сигнала, поступающего от генератора.

Примеры реальных схем усилителей с различными типами включения ООС [9] приведены в Приложении 1 (рис. 13).

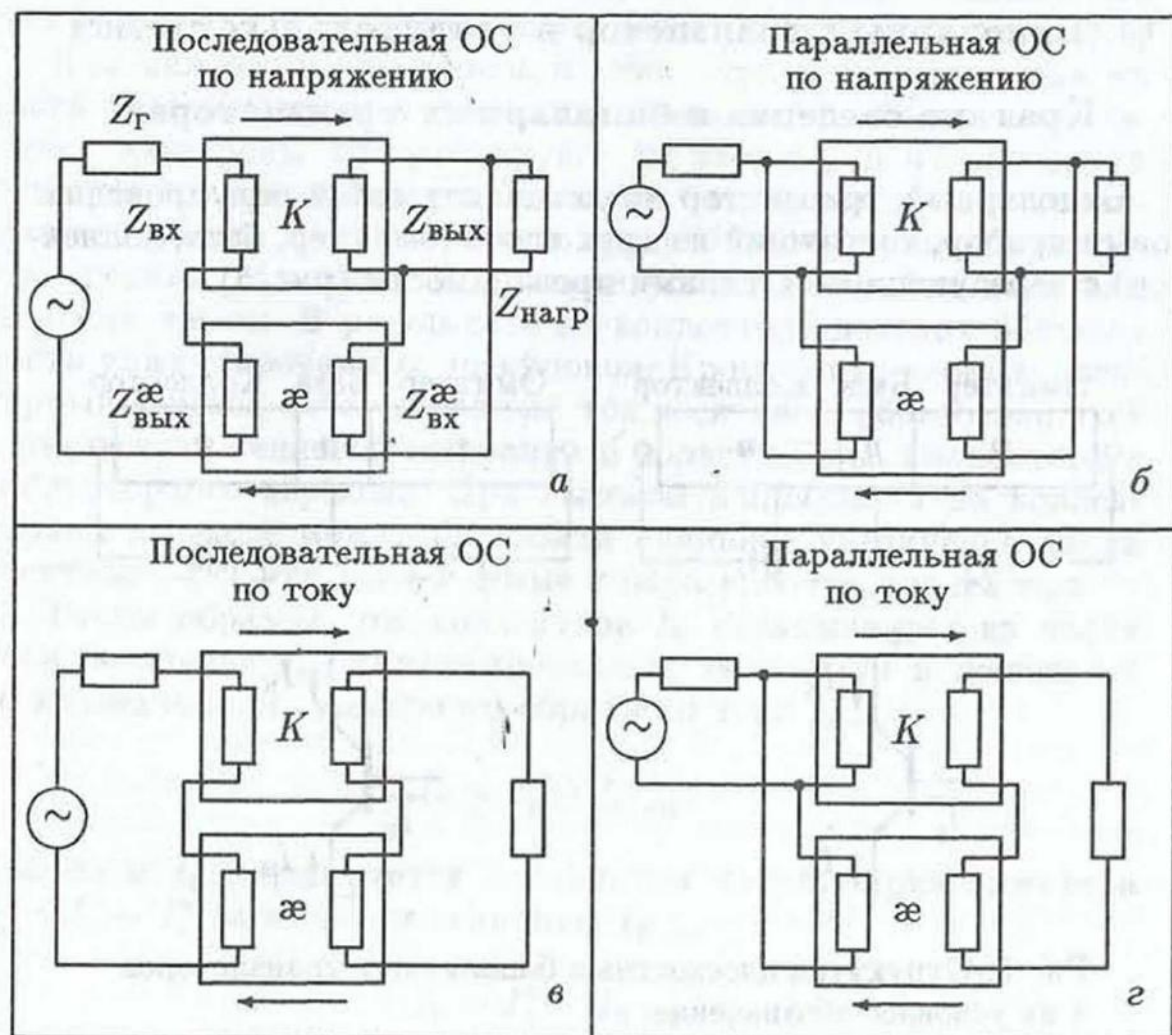


Рис. 4. Типы включения цепей обратной связи в усилителях. Обозначение элементов, одинаковое для всех вариантов, дано на рис. а

Примечание. Входной сигнал усилителя с ООС состоит из сигнала генератора и выходного сигнала цепи ООС. Естественно, что эти сигналы должны иметь одинаковую размерность. Так как при последовательном соединении цепей складываются напряжения, а при параллельном – токи, то для последовательной ООС должны учитываться напряжения на входе усилителя, а для параллельной ООС – токи. Таким образом, для последовательной ООС по напряжению (рис. 4,а) величины α , K и K_{α} – безразмерные коэффициенты передачи по напряжению. При параллельной ООС по току (рис. 4,з) α , K и K_{α} – безразмерные коэффициенты передачи по току. При последовательной ООС по току (рис. 4,б) K и K_{α} имеют размерность проводимости, а α – размерность сопротивления. При параллельной ООС по напряжению (рис. 4,б) K и K_{α} имеют размерность сопротивления, а α – размерность проводимости.

§4. Биполярный транзистор в усилительных схемах

Краткие сведения о биполярных транзисторах

Биполярный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор, состоящий из трех слоев (эмиттер, база, коллектор) с чередующимися типами проводимости (рис. 5).

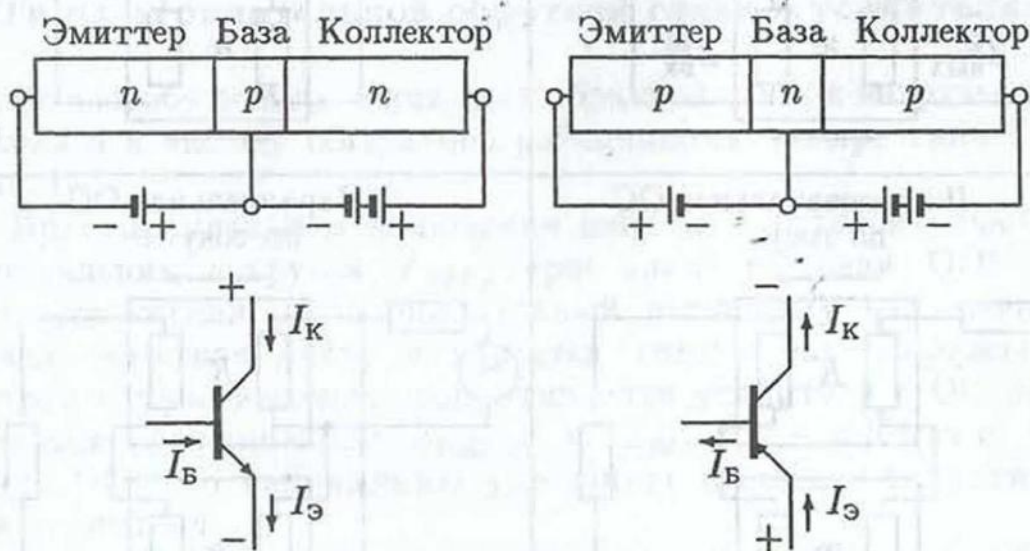


Рис. 5. Структура плоскостных биполярных транзисторов и их условное обозначение

На границах слоев образуются два $p-n$ -перехода: эмиттерный и коллекторный, между которыми существует взаимодействие через базу. Благодаря этому ток одного из переходов может управлять током другого. Наибольшая эффективность

управления током транзистора достигается в том случае, когда эмиттерный переход смещен в прямом, а коллекторный в обратном направлении. Такой режим называется *активным*.

Принцип работы биполярных транзисторов основан на инжекции неосновных носителей заряда в базу. Инжекция неосновных носителей сопровождается компенсацией их заряда основными носителями. Название *биполярный* подчеркивает важную роль обоих типов носителей в работе этого вида транзисторов в отличие от униполярных полевых транзисторов, в которых используются только основные носители [5].

В качестве примера рассмотрим процессы, происходящие в $n-p-n$ -транзисторах, нашедших широкое применение в интегральных микросхемах. При работе $n-p-n$ -транзистора в схеме усилителя на эмиттер подается отрицательное относительно базы напряжение порядка долей вольта, а на коллектор — положительное относительно базы напряжение порядка единиц или десятков вольт, что обеспечивает работу в активном режиме.

При инжекции электронов из эмиттера в базу меньшая их часть рекомбинирует с дырками, создавая ток базы, а оставшиеся электроны диффундируют ко второму $p-n$ -переходу и свободно его преодолевают. Толщина базы (порядка одного микрометра) мала по сравнению со средней диффузионной длиной, т.е. средним расстоянием, которое успевают пройти носители за время жизни. В результате до коллектора доходит большая часть инжектированных электронов. Кроме того, через коллекторный переход течет обратный ток носителей, образовавшихся в результате тепловой генерации в области базы, коллектора и коллекторного перехода. При высоком напряжении на коллекторном переходе может произойти лавинное увеличение числа носителей. Все эти токи в сумме и образуют ток коллектора.

Таким образом, ток коллектора I_K складывается из части тока носителей I_K^* , инжектированных эмиттером и дошедших до коллектора, и суммарного обратного тока $I_{K\text{обр}}$:

$$I_K = I_K^* + I_{K\text{обр}}.$$

Ток базы I_B определяется оставшейся частью тока эмиттера $I_B^* = I_E - I_K^*$ за вычетом величины $I_{K\text{обр}}$:

$$I_B = I_B^* - I_{K\text{обр}},$$

а ток эмиттера I_E равен сумме токов: $I_E = I_K + I_B$.

Связь между коллекторным и эмиттерным токами обычно записывается в виде $I_K = \alpha_0 I_E$, где α_0 — *статический коэффициент передачи тока эмиттера*, один из основных параметров

транзистора. Величина α_0 близка к единице и для маломощных низкочастотных транзисторов меняется в пределах $0,95 \div 0,99$.

Связь между током коллектора и током базы можно записать как $I_K = BI_B$, где B – статический коэффициент передачи тока базы. Величины B для разных типов транзисторов могут меняться в широких пределах. Для низкочастотных биполярных транзисторов при комнатной температуре B достигает $100 \div 125$. Используя приведенные выше выражения для I_{Σ} , получим важное соотношение, связывающее два коэффициента передачи токов биполярного транзистора: $B = \alpha_0 / (1 - \alpha_0)$.

Режимы работы транзистора

Выше коротко были рассмотрены процессы, происходящие в биполярном транзисторе при работе в активном режиме. Этот режим не единственно возможный. В зависимости от соотношения величин напряжений на электродах транзистора различаются четыре режима работы. Рассмотрим характерные особенности каждого из них на примере $n-p-n$ -транзистора.

1. *Режим отсечки*: $U_{B-Э} \leq 0$, $U_{K-B} > 0$; оба $p-n$ -перехода смещены в обратном направлении, транзистор заперт.

2. *Режим насыщения*: $U_{B-Э} > 0$, $U_{K-B} < 0$; оба $p-n$ -перехода смещены в прямом направлении. Эмиттерный и коллекторный токи независимы друг от друга.

3. *Активный режим*: $U_{K-Э} > U_{B-Э} > 0$; эмиттерный переход смещен в прямом, а коллекторный в обратном направлении. Выходной ток пропорционален входному.

4. *Инверсный режим*: $U_{B-Э} < 0$, $U_{K-B} < 0$; коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерный – в обратном. Значительная часть неосновных носителей не достигает эмиттера, рекомбинируя при прохождении базы. (Инверсный режим нельзя считать полностью эквивалентным активному режиму, так как эмиттер и коллектор не идентичны по параметрам. При изготовлении транзистора слой эмиттера сильно легируют для создания высокой эффективности инжекции носителей. Коллекторный слой обычно легирован слабее, зато значительно превосходит эмиттерный по площади в области $p-n$ -перехода, что повышает способность коллектора вытягивать неосновные носители, поступившие в базу.) В этом режиме ток эмиттера $I_{\Sigma} = \alpha_i I_K + I_{\Sigma \text{обр}}$, где $I_{\Sigma \text{обр}}$ – обратный ток запертого эмиттерного перехода, α_i – коэффициент передачи по току в инверсном режиме ($\alpha_i \ll \alpha_0$).

Первый, второй и четвертый режимы характерны при использовании транзисторов в цифровых схемах. Третий, активный режим является рабочим для аналоговых схем. (Более подробно см. в [1, 4–6].)

Три схемы включения транзисторов

В зависимости от того, какой из электродов является общим для входных и выходных цепей, различаются три способа включения транзисторов: схема с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК) (рис. 6).

Эти три схемы существенно различаются по своим характеристикам.

Схема с ОБ позволяет получить большое усиление по напряжению, но не усиливает ток. По сравнению с двумя другими схемами она имеет наименьшее входное сопротивление и сравнительно большое выходное сопротивление, что соответствует *источнику тока, управляемому током*. Выходной сигнал в схеме с ОБ совпадает по фазе с входным. В этой схеме внешний источник управляет током эмиттера. Предельная частота коэффициента передачи тока f_α определяется временем пролета неосновных носителей через базу. Схема с ОБ позволяет реализовать усилители с наибольшей высокочастотной границей.

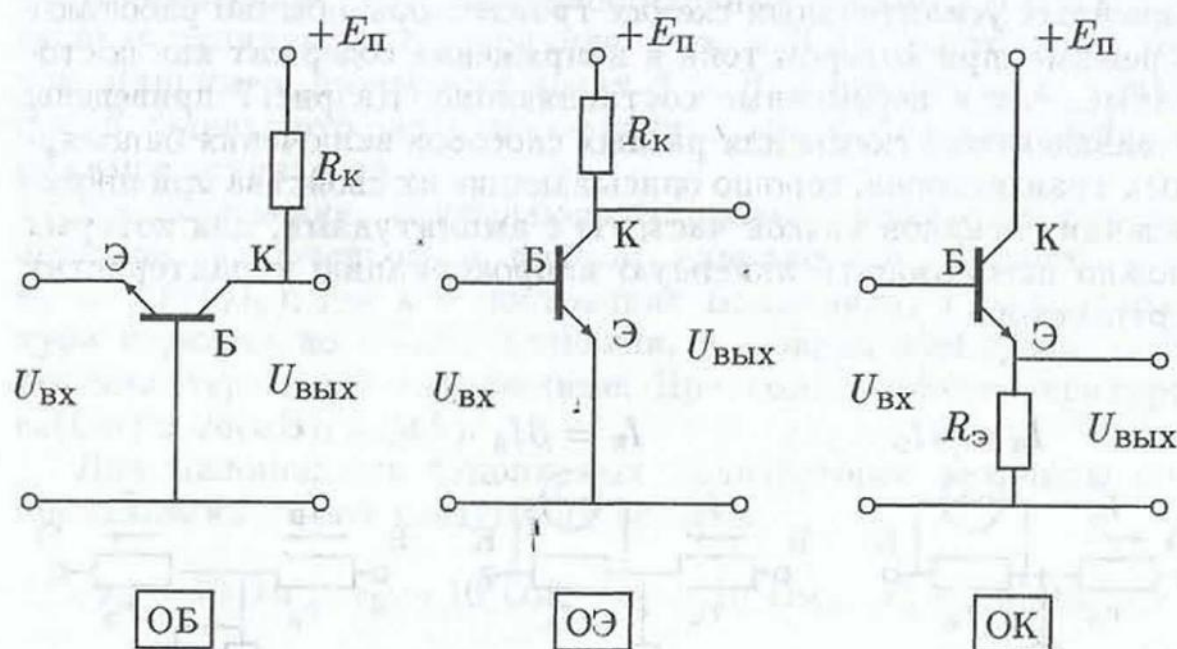


Рис. 6. Три схемы включения транзисторов

Схема с ОЭ обладает большим усилением как по напряжению, так и по току. Учитывая сравнительно большую величину входного и выходного сопротивления, транзистор в такой схеме можно рассматривать как *источник тока, управляемый напряжением*. Выходной сигнал в схеме с ОЭ находится в противофазе

с входным. Внешний источник управляет током основных носителей, фактически током рекомбинации. Предельная частота коэффициента передачи тока коллектора f_β определяется временем жизни неосновных носителей в базе и в несколько раз меньше, чем f_α в схеме с ОБ (см. [7]).

В схеме с ОК не усиливается напряжение, а усиление по току практически такое же, как у схемы с ОЭ. Транзистор, включенный по схеме с ОК, обладает наибольшим входным и наименьшим выходным сопротивлением. Его можно рассматривать как источник напряжения, управляемый напряжением. Выходное напряжение в схеме с ОК повторяет входной сигнал по форме, амплитуде и фазе. Поэтому такую схему называют эмиттерным повторителем. Схема с ОК часто используется для согласования высокоомного источника сигнала с низкоомной нагрузкой.

Малосигнальные эквивалентные схемы и параметры биполярных транзисторов

До сих пор рассматривалась работа транзистора в статическом режиме, когда токи и напряжения постоянные, а связывающие токи коэффициенты α_0 , B – статические. Однако в линейных усилительных схемах транзисторы обычно работают в режиме, при котором токи и напряжения содержат как постоянные, так и переменные составляющие. На рис. 7 приведены эквивалентные схемы для разных способов включения биполярных транзисторов, хорошо описывающие их свойства при прохождении сигналов низкой частоты с амплитудами, для которых можно использовать линейную аппроксимацию характеристик транзистора.

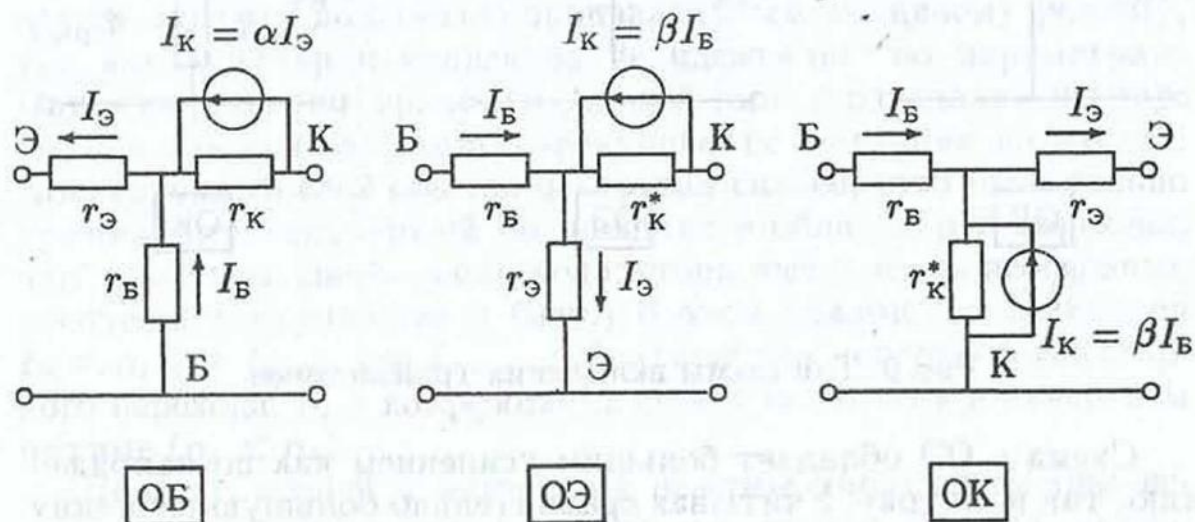


Рис. 7. Эквивалентные схемы для трех способов включения транзисторов

На рис. 7 использованы следующие обозначения:

- \ominus — идеальный генератор тока;
- $I_{\text{Э}}, I_{\text{Б}}, I_{\text{К}}$ — переменные токи в цепях эмиттера, базы, коллектора;
- $\alpha = \Delta I_{\text{К}} / \Delta I_{\text{Э}}$ (при $U_{\text{К-Б}} = \text{const}$) — коэффициент передачи приращений эмиттерного тока в схеме с ОБ;
- $\beta = \Delta I_{\text{К}} / \Delta I_{\text{Б}}$ (при $U_{\text{К-Э}} = \text{const}$) — коэффициент передачи приращений тока базы в схеме с ОЭ. Из формул $\Delta I_{\text{Э}} = \Delta I_{\text{Б}} + \Delta I_{\text{К}}$ и $\Delta I_{\text{Э}} = \Delta I_{\text{К}} / \alpha$ получим $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$;
- $r_{\text{Э}} = \Delta U_{\text{Б-Э}} / \Delta I_{\text{Э}}$ (при $U_{\text{К-Э}} = \text{const}$) — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, одинаковое для всех схем включения транзисторов;
- $r_{\text{Б}}$ — объемное сопротивление базы;
- $r_{\text{К}} = \Delta U_{\text{К-Б}} / \Delta I_{\text{К}}$ (при $I_{\text{Э}} = \text{const}$) — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОБ;
- $r_{\text{К}}^* = r_{\text{К}} / (1 + \beta)$ — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схемах с ОЭ и с ОК.

Приведенные здесь дифференциальные параметры α и β несколько отличаются по величине от α_0 и β_0 для постоянных токов. Например, при малых токах $\beta > \beta_0$, а при больших токах $\beta < \beta_0$. Однако это различие незначительно в области линейных режимов усилителей.

Из выражения, описывающего процесс инжекции в $p-n$ -переходе, включенном в прямом направлении, следует, что $r_{\text{Э}} = kT / (qI_{\text{Э}})$, где k — постоянная Больцмана, T — температура перехода по шкале Кельвина, q — заряд электрона, $I_{\text{Э}}$ — ток эмиттера в рабочем режиме. При комнатной температуре $r_{\text{Э}} (\text{Ом}) \simeq 26 (\text{мВ}) / I_{\text{Э}} (\text{мА})$.

Для маломощных биполярных транзисторов величины сопротивлений имеют следующий порядок:

$$r_{\text{Э}} \sim 10 \text{ Ом}, \quad r_{\text{Б}} \sim 10^2 \text{ Ом}, \quad r_{\text{К}} \sim 10^6 \text{ Ом}, \quad r_{\text{К}}^* \sim 10^4 \text{ Ом}.$$

Описание транзистора через параметры эквивалентного четырехполюсника

Для описания прохождения малых сигналов низкой частоты через каскад усилителя на транзисторе часто используют метод линейных четырехполюсников [1, 4]. В этом методе транзистор рассматривается как четырехполюсник, на входе которого включен источник сигнала, а на выходе — нагрузка. Если известны коэффициенты четырехполюсника, заменяющего транзистор, то по ним можно определить входное сопротивление,

коэффициенты передачи по току и напряжению, выходные параметры всего усилительного каскада. Поэтому в справочниках часто приводятся не параметры транзисторов, а коэффициенты эквивалентных четырехполюсников. В общем случае эти коэффициенты комплексные, но в области низких частот, где влиянием собственных емкостей транзистора можно пренебречь, коэффициенты вещественные.

Четырехполюсник характеризуется связью четырех величин – входных и выходных напряжений и токов (U_1, U_2, I_1, I_2), из которых только две являются независимыми. Широкое применение получили три формы записи системы уравнений четырехполюсника.

1. Система Z -параметров. Входное и выходное напряжение выражается через входной и выходной ток. Коэффициенты четырехполюсника Z_{ij} имеют размерность сопротивления.

2. Система Y -параметров. Входной и выходной ток выражается через входное и выходное напряжение. Коэффициенты четырехполюсника Y_{ij} имеют размерность проводимости.

3. Система h -параметров. Смешанная система уравнений, в которой входное напряжение и выходной ток выражаются через входной ток и выходное напряжение. Коэффициенты четырехполюсника h_{ij} имеют разную размерность.

Несмотря на то что первые две системы вводятся более естественным образом, система h -параметров часто используется благодаря простоте экспериментального определения коэффициентов h_{ij} . Эта система находит широкое применение для анализа низкочастотных схем, когда влиянием внутренних реактивных параметров транзистора можно пренебречь.

Для малых изменений I и U уравнения четырехполюсника в системе h -параметров запишутся в виде

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \quad I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2,$$

где h -параметры имеют следующий физический смысл:

$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1$ – входное сопротивление при закороченном выходе ($U_2 = 0$);

$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2$ – коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутом входе ($I_1 = 0$);

$h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1$ – коэффициент передачи тока при закороченном выходе ($U_2 = 0$);

$h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2$ – выходная проводимость при разомкнутом входе ($I_1 = 0$).

Для транзисторных каскадов, включенных по схемам с ОБ, ОЭ и ОК, получим уравнения четырехполюсника:

ОБ	ОЭ	ОК
$U_{\text{Э}} =$ $= h_{11\text{Б}} I_{\text{Э}} + h_{12\text{Б}} U_{\text{К}}$	$U_{\text{Б}} =$ $= h_{11\text{Э}} I_{\text{Б}} + h_{12\text{Э}} U_{\text{К}}$	$U_{\text{Б}} =$ $= h_{11\text{К}} I_{\text{Б}} + h_{12\text{К}} U_{\text{Э}}$
$I_{\text{К}} =$ $= h_{21\text{Б}} I_{\text{Э}} + h_{22\text{Б}} U_{\text{К}}$	$I_{\text{К}} =$ $= h_{21\text{Э}} I_{\text{Б}} + h_{22\text{Э}} U_{\text{К}}$	$I_{\text{Э}} =$ $= h_{21\text{К}} I_{\text{Б}} + h_{22\text{К}} U_{\text{Э}}$

Связь коэффициентов четырехполюсника с физическими параметрами транзистора выражается следующим образом:

ОБ	ОЭ	ОК
$h_{11\text{Б}} =$ $= r_{\text{Э}} + r_{\text{Б}}(1 - \alpha)$	$h_{11\text{Э}} =$ $= r_{\text{Б}} + r_{\text{Э}}/(1 - \alpha)$	$h_{11\text{К}} =$ $= r_{\text{Б}} + r_{\text{Э}}/(1 - \alpha)$
$h_{12\text{Б}} \approx r_{\text{Б}}/r_{\text{К}}$	$h_{12\text{Э}} = r_{\text{Э}}/r_{\text{К}}^*$	$h_{12\text{К}} \approx 1$
$h_{21\text{Б}} \approx -\alpha$	$h_{21\text{Э}} = \beta$	$h_{21\text{К}} \approx -\beta$
$h_{22\text{Б}} = 1/r_{\text{К}}$	$h_{22\text{Э}} = 1/r_{\text{К}}^*$	$h_{22\text{К}} = 1/r_{\text{К}}^*$

§5. Однокаскадный усилитель напряжения низкой частоты на биполярном транзисторе

Рассмотрим работу усилителя напряжений по схеме с ОЭ в линейном режиме. Простейший вариант такого усилителя показан на рис. 8. На схему от источника питания подается постоянное напряжение $E_{\text{П}}$ (для $n-p-n$ -транзистора $+E_{\text{П}}$). В цепи базы включен резистор $R_{\text{Б}}$, с помощью которого задается режим работы транзистора по постоянному току. Резистор $R_{\text{К}}$ в коллекторной цепи является в данном случае выходной нагрузкой транзистора, с него снимается усиленный сигнал. Два разделительных конденсатора C_1 и C_2 не пропускают на вход усилителя и с его выхода постоянную составляющую сигнала.

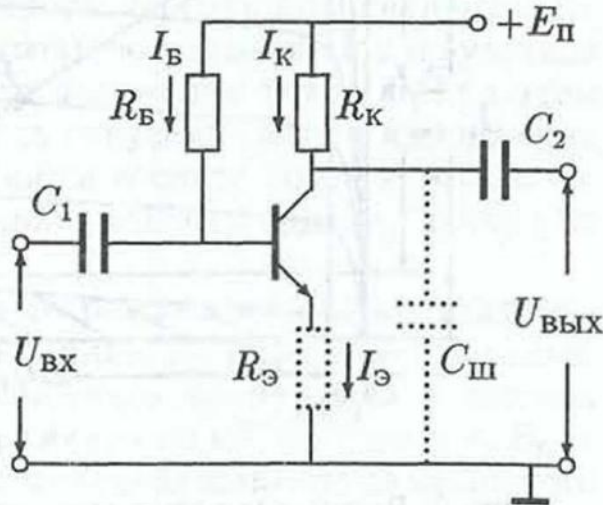


Рис. 8. Принципиальная схема однокаскадного УНЧ на биполярном транзисторе

Резистор $R_э$ в цепи эмиттера и шунтирующий выход конденсатор $C_{ш}$, показанные на рис. 8 пунктиром, не всегда используются в схеме. Включение $R_э$ приводит к появлению в усилителе последовательной ООС по току, благодаря чему повышается стабильность схемы, увеличивается входное сопротивление, но уменьшается коэффициент усиления. Конденсатор $C_{ш}$, включенный параллельно выходной нагрузке, шунтирует ее тем заметнее, чем выше частота. Поэтому он используется для ограничения диапазона усилителя со стороны высоких частот.

Выбор режима работы транзистора

Прежде чем приступить к расчету элементов схемы, обеспечивающих получение заданных динамических параметров усилителя, таких, как коэффициент усиления, диапазон частот, выходное напряжение при минимальных нелинейных искажениях и др., необходимо выбрать режим работы транзистора по постоянному току.

Для выбора режима работы транзистора (рабочей точки) следует воспользоваться выходными вольт-амперными характеристиками. Выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ (рис. 9), представляют собой зависимости тока коллектора I_K от напряжения $U_{K-э}$ при фиксированных значениях тока базы I_B .

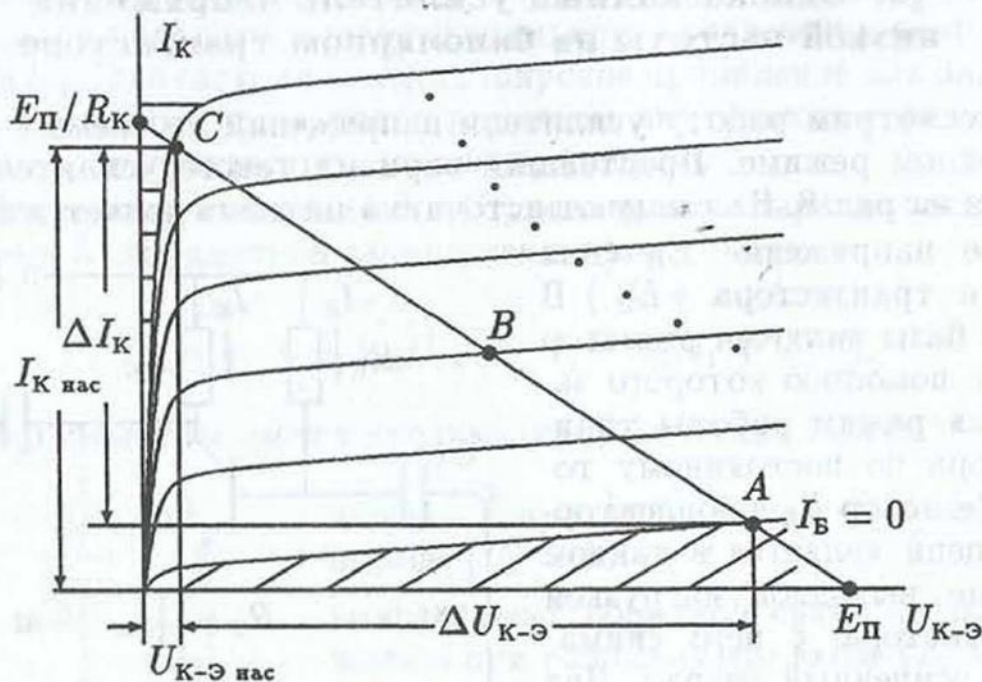


Рис. 9. Выходные вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Средняя незаштрихованная часть соответствует активному режиму. При $I_B < 0$ транзистор входит в режим отсечки. В области малых напряжений $U_{К-Э}$ с уменьшением $U_{К-Э}$ наблюдается резкое падение тока коллектора. Ток коллектора практически перестает зависеть от I_B . Транзистор переходит в режим насыщения. При этом напряжение $U_{К-Э \text{ нас}}$ составляет десятые доли вольта и только при очень больших I_B и I_K напряжение насыщения может приблизиться к $U_{К-Э \text{ нас}} \simeq 1 \text{ В}$. На рис. 9 области отсечки и насыщения заштрихованы. Точками отмечена граница максимально допустимых мощностей рассеяния транзистора.

Постоянное напряжение на коллекторе можно записать в виде

$$U_{К-Э} = E_{П} - I_K R_K,$$

что представляет собой уравнение *нагрузочной прямой* (линия ABC на рис. 9). Эта прямая пересекает оси координат в точках $U_{К-Э} = E_{П}$ и $I_K = E_{П}/R_K$, а угол наклона нагрузочной прямой к оси абсцисс зависит от R_K : $\varphi = \text{arctg}(-1/R_K)$.

При фиксированных значениях $E_{П}$ и R_K , изменяя ток I_B путем подбора R_B , можно обеспечить такой режим работы транзистора, при котором будут максимальный динамический диапазон усилителя и минимальные нелинейные искажения. Это соответствует положению рабочей точки в середине нагрузочной прямой (точка B). Так как $U_{К-Э \text{ нас}}$ не превышает 1 В, а в области отсечки ток I_K очень мал и почти все напряжение источника питания падает на транзисторе ($U_{К-Э} \approx E_{П}$), можно считать, что в точке B

$$U_{К-Э} \simeq E_{П}/2 \quad \text{и} \quad I_K \simeq E_{П}/(2R_K). \quad (2)$$

При подаче на базу транзистора переменного сигнала происходит перемещение рабочей точки во времени по нагрузочной прямой относительно начального положения точки B , при этом максимальная двойная амплитуда синусоидального напряжения на коллекторе будет равна разности абсцисс точек A и C , а соответствующее изменение I_K равно разности ординат точек C и A (см. рис. 9).

Для обеспечения оптимального режима линейного усиления нужно рассчитать $E_{П}$ и R_B . Величина $E_{П}$ определяется заданным значением выходного переменного напряжения и должна превышать полный размах напряжения на коллекторе, т.е. $E_{П} > 2U_{\text{ВЫХ}}$, где $U_{\text{ВЫХ}}$ — заданная максимальная амплитуда выходного напряжения. Тогда получим, что

$$U_{К-Э \text{ max}} > E_{П} \geq 2U_{\text{ВЫХ}} + U_{К-Э \text{ нас}}, \quad (3)$$

где $U_{К-Э \max}$ — предельно допустимое значение $U_{К-Э}$ для используемого транзистора. Если задано эффективное выходное напряжение, то выражение (3) переписывается в виде

$$E_{\Pi} \geq 2\sqrt{2} U_{\text{ВЫХ эфф}} + U_{К-Э \text{ нас}}. \quad (4)$$

При расчете $R_{\text{Б}}$ следует помнить, что в активном режиме для маломощных биполярных транзисторов величина $U_{\text{Б-Э}}$ составляет десятые доли вольта, а E_{Π} обычно не менее 5–10 В. Тогда $I_{\text{Б}} \simeq E_{\Pi}/R_{\text{Б}}$ и с учетом $I_{\text{К}} \simeq \beta I_{\text{Б}} \simeq E_{\Pi}/(2R_{\text{К}})$ получим

$$R_{\text{Б}} = E_{\Pi}/I_{\text{Б}} = \beta E_{\Pi}/I_{\text{К}} = 2\beta R_{\text{К}}. \quad (5)$$

Замечание. Величина $R_{\text{К}}$ может быть дана, или рассчитана по заданному $R_{\text{ВЫХ}}$, или взята произвольно, но в допустимых пределах.

Входное и выходное сопротивление усилителя

Используя эквивалентную схему транзистора, включенного по схеме с ОЭ (см. рис. 7), составим эквивалентную схему однокаскадного усилителя напряжения для малых переменных сигналов в области средних частот, где влиянием реактивных элементов (разделительных конденсаторов C_1, C_2 на рис. 8 и собственных емкостей транзистора) можно пренебречь.

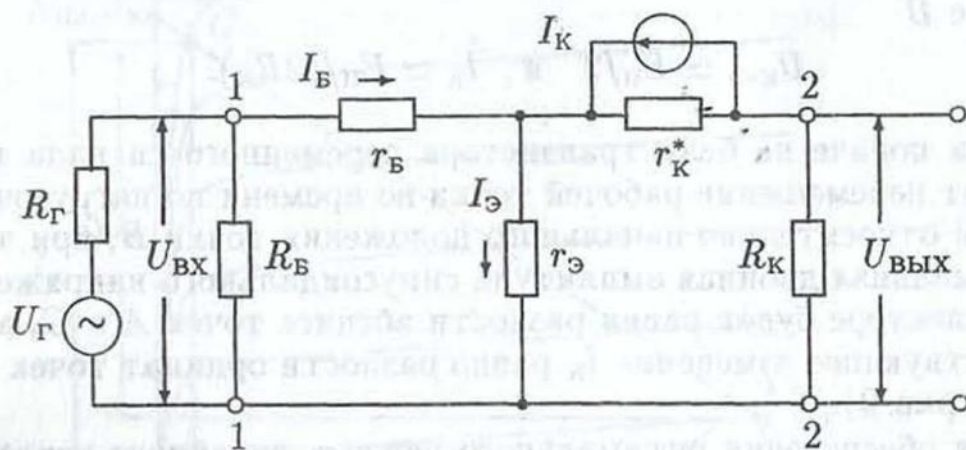


Рис. 10. Эквивалентная схема усилителя напряжения на средних частотах

При составлении эквивалентной схемы усилителя (рис. 10) принимаются во внимание следующие соображения:

1) генератор сигнала рассматривается как источник ЭДС с внутренним сопротивлением $R_{\text{Г}}$;

2) сопротивление источника питания переменному току мало, поэтому клеммы "E_П" и "земля" (см. рис. 8) по переменной составляющей фактически замкнуты накоротко;

3) на выходе усилителя измеряется напряжение, следовательно, измерительный прибор должен быть включен параллельно выходу усилителя и входное сопротивление прибора $R_{ВХ}$ должно значительно превышать $R_{ВЫХ}$ усилителя. В этом случае влиянием $R_{ВХ}$ пр можно пренебречь.

Используя определение входного сопротивления, данное в §2, для дифференциального входного сопротивления транзистора справа от клемм 1-1 на рис. 10 можно записать следующее выражение:

$$R_{ВХ}^* = (I_B r_B + I_{\Theta} r_{\Theta}) / I_B = r_B + (\beta + 1) r_{\Theta}.$$

Для полного входного сопротивления усилительного каскада $R_{ВХ}$ с учетом включенного R_B получим

$$R_{ВХ} = R_B R_{ВХ}^* / (R_B + R_{ВХ}^*).$$

При $R_B \gg R_{ВХ}^*$

$$R_{ВХ} \simeq R_{ВХ}^* = r_B + (\beta + 1) r_{\Theta}. \quad (6)$$

Дифференциальное выходное сопротивление транзистора $R_{ВЫХ}^*$ слева от клемм 2-2 запишем в виде

$$R_{ВЫХ}^* \doteq U_{ВЫХ} / I_K = r_K^* = r_K / (\beta + 1).$$

Полное выходное сопротивление усилительного каскада с учетом R_K получим из выражения

$$R_{ВЫХ} = R_K R_{ВЫХ}^* / (R_K + R_{ВЫХ}^*) = R_K r_K^* / (R_K + r_K^*). \quad (7)$$

Если $R_K \ll r_K^*$, то $R_{ВЫХ} \simeq R_K$. В этом случае коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности усилителя по схеме с ОЭ можно представить в виде

$$K_U = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} \simeq \beta R_K / R_{ВХ},$$

$$K_I = I_K / I_B = \beta, \quad (8)$$

$$K_P = U_{ВЫХ} I_K / U_{ВХ} I_B \simeq \beta^2 R_K / R_{ВХ}.$$

Проведем оценку рассмотренных величин, используя параметры, типичные для транзисторов серии МП37-МП41. Пусть $E_{П} = 10$ В, $R_K = 1$ кОм, $r_B \simeq 220$ Ом, $I_{\Theta} \simeq I_K \simeq E_{П} / 2R_K \simeq 5$ мА, $r_K = 300$ кОм, $r_{\Theta} = 26$ мВ / 5 мА $\simeq 5$ Ом.

Тогда для разных значений β получим:

β	30	60	100
R_B , кОм	60	120	200
r_K^* , кОм	10	5	3
$R_{ВЫХ}$, кОм	$\simeq 1$	0,83	0,75
$R_{ВХ}$, кОм	0,37	0,52	0,72
K_U	81	96	104
K_I	30	60	100
K_P	2 430	5 760	10 400

Для данных параметров соотношение $R_B \gg R_{ВХ}$ выполняется при всех β , а условие $r_K^* \gg R_K$ — только при $\beta \leq 30$. В остальных случаях расчет $R_{ВЫХ}$ надо проводить по полной формуле (7).

При использовании усилителя напряжения на биполярном транзисторе часто требуется повысить его входное сопротивление, чтобы усилитель не шунтировал выходное сопротивление генератора и не оказывал влияния на его выходной сигнал. Самым простым решением этой задачи является включение в цепь эмиттера дополнительного сопротивления R_Ω . В этом случае величина входного сопротивления будет определяться не формулой (6), а следующим выражением:

$$R_{ВХ}^* = r_B + (\beta + 1)(r_\Omega + R_\Omega). \quad (9)$$

Увеличение входного сопротивления приведет к уменьшению K_U и K_P усилителя, давая в то же время ряд преимуществ за счет возникновения в схеме последовательной отрицательной обратной связи по току (см. §3 и Приложение 1). Если $\beta \gg 1$, $r_\Omega \ll R_\Omega$ и $r_B \ll \beta R_\Omega$, то $K_U \simeq R_K / R_\Omega$ (при $R_{ВЫХ} \simeq R_K$), т.е. K_U перестает зависеть от параметров транзистора. При этом замена транзистора на однотипный не приводит к сильным изменениям в работе усилителя. Кроме того, как уже отмечалось, ООС стабилизирует рабочую точку транзистора, расширяет динамический диапазон и полосу частот усилителя. Эта роль сопротивления R_Ω во многих случаях не менее важна, чем использование его для повышения входного сопротивления.

Температурная стабилизация усилительного каскада

Существенной особенностью транзисторов является зависимость их параметров от температуры. Изменения температуры влияют на время жизни носителей, скорость их диффузии, начальную концентрацию в разных участках транзистора. Это приводит к изменению величин I_Ω , I_K , $I_{K\text{ обр}}$ и α при фиксированном напряжении питания. В результате статические характеристики смещаются, изменяется начальное положение рабочей

точки, при меньших входных сигналах появляются нелинейные искажения. В связи с этим возникает необходимость использовать термостабилизацию усилительных каскадов.

Вариант стабилизации рабочей точки с помощью введения в цепь эмиттера резистора $R_Э$ не всегда оказывается достаточным. Поэтому наиболее широко используется включение в цепь базы низкоомного делителя R_1, R_2 (рис. 11).

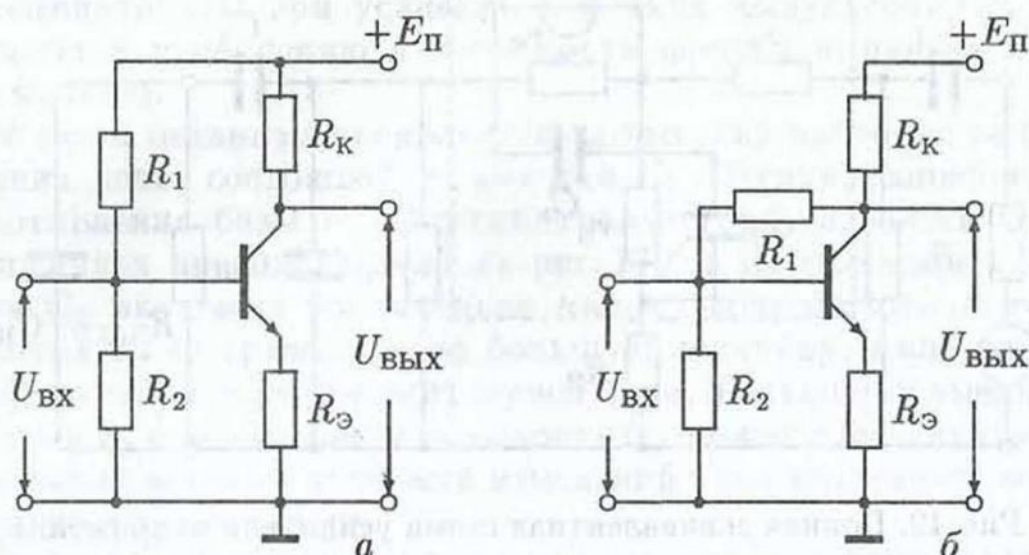


Рис. 11. Примеры включения цепей стабилизации в усилителях с ОЭ

Поскольку ток, текущий через делитель, много больше тока базы транзистора, потенциалы базы и эмиттера жестко фиксируются. В результате ток эмиттера $I_Э$ при изменении температуры меняется слабо, причем тем меньше, чем ниже сопротивление делителя. В схеме, приведенной на рис. 11, а, при соотношении $[R_1 R_2 / (R_1 + R_2)] \simeq R_Э$ можно получить стабильность в 5–10 раз более высокую, чем в схеме без делителя и без $R_Э$.

Подключение делителя между коллектором и "землей" (рис. 11, б) создает дополнительную параллельную ООС по напряжению, стабилизирующую $I_К$ тем больше, чем меньше отношение $(R_1 + R_2) / R_К$ (см. [1–4, 6]).

Зависимость коэффициента передачи тока транзистора от частоты и рабочий диапазон частот усилителя

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) коэффициента передачи усилителя включает в себя частотную зависимость коэффициента передачи тока (α или β) транзистора и частотные зависимости коэффициентов передачи входной и выходной RC -цепей усилителя. Первая зависимость целиком определяется процессами, происходящими внутри транзистора, и его собственными параметрами. Коэффициенты передачи RC -цепей рассчитываются исходя из требований, предъявляемых к рабочему диапазону усилителя.

На рис. 12 представлена полная эквивалентная схема транзисторного усилителя с ОЭ в обозначениях, принятых на принципиальной схеме рис. 8. Пунктиром отмечена часть схемы, соответствующая эквивалентной схеме транзистора с учетом емкостей коллекторного (C_K) и эмиттерного ($C_Э$) переходов.

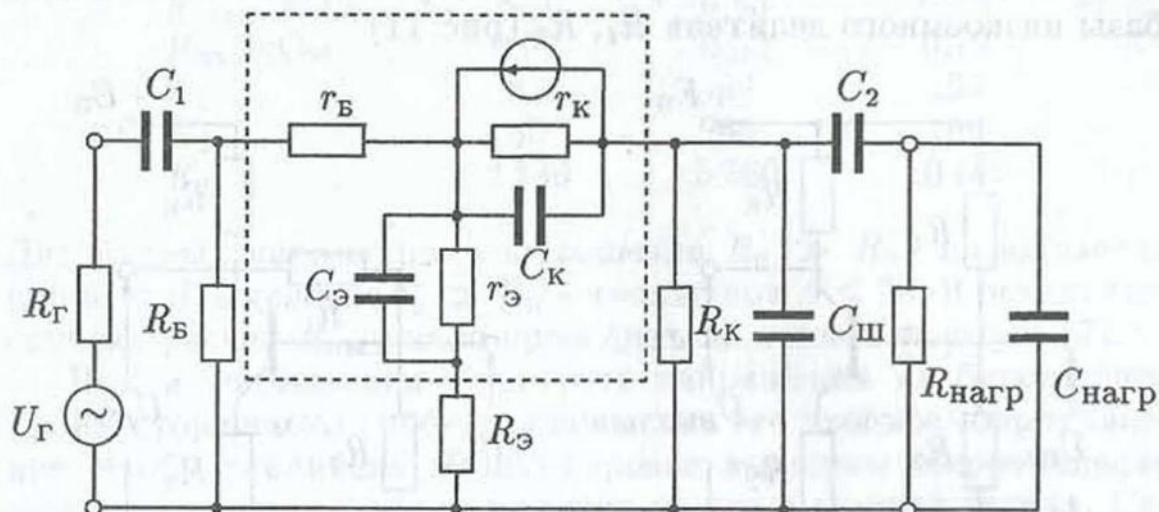


Рис. 12. Полная эквивалентная схема усилителя напряжения на транзисторе

В емкостях C_K и $C_Э$ принято выделять две составляющие: *барьерную* и *диффузионную*. Барьерная емкость — это емкость запертого $p-n$ -перехода. Она связана с неподвижными зарядами на границах обедненных слоев. При увеличении запирающего напряжения на переходе обедненный слой расширяется и емкость уменьшается. Барьерная емкость составляет основную часть емкости коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении при активном режиме транзистора. Диффузионная емкость связана с зарядами носителей тока. Величина этой емкости пропорциональна току, проходящему через $p-n$ -переход. В емкости эмиттерного перехода, смещенного в прямом направлении, преобладает диффузионная часть. Величина $C_Э$ составляет сотни пикофарад, а C_K — единицы или десятки пикофарад.

На низких и средних частотах величины α и β не зависят от частоты, а сопротивления емкостей C_K , $C_Э$ велики по сравнению с параллельно включенными r_K , $r_Э$ и также не вносят заметного вклада в частотные характеристики транзистора.

На высоких частотах ситуация меняется. Начинают проявлять себя два механизма, влияние которых возрастает с увеличением частоты.

Первый механизм связан с инерционностью биполярного транзистора при быстрых изменениях входных сигналов, с конечным временем прохождения носителей заряда через базу.

Ясно, что при этом важную роль играет толщина базы: чем тоньше база, тем более высокочастотным будет транзистор. Существенно и то, из какого полупроводникового материала изготовлен транзистор. С ростом частоты становится более заметным разброс носителей по скоростям, в результате чего они доходят до коллектора неодновременно и с запаздыванием по сравнению с изменением входного тока. Эти явления особенно нежелательны при усилении коротких импульсов, так как приводят к увеличению длительности фронта импульса и его размыванию.

Второй механизм проявляется на высоких частотах за счет влияния цепи, состоящей из емкости C_K , шунтирующей r_K , и сопротивления базы r_B . Внутри транзистора создается ООС, аналогичная представленной на рис. 13,б в Приложении 1. Емкость $C_Э$ включена параллельно малому сопротивлению $r_Э$ и, несмотря на ее сравнительно большую величину, мало влияет на общее сопротивление эмиттерной цепи. Только при уменьшении тока $I_Э$ и возрастании $r_Э$ емкость $C_Э$ может стать причиной увеличения времени задержки изменений тока коллектора относительно тока эмиттера.

Для описания частотной зависимости транзистора вводится понятие *предельной частоты* коэффициента передачи по току (ω_α для схемы с ОБ и ω_β для схемы с ОЭ), при которой коэффициенты передачи $\alpha(\omega)$ или $\beta(\omega)$ уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с их величинами на постоянном токе (α_0, B).

Для схемы с ОБ амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики приближенно выражаются в следующем виде (см. [3, 5]):

$$\alpha(\omega) \simeq \alpha_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega_\alpha)^2},$$

$$\varphi(\omega) \simeq -\arctg(\omega/\omega_\alpha).$$

Аналогично записываются зависимости $\beta(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ через ω_β для схемы с ОЭ:

$$\beta(\omega) \simeq B / \sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2},$$

$$\varphi(\omega) \simeq -\arctg(\omega/\omega_\beta).$$

При этом выполняется соотношение $\alpha\omega_\alpha = \beta\omega_\beta$ или, с учетом $\alpha \simeq 1$,

$$\omega_\beta \simeq \omega_\alpha / \beta. \quad (10)$$

Приводимые в справочниках величины предельных частот $f_\alpha = \omega_\alpha / (2\pi)$ или $f_\beta = \omega_\beta / (2\pi)$ обычно измеряются в условиях холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе.

Эти условия мало соответствуют рабочим режимам усилителей, поэтому предельная частота транзистора в реальных схемах отличается от табличных данных и может изменяться в пределах $f_\alpha > (f_\beta)_{\text{пред}} > f_\beta$.

Если схема с ОЭ работает без дополнительного резистора в цепи эмиттера R_ε , то величина $(f_\beta)_{\text{пред}}$ близка к f_β . При включенном резисторе R_ε схему фактически надо рассматривать как промежуточный вариант между схемами с ОЭ и ОБ. Параметры транзистора, такие как $(f_\beta)_{\text{пред}}$, r_k , C_k , зависят от того, на какой ток воздействует входной сигнал: на ток неосновных носителей, как в схеме с ОБ, или на ток основных носителей, как в схеме с ОЭ. Поэтому для более точной оценки реальных параметров надо учитывать соотношение между полными сопротивлениями цепи эмиттера $(R_\varepsilon + r_\varepsilon)$ и цепи базы $(R_\Gamma + r_\text{Б})$. Тогда связь между параметрами схемы с ОБ и схемы с ОЭ, имеющей в цепи эмиттера R_ε , выражается в виде [7]

$$(f_\beta^\sigma)_{\text{пред}} = f_\alpha \sigma, \quad r_k^\sigma = r_k \sigma, \quad C_k^\sigma = C_k / \sigma, \quad (11)$$

где

$$\sigma = 1 - \alpha \left(1 + \frac{R_\varepsilon + r_\varepsilon}{R_\Gamma + r_\text{Б}} \right)^{-1}.$$

Если $(R_\varepsilon + r_\varepsilon)/(R_\Gamma + r_\text{Б}) \rightarrow 0$, то $\sigma \rightarrow (1 - \alpha) = 1/(\beta + 1)$ — случай схемы с ОЭ без R_ε . Если $(R_\varepsilon + r_\varepsilon)/(R_\Gamma + r_\text{Б}) \rightarrow \infty$, то $\sigma = 1$ — случай схемы с ОБ.

Рассмотрим влияние емкости коллекторного перехода транзистора на верхнюю границу усиления. Как уже отмечалось выше, участок цепи, включающий C_k , r_k и $r_\text{Б}$, представляет собой цепь ООС по напряжению. На высоких частотах, когда $|1/(j\omega C_k)| \ll r_k$, коэффициент ООС можно выразить как $\varkappa = j\omega C_k R / (1 + j\omega C_k R)$, где R — суммарное сопротивление двух параллельных цепей: R_Γ и $R_{\text{вх}}$. Тогда коэффициент усиления с учетом ООС на высоких частотах равен

$$K_\varkappa = K / (1 + \varkappa K) = K(1 + j\omega C_k R) / [1 + j\omega C_k R(K + 1)],$$

а его модуль

$$|K_\varkappa| = K \sqrt{\frac{1 + (\omega C_k R)^2}{1 + [\omega C_k R(K + 1)]^2}}, \quad (12)$$

где K — коэффициент усиления без обратной связи.

Определим верхнюю частоту $\omega_\text{в}$, при которой K уменьшается в $\sqrt{2}$ раз за счет ООС. Приравняв подкоренное выражение

формулы (12) к 1/2, имеем

$$\omega_B = 1 / \left[RC_K \sqrt{(K+1)^2 - 2} \right]. \quad (13)$$

При $(K+1)^2 \gg 2$ получим $\omega_B \simeq 1/[RC_K(K+1)]$. Такой результат эквивалентен включению емкости $C_K(K+1)$ параллельно входу усилителя [8].

В качестве примера проведем оценку частот, ограничивающих диапазон усиления в схеме с ОЭ, используя формулы (10), (11), (13) и табличные данные транзисторов типа МП37 и типа МП41А: $f_\alpha = 1$ МГц, $r_B = 220$ Ом, $C_K = 60$ пФ для транзисторов МП37 и $C_K = 50$ пФ для транзисторов МП41А.

По формуле (10) $(f_\beta)_{\text{пред}} \geq 33$ кГц для $\beta = 30$; $(f_\beta)_{\text{пред}} \geq 17$ кГц для $\beta = 60$ и $(f_\beta)_{\text{пред}} \geq 10$ кГц для $\beta = 100$.

По формуле (11), принимая $R_G = 600$ Ом и $r_\Sigma = 5$ Ом, при $R_\Sigma = 0$ получим $(f_\beta^\sigma)_{\text{пред}} = 36$ кГц для $\beta = 30$; $(f_\beta^\sigma)_{\text{пред}} = 26$ кГц для $\beta = 60$; $(f_\beta^\sigma)_{\text{пред}} = 16$ кГц для $\beta = 100$. При $R_\Sigma = 100$ Ом имеем $(f_\beta^\sigma)_{\text{пред}} = 140$ кГц, 130 кГц, 120 кГц для $\beta = 30, 60, 100$ соответственно.

При расчете величины $f_B = \omega_B/2\pi$ по формуле (13) считалось $R_{\text{вых}} = 1$ кОм и учитывалось изменение K в зависимости от величины β . В этом случае, если $R_\Sigma = 0$, то для транзисторов типа МП37 $f_B = 140$ кГц при $\beta = 30$ и $K = 80$; $f_B = 80$ кГц при $\beta = 60$ и $K = 115$; для транзисторов типа МП41А $f_B = 100$ кГц при $\beta = 60$ и $K = 115$; $f_B = 70$ кГц при $\beta = 100$ и $K = 140$.

Если $R_\Sigma = 100$ Ом, то для всех β величина $K = 10 \pm 2\%$ и $R = (510 - 570)$ Ом. Тогда для транзисторов типа МП37 $f_B = 530$ кГц при $\beta = 30$; $f_B = 480$ кГц при $\beta = 60$; для транзисторов типа МП41А $f_B = 570$ кГц при $\beta = 60$; $f_B = 550$ кГц при $\beta = 100$.

Оценки показывают, что для большинства просчитанных вариантов предельные частоты превышают требования к диапазону УНЧ в области высоких частот. Чем больше величины β и K , тем раньше наступает ограничение полосы пропускания усилителя за счет внутренних процессов в транзисторе. Введение в схему R_Σ дает возможность расширить частотный диапазон усилителя и уменьшить зависимость параметров усилителя от β . При прочих одинаковых параметрах транзистор с меньшей величиной емкости C_K обеспечивает более широкую полосу усилителя по верхним частотам. Емкость коллекторного перехода часто представляют как дополнительную емкость, включенную параллельно выходному сопротивлению усилителя.

В реальных схемах УНЧ, помимо внутренних емкостей, имеются внешние входные и выходные RC -цепи, влияющие на диапазон усиливаемых частот. Правильный выбор транзистора и

параметров внешних RC - цепей позволяет сформировать заданную АЧХ усилителя.

Как видно из рис. 12, входная цепь усилителя состоит из сопротивлений R_{Γ} , $R_{\text{Б}}$, $R_{\text{ВХ}}$ и емкости C_1 . По переменной составляющей $R_{\text{Б}}$ и $R_{\text{ВХ}}$ включены параллельно, и обычно $R_{\text{ВХ}} \ll R_{\text{Б}}$. Поэтому при расчете коэффициента передачи входной цепи величиной $R_{\text{Б}}$ можно пренебречь. Тогда полное сопротивление последовательной RC -цепи $Z_{\text{общ}} = R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}} + 1/j\omega C_1$, комплексный коэффициент передачи по напряжению $K(j\omega) = R_{\text{ВХ}}/Z_{\text{общ}}$, а его модуль

$$|K(j\omega)| = \frac{\omega C_1 R_{\text{ВХ}}}{\sqrt{1 + [\omega C_1 (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})]^2}}. \quad (14)$$

Из формулы (14) видно, что $|K| \rightarrow 0$ при $\omega \rightarrow 0$; $|K| \simeq 1/\sqrt{2}$ при $\omega C_1 (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}) = 1$; $|K| \simeq 1$ при $\omega C_1 (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}) \gg 1$. Таким образом, для ограничения диапазона по уровню $0,7 K_0$, на заданной частоте $f_{\text{Н}}$ нужно поставить конденсатор с емкостью

$$C_1 = 1/[2\pi f_{\text{Н}}(R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})]. \quad (15)$$

Второй разделительный конденсатор C_2 , включенный на выходе усилителя последовательно с сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$ и сопротивлением нагрузки $R_{\text{нагр}}$, должен удовлетворять условию

$$C_2 \gg 1/[2\pi f_{\text{Н}}(R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{нагр}})], \quad (16)$$

чтобы не вносить дополнительных частотных искажений.

На выходе усилителя имеется также RC -цепь, состоящая из параллельно включенных $R_{\text{ВЫХ}}$, $R_{\text{нагр}}$ и суммарной емкости C_0 . Полная проводимость этой цепи $1/Z_{\text{общ}} = 1/R_{\text{ВЫХ}} + 1/R_{\text{нагр}} + j\omega C_0$, комплексный коэффициент передачи $K(j\omega) = 1/(1 + j\omega C_0 R_0)$ и его модуль

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_0)^2}}, \quad (17)$$

где $C_0 = C_{\text{ш}} + C_{\text{к}}^{\sigma} + C_{\text{нагр}}$; $1/R_0 = 1/R_{\text{к}} + 1/r_{\text{к}}^{\sigma} + 1/R_{\text{нагр}}$.

Из формулы (17) следует, что $|K| \rightarrow 1$ при $\omega \rightarrow 0$; $|K| = 1/\sqrt{2}$ при $\omega C_0 R_0 = 1$; $|K| \sim 1/\omega$ при $\omega C_0 R_0 \gg 1$. Для ограничения диапазона усилителя по уровню $0,7 K_0$ на заданной верхней частоте $f_{\text{В}}$ величину суммарной емкости C_0 найдем из выражения

$$C_0 = 1/(2\pi f_{\text{В}} R_0), \quad (18)$$

отсюда $C_{\text{ш}} = C_0 - C_{\text{к}}^{\sigma} - C_{\text{нагр}}$.

§6. Практическая часть

1. Расчет однокаскадного усилителя напряжения на биполярном транзисторе по заданным параметрам

Приняв за основу схему, представленную на рис. 8, составьте свой вариант с учетом заданных параметров. Наибольший набор задаваемых параметров включает коэффициент усиления на квазирезонансной частоте, границы диапазона частот, входное и выходное сопротивление и максимальное выходное напряжение при линейном режиме усиления.

С помощью испытателя транзисторов измерьте коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ $h_{21Э} = \beta$ и выходную проводимость в схеме с ОБ $h_{22Б} = 1/r_K$ при $I_Э = 1 \text{ мА}$ и 5 мА для полученного транзистора. Если испытатель транзисторов в лаборатории отсутствует, можно воспользоваться табличными данными, приведенными в Приложении 2 или в справочнике по транзисторам.

1.1. Расчет надо начинать с выходных параметров усилителя. Для получения заданной амплитуды выходного сигнала без нелинейных искажений определите необходимую величину напряжения источника питания $E_{П}$ по формулам (3) или (4).

1.2. Полагая $R_{ВЫХ} \simeq R_K$, рассчитайте токи: I_K по формуле (2), $I_Б$ и $I_Э$ (см. §5). Скорректируйте величины $h_{21Э}$ и $h_{22Б}$ в рабочей точке путем интерполяции по двум измеренным значениям или с помощью зависимостей относительных величин $h_{21Э}$ и $h_{22Б}$ от $I_Э$, приведенных на графиках в конце Приложения 2. При корректировке методом интерполяции предполагается, что искомые величины линейно возрастают с увеличением тока эмиттера от 1 мА до 5 мА . Однако из графиков, приводимых в справочниках по транзисторам и в Приложении 2, следует, что линейно зависит от тока только параметр $h_{22Б}$. Зависимость $h_{21Э}$ от $I_Э$ нелинейная и для большинства транзисторов имеет максимум. Уменьшение $h_{21Э}$ в области малых токов связано со снижением коэффициента инжекции из-за рекомбинации носителей в эмиттерном переходе. В области больших токов увеличивается удельная проводимость базы при высокой концентрации избыточных носителей, что также приводит к снижению коэффициента инжекции. Только в очень ограниченном интервале токов зависимость $h_{21Э}$ от $I_Э$ можно аппроксимировать как линейную. Поэтому следует рекомендовать второй метод корректировки $h_{21Э}$ в рабочей точке, т.е. использование графиков относительных величин. Так как на графиках указаны величины относительно $h_{21Э}$ при $I_Э = 1 \text{ мА}$, достаточно провести измерения $h_{21Э}$ только при 1 мА и полученную величину умножить на коэффициент, соответствующий току в выбранной рабочей точке.

1.3. Проверьте условие $I_K < I_{K_{\max}}$. Предельные значения параметров см. в Приложении 2.

1.4. Используя формулы (5), (6), (9), рассчитайте R_B и $R_{ВХ}$ или по заданному $R_{ВХ}$ найдите $R_{Э}$. Сопротивление $r_{Э}$ определите из формулы $r_{Э} \text{ (Ом)} = 26 \text{ (мВ)} / I_{Э} \text{ (мА)}$. Величина r_B дана в Приложении 2.

1.5. Проверьте правомерность предположения, что $R_{ВЫХ} \simeq R_K$. Для этого, если в схеме $R_{Э} = 0$, используйте соотношение (7); если же $R_{Э} \neq 0$, замените в (7) r_K^* на r_K^σ , полученное из формулы (11). В случае необходимости скорректируйте величину R_K .

1.6. С помощью формулы (8) по известным значениям β , $R_{ВХ}$, $R_{ВЫХ}$ рассчитайте величину коэффициента усиления K_U .

1.7. По заданным границам рабочего диапазона частот рассчитайте величины конденсаторов по формулам (15), (16) и (11), (18).

2. Наладка схемы и методика измерений

2.1. Проверьте с помощью цифровых измерительных приборов номиналы полученных радиодеталей. При монтаже схемы обратите внимание на расположение выводов транзистора и клемм на монтажной плате. Для транзисторов типа МП35–МП42 расположение выводов приведено в Приложении 2. На монтажной плате установлено три пары клемм для подключения источника питания, генератора синусоидального напряжения и осциллографа или измерительного прибора. В каждой паре клемм одна клемма заземляется. Монтажную схему следует заранее продумать с учетом расположения приборов на рабочем столе. Входные и выходные цепи должны быть разведены между собой, выводы транзистора доступны для измерения на них напряжения. Старайтесь, чтобы количество проводов в схеме было минимальным, пайки надежными.

2.2. Подключите усилитель к источнику питания с учетом типа проводимости транзистора. С помощью вольтметра проверьте режим транзистора по постоянному току. Напряжение между коллектором и "землей" U_K должно быть приблизительно равно $E_{П}/2$. Если это условие не выполняется, нужно провести корректировку I_B путем изменения R_B .

2.3. С помощью кабелей подсоедините вход усилителя к выходу "600 Ω " генератора низкочастотных сигналов, а выход усилителя к Y -входу осциллографа в режиме "закрытого" (\sim) входа. У всех подключенных приборов и схемы должна быть общая "земля".

2.4. Включите генератор и осциллограф. Установите частоту генератора ~ 1 кГц. Развертка осциллографа непрерывная, синхронизация внутренняя. Изменяя амплитуду выходного сигнала генератора, добейтесь изображения на экране синусоидального сигнала неискаженной формы. С помощью калиброванного аттенюатора канала вертикального отклонения осциллографа оцените коэффициент усиления K_0 на квазирезонансной частоте f_0 и диапазон частот по уровню $0,7K_0$. Если параметры близки к заданным, можно приступать к снятию характеристик.

2.5. Снимите амплитудную характеристику, т.е. зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при постоянной частоте f_0 . Постройте график, определите максимальную величину неискаженного выходного сигнала.

2.6. Снимите АЧХ при уровне входного сигнала, гарантирующем отсутствие нелинейных искажений сигнала на выходе усилителя. Постройте график, отметьте границы частотного диапазона по уровню $0,7K_0$. График АЧХ принято представлять в логарифмическом или полулогарифмическом (линейном по коэффициенту усиления и логарифмическом по частоте) масштабе.

2.7. Снимите ФЧХ усилителя методом двухлучевого осциллографа или с помощью фигур Лиссажу. Методика измерений описана в лабораторной работе 1.

2.8. Проведите измерения входного сопротивления усилителя $R_{\text{вх}}$ одним из двух методов сравнения с дополнительным резистором.

В первом методе между генератором и входом усилителя последовательно с $R_{\text{вх}}$ включают переменный резистор с номинальным сопротивлением R , несколько превышающим ожидаемую величину $R_{\text{вх}}$. Сначала движок резистора ставят в положение, соответствующее наибольшему уровню напряжения выходного сигнала усилителя. Затем, изменяя положение движка, добиваются уменьшения выходного сигнала в два раза. Это означает, что напряжение, поступающее от генератора, делится поровну между переменным резистором и $R_{\text{вх}}$. Не меняя положения движка, переменный резистор отсоединяют от схемы и измеряют его сопротивление на омметре. Метод применим только в случае $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{г}}$.

Во втором методе также последовательно с $R_{\text{вх}}$ включают постоянный резистор с известным сопротивлением R , близким к ожидаемой величине $R_{\text{вх}}$. Затем измеряют входное напряжение в двух точках относительно "земли": до сопротивления R и после него. Из этих двух измерений определяют величину $R_{\text{вх}}$.

2.9. Проведите сравнение экспериментальных результатов с расчетными данными.

Приложение 1

Примеры схем УНЧ с ООС на транзисторах

На рис. 13 представлены четыре схемы усилителей на биполярных транзисторах, включенных по схеме с ОЭ. Расположение схем на рис. 13 соответствует классификации типов ООС, приведенной на рис. 4.

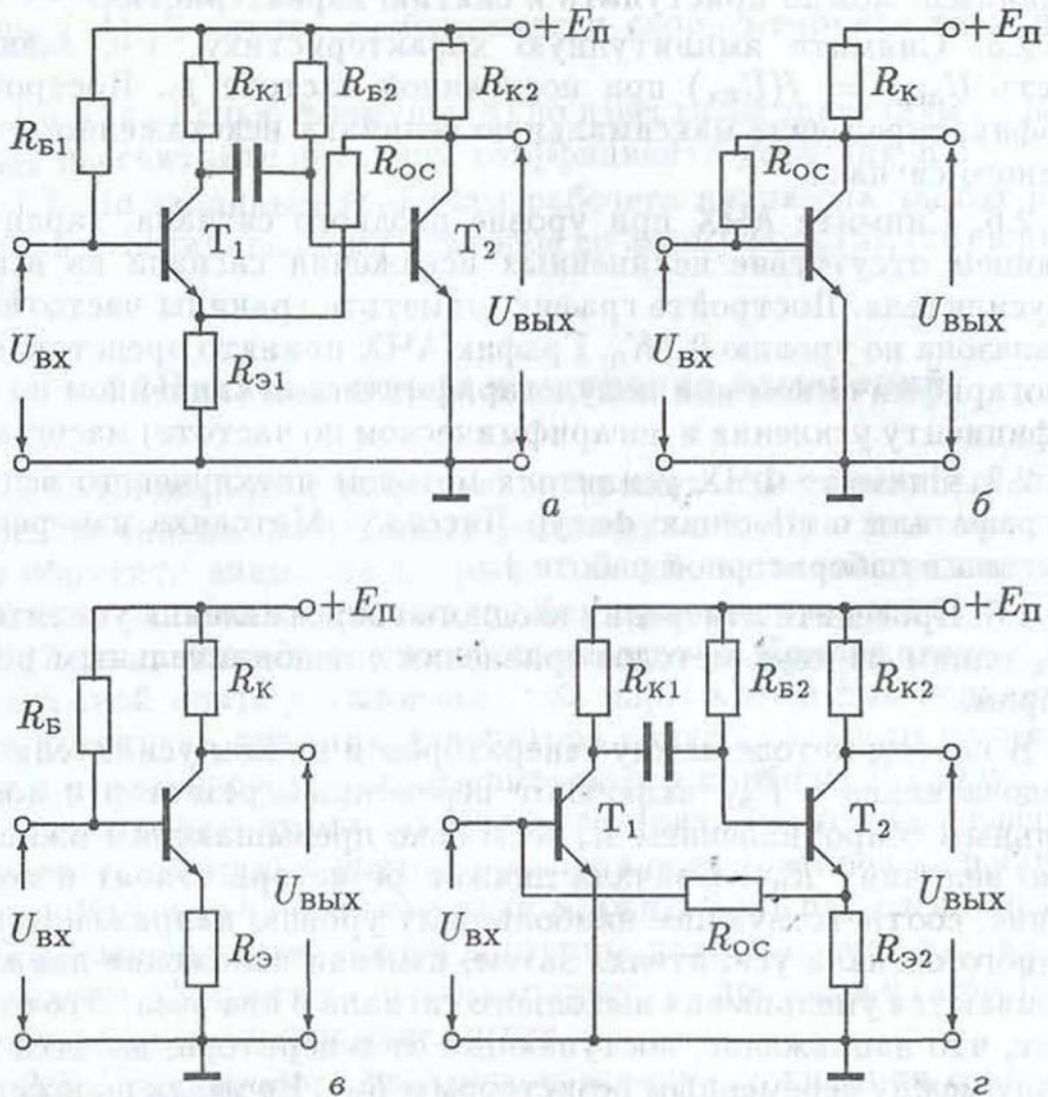


Рис. 13. Простейшие схемы усилителей с ООС

В схемах рис. 13, а, б напряжение с выхода усилителя подается на его вход через резистор $R_{ОС}$. Если замкнуть $R_{К2}$ в схеме а или $R_{К}$ в схеме б, то напряжение сигнала на выходе усилителя будет равно нулю, что приведет к обращению в нуль сигнала обратной связи на $R_{ОС}$. Следовательно, в обоих случаях действует ОС по напряжению, но в схеме а связь последовательная, а в схеме б — параллельная.

В схемах рис. 13, в, г ОС осуществляется за счет тока, протекающего через резисторы в цепи эмиттеров. ОС сохраняется при $R_{K2} \rightarrow 0$ в схеме г (или $R_K \rightarrow 0$ в схеме в) и исчезает при стремлении сопротивлений этих резисторов к бесконечности. В обоих случаях действует связь по току, последовательная в схеме в и параллельная в схеме г. Величина ОС пропорциональна $I_{\text{э}}$ и $R_{\text{э}}$.

Во всех приведенных вариантах работает отрицательная ОС. Действительно, при поступлении на вход транзистора положительного полупериода синусоидального сигнала или положительного импульса напряжение на эмиттерном $p-n$ -переходе увеличивается. При этом в транзисторе $n-p-n$ -типа возрастают токи $I_{\text{Б}}$ и $I_{\text{К}}$, напряжение $U_{\text{К-э}}$ уменьшается, а потенциал эмиттера относительно "земли" при наличии $R_{\text{э}}$ повышается. В результате при омической нагрузке в цепи коллектора напряжение $U_{\text{К-э}}$ изменяется в противофазе с $U_{\text{ВХ}}$, а ток $I_{\text{К}}$ и напряжение на $R_{\text{э}}$ — в фазе с $U_{\text{ВХ}}$.

Для схемы, приведенной на рис. 13, б, подача напряжения с коллектора на базу через $R_{\text{ОС}}$ создает в усилителе ООС.

В схеме рис. 13, в повышение напряжения на $R_{\text{э}}$ при увеличении $U_{\text{ВХ}}$ тоже действует как ООС, поскольку уменьшает разность потенциалов $U_{\text{Б-э}}$ на эмиттерном $p-n$ -переходе и ток эмиттера. В результате этого изменения $I_{\text{Б}}$ и $I_{\text{К}}$, вызванные сигналом, будут меньше в схеме с $R_{\text{э}} \neq 0$, чем в схеме с $R_{\text{э}} = 0$, что сопровождается уменьшением измеряемого коэффициента усиления.

На рис. 13, а, г представлены схемы двухкаскадных усилителей. Из сказанного выше ясно, что каждый каскад с омической нагрузкой в цепи коллектора меняет фазу входного сигнала на π . Следовательно, выходное напряжение усилителя с четным числом каскадов будет в фазе с входным напряжением, а с нечетным числом каскадов — в противофазе. В схеме на рис. 13, а выходное напряжение, совпадающее по фазе с входным напряжением усилителя, поступает на эмиттер первого каскада и создает дополнительную ООС к той, которая уже имеется в первом каскаде за счет включения $R_{\text{э}}$. Таким образом, в этой схеме действует межкаскадная ООС по напряжению и внутрикаскадная ООС по току в первом каскаде.

Вторая схема двухкаскадного усилителя (рис. 13, г) также содержит межкаскадную и внутрикаскадную ООС. В данном случае внутрикаскадная связь по току имеется во втором каскаде за счет включения $R_{\text{э}2}$. Напряжение на этом резисторе находится в противофазе с входным сигналом усилителя, и подача его через $R_{\text{ОС}}$ на базу первого транзистора создает межкаскадную ООС.

Приложение 2

Таблица справочных данных биполярных германиевых транзисторов, используемых в практике по радиоэлектронике

Тип прибора	f_{α} , МГц	$U_{КБ}, U_{КЭ}$ max, В	I_K max, мА	$h_{21Э}$	r_B , Ом	C_K , пФ
Транзисторы $n - p - n$						
МП35	$\geq 0,5$	15	20	10 ÷ 125	220	60
МП36А	$\geq 1,0$	15	20	15 ÷ 45	220	60
МП37	$\geq 1,0$	15	20	15 ÷ 30	220	60
МП37А	$\geq 1,0$	30	20	15 ÷ 30	220	60
МП37Б	$\geq 1,0$	30	20	25 ÷ 50	220	60
МП38	$\geq 2,0$	15	20	25 ÷ 55	220	60
МП38А	$\geq 2,0$	15	20	45 ÷ 100	220	60
Транзисторы $p - n - p$						
МП39	$\geq 0,5$	15	20	≥ 12	220	≤ 50
МП39Б	$\geq 0,5$	15	20	20 ÷ 60	220	≤ 50
МП40	$\geq 1,0$	15	20	20 ÷ 40	220	≤ 50
МП40А	$\geq 1,0$	15	20	20 ÷ 40	220	≤ 50
МП41	$\geq 1,0$	15	20	30 ÷ 60	220	≤ 50
МП41А	$\geq 1,0$	15	20	50 ÷ 100	220	≤ 50
МП42	$\geq 2,0$	15	30	20 ÷ 35	-	-
МП42А	$\geq 1,5$	15	30	30 ÷ 50	-	-
МП42Б	$\geq 1,0$	15	30	45 ÷ 100	-	-

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе, $P_K = 150$ мВт для МП35–МП41А и 200 мВт для МП42–МП42Б. Величина $h_{22Б} = 3,3$ мкСм для МП35–МП41. Режим измерения параметров: $U_K = 5$ В, $I_{Э} = 1$ мА. Величины $h_{21Э}$ и $h_{22Б}$ измерялись при $f = 1$ кГц, а емкость C_K – при $f = 0,5$ МГц.

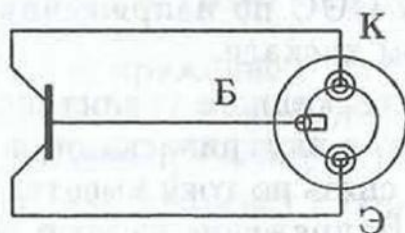


Рис. 14. Расположение выводов транзисторов типа МП35 – МП42

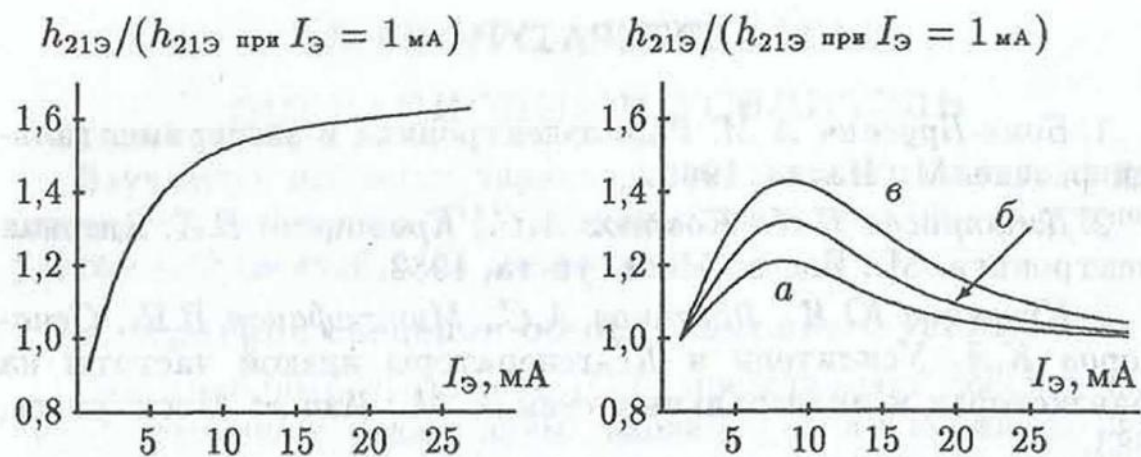


Рис. 15. Зависимость коэффициента усиления тока базы $h_{21Э}$ от тока эмиттера: слева - для транзисторов МП35 - МП38; справа - для транзисторов МП39 (а), МП39Б - МП41 (б), МП41А (в)

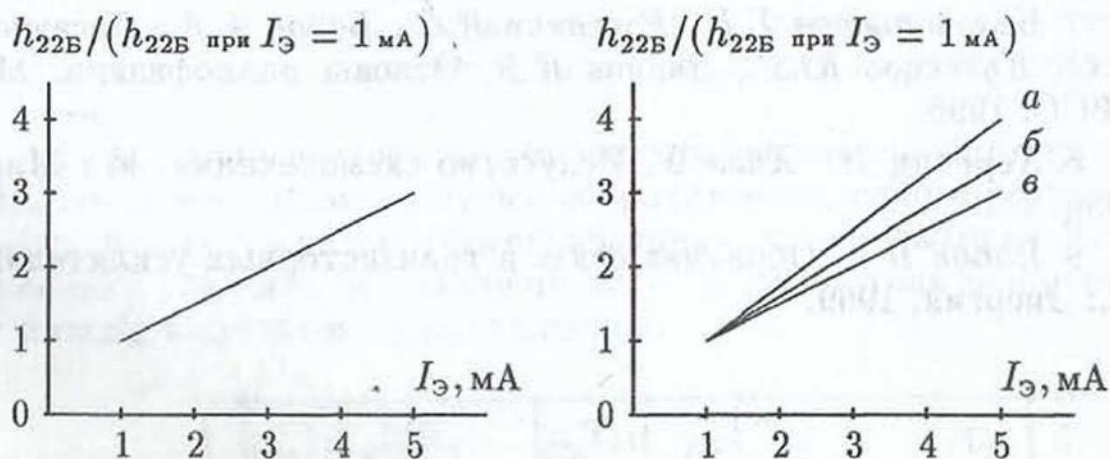


Рис. 16. Зависимость выходной проводимости $h_{22Б}$ от тока эмиттера: слева - для транзисторов МП35 - МП38; справа - для транзисторов МП39 (а), МП39Б (б), МП40 - МП40А (в)

Все приведенные зависимости сняты при $U_{к.э} = 5$ В. При возрастании $U_{к.э}$ с 5 до 10 В изменения $h_{21Э}$ не превышают 20%. С переходом к малым значениям $U_{к.э}$ величина $h_{21Э}$ начинает резко уменьшаться. При больших напряжениях с приближением к области пробоя величина $h_{21Э}$ резко возрастает за счет лавинной ионизации в коллекторном переходе.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бонч-Бруевич А.М.* Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М.: Наука, 1966.
2. *Дмитриева Н.Н., Ковтюх А.С., Кривицкий Б.Х.* Ядерная электроника. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1982.
3. *Кузнецов Ю.И., Логгинов А.С., Митрофанов В.П., Сенаторов К.Я.* Усилители и RC -генераторы низкой частоты на транзисторах и интегральных схемах. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1983.
4. *Манаев Е.И.* Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1990.
5. *Степаненко И.П.* Основы микроэлектроники. М.: Сов. радио, 1980.
6. *Степаненко И.П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1967.
7. *Белокопытов Г.В., Ржевкин К.С., Белов А.А., Логгинов А.С., Кузнецов Ю.И., Иванов И.В.* Основы радиофизики. М.: УРСС, 1996.
8. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. М.: Мир, 1986. Т.1.
9. *Попов П.А.* Обратная связь в транзисторных усилителях. М.: Энергия, 1969.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 3

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Изучаются основные характеристики интегрального операционного усилителя и АЧХ активных фильтров на его основе с учетом собственной АЧХ микросхемы.

§1. Краткие сведения об операционных усилителях

Операционный усилитель (ОУ) представляет собой усилитель постоянного тока с двумя входами, обладающий высоким собственным коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлением. Исторически название ОУ возникло в связи с тем, что подобные схемы использовались для реализации математических операций в аналоговых вычислительных машинах. В настоящее время ОУ широко используются в различных аналоговых и аналого-цифровых радиоэлектронных устройствах. Современные ОУ изготавливаются в виде монолитных или гибридных интегральных микросхем различной сложности с использованием биполярных или полевых транзисторов.

Типовой ОУ состоит из входного дифференциального каскада, имеющего высокое входное сопротивление, одного-двух промежуточных каскадов, обеспечивающих общий высокий коэффициент усиления, и выходного каскада (усилителя мощности) с низким выходным сопротивлением.

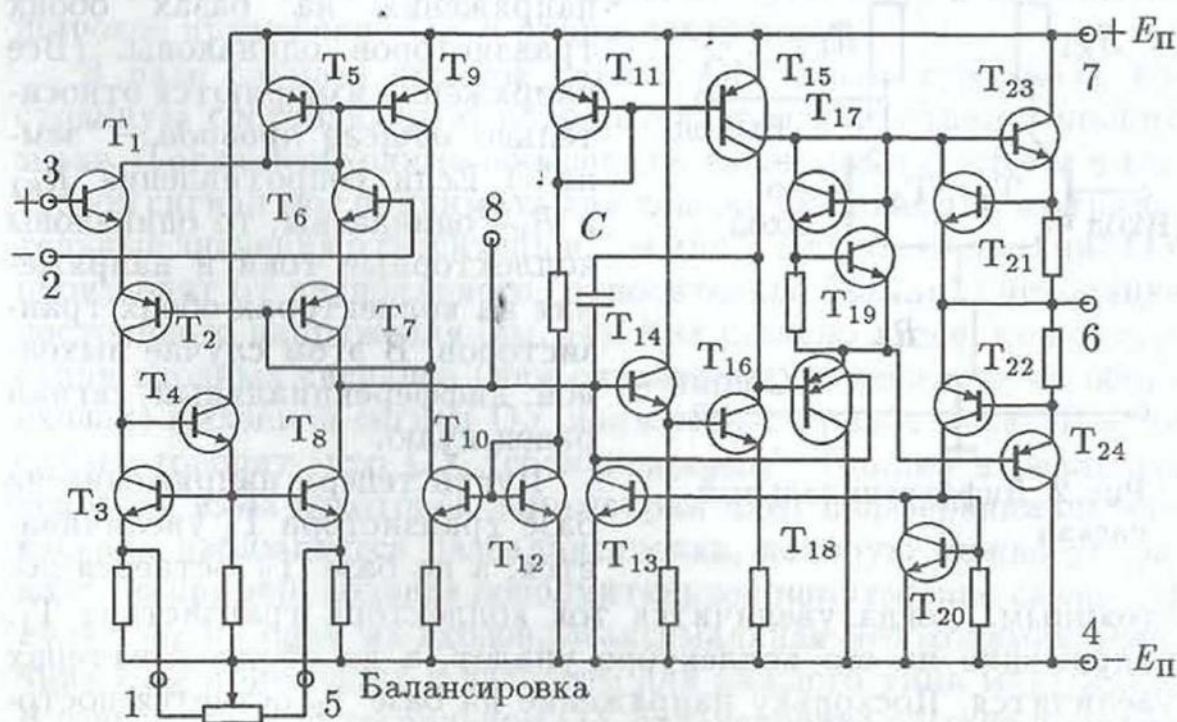


Рис. 1. Принципиальная схема интегрального ОУ типа К140УД7. Цифры на схеме – номера выводов микросхемы

На рис. 1 приведена принципиальная схема интегрального ОУ типа К140УД7 на биполярных транзисторах, аналог которого используется при выполнении данной лабораторной работы. В этом ОУ транзисторы T_1 , T_2 , T_6 и T_7 образуют входной дифференциальный каскад, T_{14} и T_{16} – промежуточный, а T_{23} и T_{24} – выходной каскад. Остальные транзисторы служат для согласования каскадов и защиты ОУ от короткого замыкания на выходе.

Дифференциальный каскад

Основой ОУ является дифференциальный каскад, работа которого поясняется по упрощенной принципиальной схеме на рис. 2. Каскад имеет два входа и содержит два одинаковых транзистора с общей эмиттерной цепью. Напряжение входного сигнала может подаваться либо между базой одного из транзисторов и общим проводом ("землей"), либо между базами двух транзисторов ("дифференциальный", разностный сигнал). Напряжение выходного сигнала может сниматься между коллектором одного из транзисторов и "землей" (однофазный выходной сигнал) или между коллекторами обоих транзисторов (парафазный, дифференциальный выходной сигнал). Большинство интегральных ОУ имеют однофазный выход.

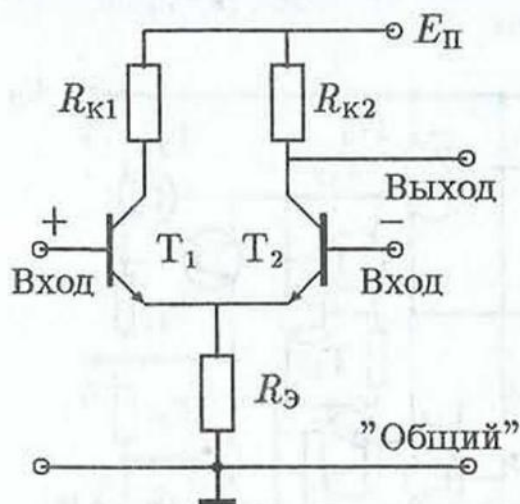


Рис. 2. Дифференциальный каскад

Рассмотрим работу дифференциального каскада. Пусть напряжения на базах обоих транзисторов одинаковы. (Все напряжения измеряются относительно *общего провода* – "земли".) Если сопротивления R_{K1} и R_{K2} одинаковы, то одинаковы коллекторные токи и напряжения на коллекторах обоих транзисторов. В этом случае выходной дифференциальный сигнал равен нулю.

Пусть теперь напряжение на базе транзистора T_1 увеличивается, а на базе T_2 остается постоянным. Тогда увеличится ток коллектора транзистора T_1 , напряжение на его коллекторе упадет, а на обоих эмиттерах увеличится. Поскольку напряжение на базе T_2 остается постоянным, коллекторный ток транзистора T_2 уменьшится, а напряжение на его коллекторе возрастет. Отсюда следует, что изменение напряжения на базе любого из транзисторов приводит к

противоположным изменениям напряжений на обоих коллекторах. С другой стороны, если одновременно изменять напряжение на обеих базах, т.е. подавать дифференциальный сигнал, то выходной сигнал (как однофазный, так и парафазный) будет пропорционален разности напряжений на базах – величине входного дифференциального сигнала. В частности, при равенстве входных сигналов на обеих базах выходной сигнал будет равен нулю. Это определяет одно из самых полезных свойств дифференциального каскада: синфазная помеха, поступающая одновременно на оба входа, на выходе каскада почти полностью подавляется. Коэффициент подавления синфазной помехи является одним из важнейших параметров ОУ.

В реальных ОУ дифференциальный каскад сложнее, чем на упрощенной схеме; в частности, для увеличения входного сопротивления используют каскадное включение транзисторов (см. рис. 1) или применяют полевые транзисторы. Для разных типов ОУ величина входного сопротивления составляет обычно $10^3 \div 10^6$ Ом.

Как вытекает из сказанного выше, выходной сигнал ОУ находится в фазе с сигналом на одном из входов, который называется *неинвертирующим* (помечается на схемах символом "+"), и в противофазе с сигналом на другом входе – *инвертирующим* (помечается на схемах маленьким кружком и символом "-"). Наличие дифференциального входа в ОУ позволяет достаточно просто создавать в схемах как положительную, так и отрицательную *обратную связь*, что, по существу, и определяет широкое применение ОУ в радиоэлектронике.

В ряде случаев входной сигнал ОУ может содержать постоянную составляющую положительного или отрицательного знака. Тогда необходимо обеспечить такой режим, чтобы и выходной сигнал мог принимать как положительные, так и отрицательные значения относительно "земли". Для этого питание ОУ производят от двуполярного (относительно "земли") источника постоянного напряжения (см. §4). Как сказано выше, при отсутствии входных сигналов (или одинаковой их величине на обоих входах) выходной сигнал ОУ должен быть равен нулю. В этом случае говорят, что ОУ "сбалансирован". Однако в реальных условиях из-за некоторой асимметрии плеч дифференциального каскада наблюдается разбалансировка, которую можно устранить, например, подавая дополнительное *напряжение смещения нуля* $U_{см}$ на один из входов. Максимальная необходимая величина $U_{см}$ приводится в паспорте для каждого типа микросхем. В современном интегральном ОУ балансировка обычно производится путем "перекоса" дифференциального каскада, для чего к его эмиттерной цепи подключается потенциометр (см. рис. 1).

Для уменьшения разбалансировки из-за разной величины входных токов в реальную схему с ОУ часто вводят дополнительный резистор R_3 (см. ниже рис. 5). В общем случае величину R_3 следует выбирать такой, чтобы сопротивления по постоянному току инвертирующего и неинвертирующего входов *схемы* были одинаковыми.

Основные параметры ОУ

К числу основных параметров ОУ относятся коэффициент усиления постоянного напряжения, граничная частота усиления переменного напряжения, максимальное выходное напряжение, максимальная скорость нарастания выходного импульсного сигнала, входное и выходное сопротивление, максимальное напряжение смещения нуля и др.

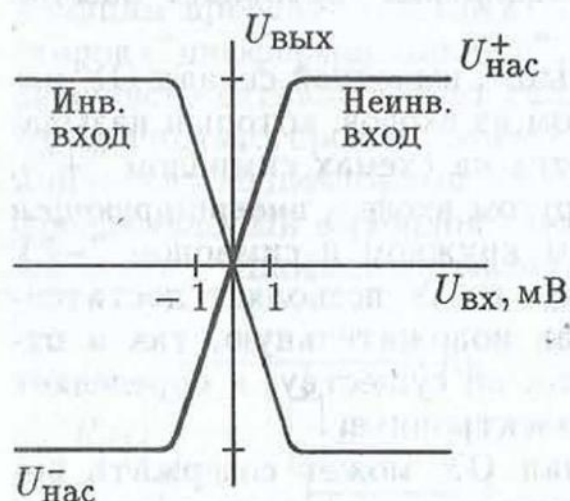


Рис. 3. Амплитудная характеристика операционного усилителя

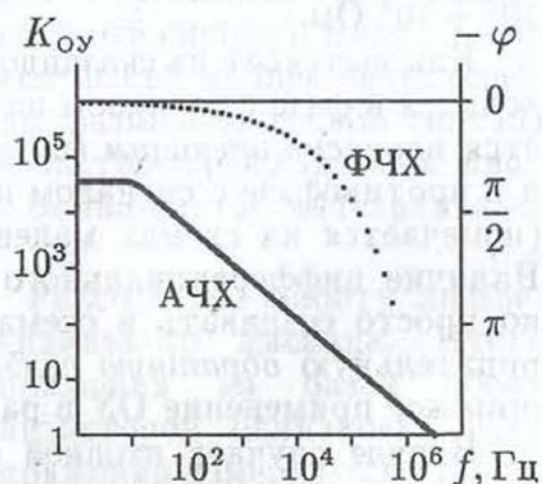


Рис. 4. АЧХ и ФЧХ операционного усилителя

На рис. 3 приведена типичная *собственная амплитудная характеристика* ОУ (без цепей обратной связи), т.е. зависимость выходного напряжения ОУ от входного напряжения на одном из его входов, снятая в статическом режиме (для постоянных напряжений). При малых входных напряжениях порядка нескольких милливольт ОУ является *линейным* устройством: выходное напряжение пропорционально входному. При больших входных напряжениях ОУ "насыщается". Величина выходного напряжения насыщения $U_{нас}$ зависит от напряжения питания $E_{п}$ и составляет обычно величину $0,7E_{п}$. Наклон линейной части амплитудной характеристики определяет собственный коэффициент усиления ОУ на постоянном токе $K_{ОУ}(0)$. Для разных типов интегральных ОУ эта величина лежит в пределах $10^3 \div 10^5$.

Для переменных сигналов собственный коэффициент усиления ОУ падает с частотой. Это обусловлено влиянием "паразитных" емкостей переходов коллектор-база транзисторов, входящих в состав ОУ. Наличие паразитных емкостей не только уменьшает усиление на высоких частотах, но и приводит к дополнительным *фазовым сдвигам* выходного сигнала относительно входного (рис. 4). При этом появляется внутренняя положительная обратная связь и усилитель может перейти в режим генерации (самовозбуждения). Для устранения этого эффекта собственную частотную характеристику ОУ *корректируют*, вводя в его схему шунтирующие конденсаторы. В этом случае коэффициент усиления на высоких частотах дополнительно уменьшается и самовозбуждение исчезает. В современных интегральных ОУ такая "внутренняя" коррекция производится в процессе изготовления микросхем (см. конденсатор C на рис. 1). Обычно коррекция выполняется так, что частотный ход коэффициента усиления ОУ становится подобен коэффициенту передачи однозвенной интегрирующей RC -цепочки (см. лабораторную работу 1). Для такой RC -цепи

$$K_{RC}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_B}, \quad K_{RC}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_B)^2}},$$

где $\omega_B RC = 1$, $\omega = 2\pi f$. Для высоких частот ($\omega \gg \omega_B$) можно пренебречь единицей в знаменателе. Тогда $\omega K_{RC}(\omega) = \omega_B$. Аналогично и для ОУ можно записать

$$K_{Oy}(j\omega) = \frac{K_{Oy}(0)}{1 + j\omega/\omega_B} = \frac{K_{Oy}(0)}{1 + jf/f_B}, \quad (1)$$

где ω_B имеет тот же смысл, что и для RC -цепочки.

Из (1) получим для собственной *амплитудно-частотной характеристики* (АЧХ) ОУ

$$K_{Oy}(f) = \frac{K_{Oy}(0)}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}}.$$

Обозначим $f_1 = K_{Oy}(0)f_B$. Тогда

$$K_{Oy}(f) = \frac{K_{Oy}(0)}{\sqrt{1 + [K_{Oy}(0)f/f_1]^2}}. \quad (2)$$

Типичная собственная АЧХ скорректированного ОУ приведена на рис. 4 в двойном логарифмическом масштабе. Из формулы (2) видно, что на очень низких частотах $K_{Oy}(f)$ почти

совпадает с $K_{OУ}(0)$. При $f = f_1/K_{OУ}(0) = f_B$ коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ по сравнению с $K_{OУ}(0)$, где f_B — верхняя граничная частота собственной АЧХ ОУ. На высоких частотах и при условии $K_{OУ}(0) \gg 1$

$$K_{OУ}(f) = f_1/f.$$

На частоте $f = f_1$ коэффициент усиления становится практически равным единице. Частота f_1 называется *частотой единичного усиления* ОУ. Обычно f_1 лежит в пределах одного или нескольких мегагерц. Начало спада АЧХ ОУ зависит от величины собственного коэффициента усиления $K_{OУ}(0)$: чем он больше, тем ниже частота, на которой начинается спад. Так, для ОУ типа К140УД7 это примерно соответствует частоте $30 \div 40$ Гц.

§2. Отрицательная обратная связь (ООС) в операционном усилителе

Рассмотрим теперь ОУ, охваченный простейшей цепью ООС, образованной резисторами R_1 и R_2 . Входной сигнал может подаваться на неинвертирующий (рис. 5,а) или инвертирующий (рис. 5,б) вход ОУ.

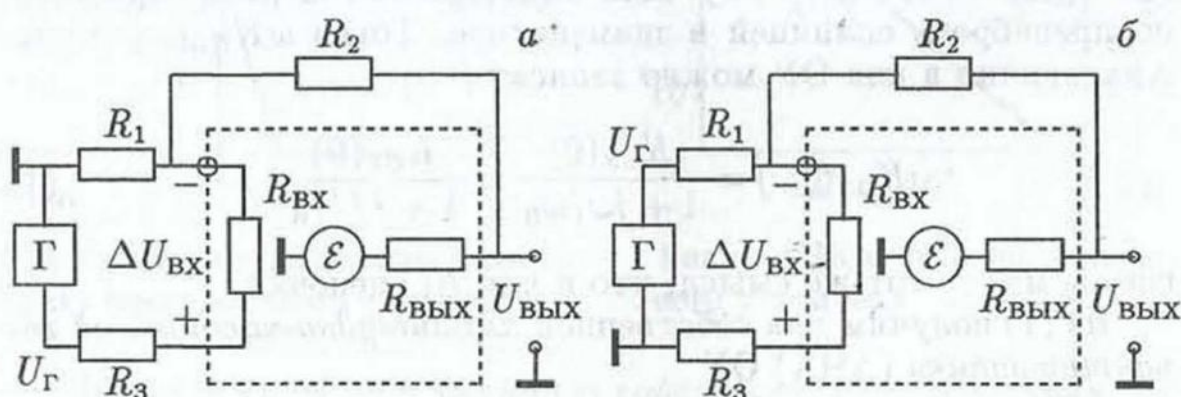


Рис.5. Эквивалентные схемы ОУ

На приведенных схемах символом \mathcal{E} обозначен идеальный генератор с ЭДС $= K_{OУ} \Delta U_{ВХ}$, который описывает усилительные свойства ОУ; $\Delta U_{ВХ}$ — входной дифференциальный сигнал.

В некотором приближении ОУ можно считать "идеальным", т.е. имеющим очень большой собственный коэффициент усиления $K_{OУ}$, очень большое входное сопротивление $R_{ВХ} \rightarrow \infty$ и очень малое выходное сопротивление $R_{ВЫХ} \rightarrow 0$. Будем также считать, что внутреннее сопротивление источника сигнала $R_Г$ много меньше сопротивления резистора R_1 .

Коэффициент передачи α цепи обратной связи по определению равен отношению напряжения на резисторе R_1 к напряжению, поданному на выходные клеммы ОУ, при закороченном источнике сигнала на входе ОУ (т.е. $U_{\Gamma} = 0$). При сделанных выше допущениях относительно свойств ОУ он равен

$$\alpha = U_{OC}/U_{ВЫХ} = U_{R_1}/U_{ВЫХ} = R_1/(R_2 + R_1). \quad (3)$$

Коэффициент усиления ОУ с цепью ООС

В неинвертирующем ОУ (рис. 5,а) источник входного сигнала Γ подключен к выходу цепи ООС через входное сопротивление ОУ и резистор $R_3 \ll R_{ВХ}$. Величина $\Delta U_{ВХ}$ равна разности напряжений источника сигнала U_{Γ} и выходного сигнала U_{OC} цепи ООС: $\Delta U_{ВХ} = U_{\Gamma} - U_{OC} = U_{\Gamma} - \alpha U_{ВЫХ}$. Поскольку собственный коэффициент усиления ОУ велик, то $\Delta U_{ВХ}$ мало по сравнению с U_{Γ} и U_{OC} . Поэтому можно считать, что разностный сигнал поступает как бы непосредственно на неинвертирующий вход ОУ. Таким образом, в этом случае реализуется последовательная ООС по напряжению (источник входного сигнала и цепь ООС включены последовательно).

Как известно (см. лабораторную работу 2), коэффициент усиления K_{α} усилителя с последовательной цепью ООС по напряжению равен

$$K_{\alpha} = K_{OY}/(1 + \alpha K_{OY}), \quad (4)$$

где K_{OY} – собственный коэффициент усиления ОУ без ООС. При глубокой ООС, т.е. при $|\alpha K_{OY}| \gg 1$, величина $K_{\alpha} \simeq 1/\alpha$, т.е. определяется только параметрами цепи ООС и не зависит от собственного коэффициента усиления ОУ. В этом случае из (3) и (4) для неинвертирующего ОУ получаем

$$K_{\alpha}^+ = 1/\alpha = 1 + R_2/R_1. \quad (5)$$

В инвертирующем ОУ (рис. 5,б) напряжение источника входного сигнала и выходное напряжение цепи ООС подаются в одну точку – инвертирующий вход ОУ, где образуется узел токов. Таким образом, в данном случае реализуется параллельная ООС по напряжению. Для результирующего напряжения $U_{ВХ} = U_{OC}$ непосредственно на инвертирующем входе ОУ можно записать

$$U_{ВХ} = U_{\Gamma} R_2/(R_1 + R_2), \quad U_{OC} = -U_{ВЫХ} R_1/(R_1 + R_2). \quad (6)$$

Из (6) получаем для коэффициента усиления, измеренного относительно напряжения сигнала на выходе источника U_{Γ} , подключенного к ОУ,

$$K_{\alpha}^- = -R_2/R_1. \quad (7)$$

(Знак "—" в правой части уравнения учитывает инверсию выходного сигнала относительно входного.) Формулу (7) можно получить также из (4) с учетом коэффициента передачи $K_{\text{ВХ}}$ от источника сигнала до входа ОУ:

$$K_{\text{ВХ}} = R_2 / (R_1 + R_2); \quad K_{\text{Э}}^- = -U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{Г}} = -K_{\text{ВХ}} / \alpha = -R_2 / R_1.$$

Строго говоря, инвертирующий усилитель (рис. 5, б) является не усилителем напряжения, а преобразователем входного тока $I_{\text{ВХ}} = U_{\text{Г}} / R_1$ в выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ с размерным коэффициентом передачи, равным R_2 . Эквивалентное входное сопротивление инвертирующего входа микросхемы с цепью ООС близко к нулю (см. ниже), поэтому источник сигнала работает в режиме генератора тока, при этом ток ограничивается сопротивлением R_1 и внутренним сопротивлением источника сигнала. Однако формально это приводит к одному и тому же выражению для коэффициента усиления относительно напряжения источника сигнала.

Формулы (5) и (7) можно объединить в одну:

$$K_{\text{Э}}^{\pm} = 1/2 \pm (1/2 + R_2/R_1), \quad (8)$$

где знак "+" относится к неинвертирующему усилителю, а "-" к инвертирующему.

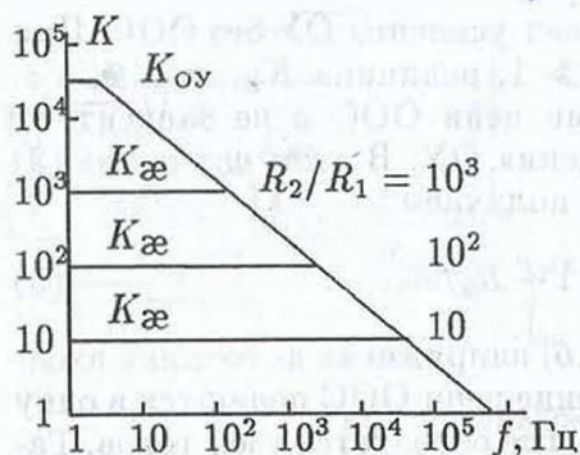


Рис. 6. АЧХ операционного усилителя при различной глубине ООС

Подчеркнем, что формулы (6)–(8) справедливы лишь для низких частот, на которых $K_{\text{Э}} \ll K_{\text{ОУ}}(f)$. На высоких же частотах величина $K_{\text{Э}}$ практически равна $K_{\text{ОУ}}(f)$. Таким образом, введение широкополосной цепи ООС (резисторы R_1 и R_2) приводит к тому, что коэффициент усиления не зависит от частоты, пока глубина ООС достаточно велика (рис. 6).

Влияние ООС на входное и выходное сопротивление ОУ

Введение ООС изменяет не только коэффициент усиления, но и другие характеристики реального ОУ. Так, для обеих схем на рис. 5 эквивалентное выходное сопротивление уменьшается

по сравнению с собственным выходным сопротивлением ОУ без ООС:

$$(R_{\text{ВЫХ}})_{\text{э}} = R_{\text{ВЫХ}} / (K_{\text{ОУ}} \text{э}) = R_{\text{ВЫХ}} / (K_{\text{ОУ}} / K_{\text{э}}) \quad (9)$$

(отношение $K_{\text{ОУ}} / K_{\text{э}}$ называют петлевым усилением). Качественно это можно пояснить следующим образом. Формально для определения выходного сопротивления нужно подать напряжение на выход усилителя и измерить соответствующий ток, протекающий в выходной цепи. Поскольку часть сигнала будет поступать через цепь ООС на вход усилителя и усиливаться, выходной ток будет возрастать по сравнению с током без цепи ООС. Это и приводит к кажущемуся уменьшению величины $R_{\text{ВЫХ}}$.

Эквивалентное входное сопротивление неинвертирующего входа ОУ при наличии ООС увеличивается:

$$(R_{\text{ВХ}}^+)_{\text{э}} = R_{\text{ВХ}} K_{\text{ОУ}} / K_{\text{э}}^+ \quad (10)$$

Это кажущееся увеличение входного сопротивления объясняется тем, что из входного тока, вызванного источником сигнала и протекающего через входное сопротивление ОУ (см. рис. 5, а), вычитается ток, обусловленный действием цепи ООС.

Эквивалентное входное сопротивление инвертирующего ОУ, напротив, мало, оно определяется выражением

$$(R_{\text{ВХ}}^-)_{\text{э}} = R_1 + R_2 / K_{\text{ОУ}} \quad (11)$$

Второе слагаемое в (11), как правило, много меньше первого.

Подчеркнем, что формулы (5)–(11) справедливы при использовании глубокой ООС. Вывод более точных формул с учетом конечных значений собственного коэффициента усиления, входного и выходного сопротивления, а также более подробной эквивалентной схемы ОУ приведен в литературе (см. [3, 5, 7, 8]).

§3. Операционный усилитель в схеме активного фильтра

Как уже отмечалось, реальный усилитель на ОУ с цепью ООС, составленной из резисторов R_1 и R_2 , имеет почти равномерную АЧХ на низких частотах $f \ll f_{\text{В}} / K_{\text{э}}$. На частоте $f_{\text{В}}$ АЧХ уменьшается на 3 дБ, а на более высоких частотах спадает обратно пропорционально частоте. При этом чем меньше отношение R_2 / R_1 , тем шире диапазон частот, в котором коэффициент усиления сохраняется постоянным.

Однако во многих случаях требуется неравномерная АЧХ, с подъемами или спадами в определенных участках диапазона. Для получения такой АЧХ в цепь ООС включают корректирующие реактивные элементы – конденсаторы или катушки индуктивности, сопротивление которых переменному току зависит от частоты. Это и приводит к необходимой форме АЧХ. При использовании реактивных элементов в цепи ООС (см. рис. 5) формула (8) принимает вид

$$K_{\Sigma}^{+}(j\omega) = 1 + \frac{Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega)}, \quad (12)$$

$$K_{\Sigma}^{-}(j\omega) = -\frac{Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega)}, \quad (13)$$

где $Z_{1,2}(j\omega)$ – комплексные сопротивления соответствующих цепей.

Усилители с цепями ООС, составленными только из резисторов и конденсаторов, обычно называют *активными фильтрами*. В данной лабораторной работе в активных фильтрах используются простейшие "параллельные" и "последовательные" RC-цепочки, состоящие из последовательно или параллельно соединенных резистора R и конденсатора C .

Комплексное сопротивление последовательной цепочки равно

$$Z_s(j\omega) = R_s + 1/(j\omega C_s), \quad Z_s(\omega) = R_s \sqrt{1 + (\omega R_s C_s)^{-2}}. \quad (14)$$

Для параллельной цепочки

$$Z_p(j\omega) = \frac{1}{1/R_p + j\omega C_p}, \quad Z_p(\omega) = \frac{R_p}{\sqrt{1 + (\omega R_p C_p)^2}}. \quad (15)$$

В практической радиотехнике обычно используется не круговая частота ω , а частота $f = \omega/(2\pi)$. Графики зависимости $Z(f)$ от частоты для этих цепочек приведены на рис. 7. Величины $f_H = 1/(2\pi R_s C_s)$ и $f_B = 1/(2\pi R_p C_p)$ – нижняя и верхняя граничные частоты соответствующих цепочек.

Из формул (12), (13) видно, что если в цепь ООС ввести вместо резистора R_2 одну из указанных цепочек, то АЧХ фильтра будет подобна АЧХ такой цепочки. С другой стороны, если заменить такой цепочкой резистор R_1 , то частотный ход АЧХ фильтра будет "противоположен" АЧХ цепочки: там, где есть спад АЧХ цепочки, будет подъем АЧХ фильтра, и наоборот. Комбинируя подобные цепочки, можно получить различные формы АЧХ активного фильтра.

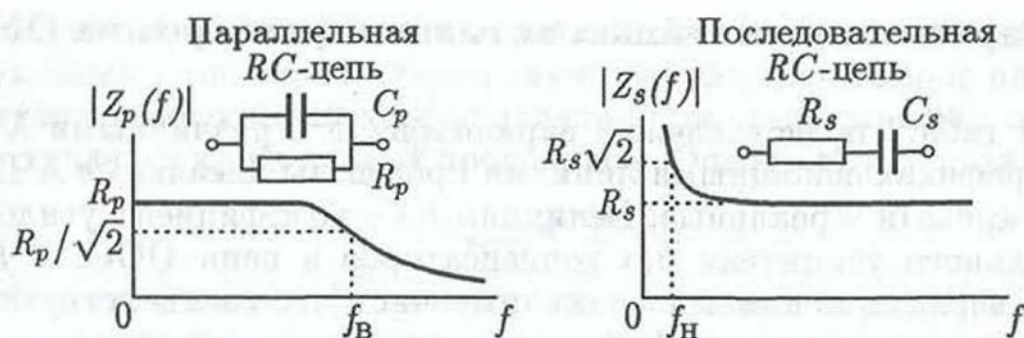


Рис. 7. Частотная зависимость модулей сопротивлений RC -цепочек

На основании сказанного комплексный коэффициент передачи "идеального" активного фильтра на ОУ, в предположении бесконечно высокого и постоянного собственного коэффициента усиления $K_{OУ}$, определяется только параметрами Z_1 и Z_2 цепи ООС.

В обобщенном виде его можно описать формулой

$$K_{ид}^{\pm}(jf) = \frac{1}{2} \pm \left[\frac{1}{2} + (R_2/R_1)\Phi(jf) \right]. \quad (16)$$

Здесь $\Phi(jf)$ – частотная функция, конкретный вид которой определяется соотношением величин Z_2 и Z_1 в цепи обратной связи.

Отличие АЧХ реального фильтра от идеального связано с конечной величиной собственного коэффициента усиления ОУ и зависимостью его от частоты.

На тех частотах, на которых собственный коэффициент усиления ОУ становится сравнимым с $K_{ид}(f)$, расчет коэффициента усиления нужно проводить по формуле (4), а не по упрощенной формуле (16). В этом случае, подставляя (1) и (16) в (4), получим для АЧХ реального фильтра $K_p(f)$ выражение

$$K_p(f) = \left[\left(\frac{1}{K_{OУ}(0)} + \frac{\text{Re}(K_{ид})}{|K_{ид}|^2} \right)^2 + \left(\frac{f}{f_1} - \frac{\text{Im}(K_{ид})}{|K_{ид}|^2} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (17)$$

Здесь $\text{Re}(K_{ид})$ и $\text{Im}(K_{ид})$ – действительная и мнимая части $K_{ид}$. Отличие АЧХ реального фильтра от идеального проявляется при больших коэффициентах усиления на высоких частотах из-за конечной величины f_1 , на низких частотах – из-за конечной величины $K_{OУ}(0)$.

Варианты простейших активных фильтров на ОУ

В табл. 1 представлено 8 вариантов ОУ с различными АЧХ. На графиках сплошными линиями проведены идеальные АЧХ, а пунктирными – реальные. Величина K_0 – коэффициент усиления идеального усилителя без конденсаторов в цепи ООС, а f_B и f_H – верхняя и нижняя граничные частоты соответствующих RC-цепочек по уровню 3 дБ.

В режиме *неинвертирующего* усилителя источник входного сигнала (генератор) включают между точкой *б* и "землей", а точку *а* заземляют; в режиме *инвертирующего* усилителя источник входного сигнала включают между точкой *а* и "землей", а неинвертирующий вход ОУ заземляют через резистор R_3 (см. схемы в табл. 1).

Для вариантов 2, 6 и 8 резистор R_3 выбирается равным R_2 . Если нет заметной разбалансировки ОУ из-за разных входных токов, то резистор R_3 может отсутствовать.

Для вариантов 1, 5 и 7 указан дополнительный резистор R^* , который необходим для сохранения ООС по постоянному току; при отсутствии R^* сбалансировать ОУ практически не удается. Чтобы этот дополнительный резистор не влиял на АЧХ, его сопротивление выбирают много большим R_2 . Символом ρ обозначено отношение R^*/R_2 . Введение резистора R^* снижает максимально достижимое усиление на низких частотах до уровня $K_{\infty} \simeq (R_2 + R^*)/R_1$.

Цепи питания и балансировки на этих схемах не показаны.

§4. Многовходовой сумматор аналоговых сигналов

Ранее уже упоминалось о том, что операционные усилители использовались для выполнения математических операций в аналоговых ЭВМ. Аналоговый сумматор – одна из подобных схем. Аналоговые сумматоры используются также в цифроаналоговых преобразователях (см. лабораторную работу 10) и ряде других схем.

Простейший сумматор аналоговых сигналов представляет собой набор резисторов R_j , каждый из которых включен последовательно с одним из источников сигналов U_j и с общим нагрузочным резистором $R_{нагр}$ (рис. 8). Фактически сопротивлением нагрузки для каждого источника являются параллельно

включенные резисторы для остальных источников и общий нагрузочный резистор. В общем случае подбор резисторов для получения необходимых коэффициентов при суммировании сигналов является кропотливой процедурой. Однако при условии

$$R_{\text{нагр}} \ll R_j \quad (18)$$

подбор упрощается. В этом случае выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ на нагрузочном резисторе определяется алгебраической суммой токов U_j/R_j , создаваемых отдельными источниками. (Более подробно этот вопрос рассмотрен в лабораторной работе 10.) Таким образом, в данном случае реализуется функция

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{j=1}^n a_j U_j, \quad \text{где } a_j = R_{\text{нагр}}/R_j. \quad (19)$$

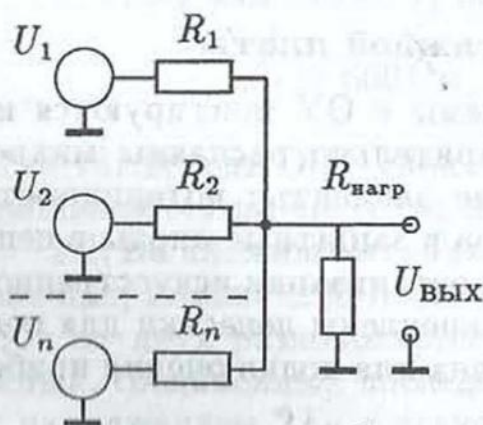


Рис. 8. Простейший сумматор сигналов на резисторах

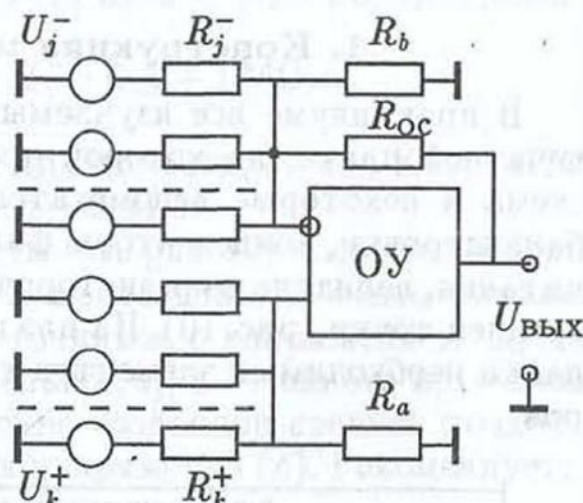


Рис. 9. Сумматор сигналов с использованием ОУ

Недостатком этой схемы является необходимость выполнения условия (18), что приводит к значительному снижению выходного напряжения. В более совершенной схеме такого устройства используется ОУ, при этом суммируемые сигналы могут подаваться как на неинвертирующий вход ОУ ("суммирование"), так и на инвертирующий вход ("вычитание") (рис. 9).

Поскольку эквивалентное входное сопротивление непосредственно на инвертирующем входе ОУ очень мало, условие (18) автоматически выполняется для источников, подключенных к этому входу. Неинвертирующий вход ОУ имеет очень большое входное сопротивление, поэтому параллельно входу включается резистор с сопротивлением $R_a \ll R_k^+$.

Пример использования подобной схемы приведен в лабораторной работе 9.

Предполагая, что входное сопротивление самого ОУ бесконечно велико, можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_k a_k U_k^+ - \sum_j b_j U_j^-$$

(индексы k относятся к неинвертирующему входу, а j — к инвертирующему).

Резисторы R_a и R_b служат для выравнивания усиления по обоим плечам. Один из них (и даже оба) могут отсутствовать в зависимости от конкретных значений величин a_j и b_k . При выбранных значениях R_b и R_j величина сопротивления резистора обратной связи $R_{\text{ос}}$ определяет общий уровень усиления сигналов.

§5. Практическая часть

1. Конструкция монтажной платы

В практикуме все изучаемые схемы с ОУ монтируются на печатной плате, на которой предварительно распаяны микросхема и некоторые вспомогательные элементы: потенциометр балансировки, конденсаторы фильтра и защитные диоды в цепи питания, делитель из резисторов для организации искусственной средней точки (рис. 10). На плате закреплены лепестки для подпайки необходимых элементов и гнезда для подключения приборов.

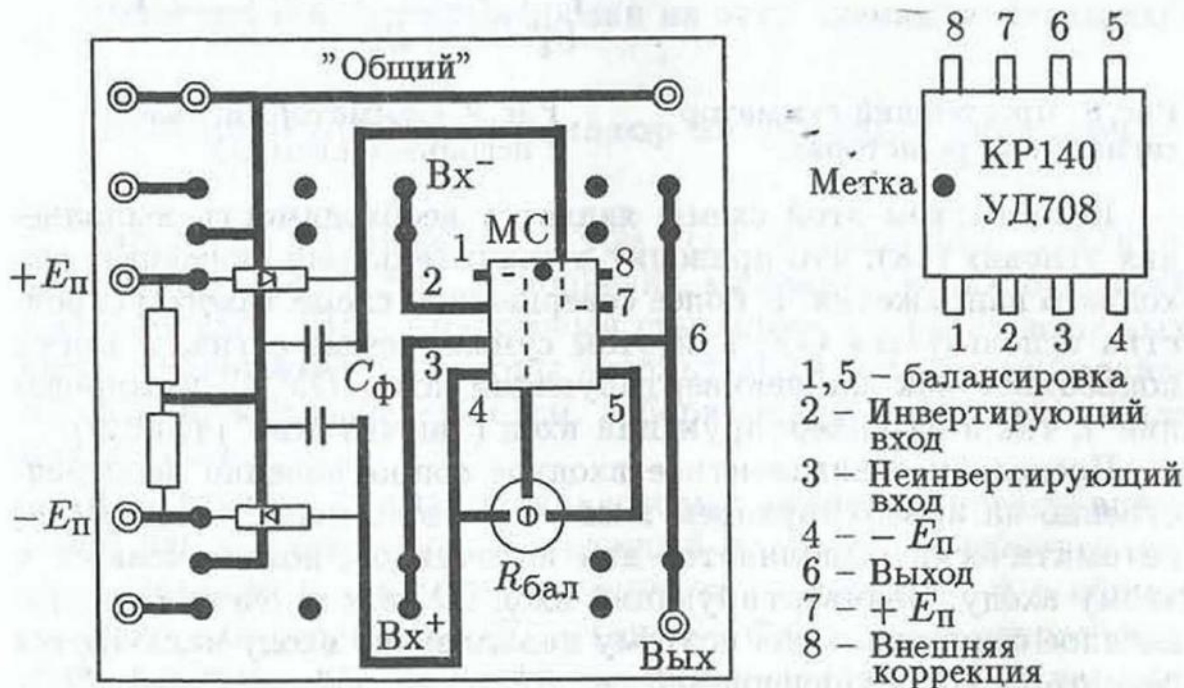


Рис. 10. Монтажная плата. Печатные проводники расположены на обратной стороне платы (жирные линии)

Устойчивость работы схем с ОУ в значительной степени определяется рациональным монтажом: все соединения должны быть возможно более короткими, детали следует располагать так, чтобы исключить "наводки" из выходных цепей во входные.

Паспортные данные интегральной микросхемы КР140УД708, применяемой на учебной плате, приведены в табл. 2.

2. Измерение частоты единичного усиления

Измерение частоты единичного усиления f_1 проводится косвенным методом на падающем участке АЧХ, на котором коэффициент усиления схемы с ООС K_k практически совпадает с собственным коэффициентом усиления ОУ $K_{Oy}(f)$. Используется режим неинвертирующего усилителя.

2.1. Для измерения f_1 подпаяйте цепь ООС с параметрами

$$R_1 \approx 600 \text{ Ом}, \quad R_2 = 0,5 \div 1 \text{ МОм}.$$

При такой цепи ООС спад АЧХ для микросхем типа К140УД708 наблюдается на частотах выше 1 – 2 кГц.

2.2. На клеммы питания платы (см. рис. 10) подайте постоянное напряжение $\approx 25 \text{ В}$. На рис. 11 приведены две схемы питания ОУ: от двух разнополярных источников с напряжением $E_{\text{п}}$ каждый, соединенных последовательно (а), и от одного источника с напряжением $2E_{\text{п}}$ с искусственно созданной средней точкой с помощью резистивного делителя напряжения (б). Рекомендуется использовать схему с одним источником.

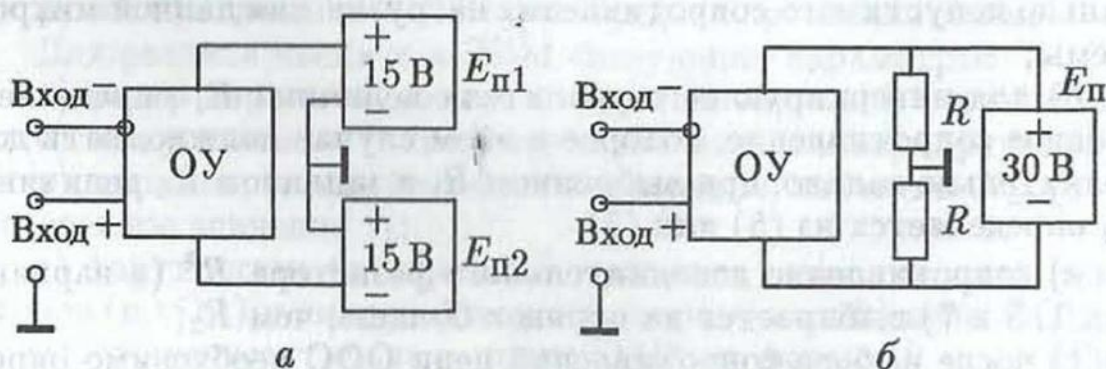


Рис. 11. Две схемы питания ОУ

2.3. Выход ОУ подключите к *открытому* Y-входу осциллографа.

2.4. Подключите выход "600 Ω " генератора низкой частоты к неинвертирующему входу ОУ, а свободный конец резистора

R_1 заземлите. При таком включении выходное сопротивление генератора играет роль резистора R_3 .

2.5. При отсутствии входного сигнала (но подключенном генераторе !) проверьте балансировку ОУ. Для этого переведите осциллограф в режим "закрытого" входа Y , заметьте положение луча на экране, а затем вновь переведите осциллограф в режим "открытого" входа Y . Если ОУ сбалансирован, луч останется на прежнем уровне. При нарушении балансировки на выходе ОУ появляется постоянная составляющая и луч смещается. Балансировка производится потенциометром $R_{\text{бал}}$, размещенным на плате.

2.6. Введите входной сигнал и с помощью осциллографа измерьте коэффициент усиления $K(f)$ в трех-четырех точках диапазона частот $20 \div 100$ кГц. Величину входного сигнала на каждой частоте нужно выбирать такой, чтобы выходной сигнал не был искажен.

2.7. Используя данные, полученные в п. 2.6, определите величину $f_1 = K(f)f$. Значения f_1 , измеренные таким способом в указанном диапазоне частот, должны получаться примерно одинаковыми. Среднее значение f_1 используется в дальнейшем при расчете реальной АЧХ на ЭВМ.

3. Выбор схемы цепи ООС для заданного фильтра

По номеру варианта АЧХ выберите из табл. 1 схему цепи ООС. Рассчитайте номиналы резисторов и конденсаторов по заданным значениям K_0 , f_H и (или) f_B . Необходимо учитывать следующее:

а) сопротивление R_2 не должно быть меньше 2 кОм – минимально допустимого сопротивления нагрузки для данной микросхемы;

б) для инвертирующего усилителя величина R_1 определяет входное сопротивление, которое в этом случае должно быть дополнительно задано; при выбранном R_1 и заданном K_0 величина R_2 определяется из (5) или (7);

в) сопротивление дополнительного резистора R^* (в вариантах 1, 5 и 7) выбирается на порядок больше, чем R_2 ;

г) после выбора сопротивлений цепи ООС необходимо определить емкости конденсаторов в соответствующих RC-цепочках по формуле

$$C_n = 1/(2\pi f_j R_m),$$

где f_j – заданная величина f_H или f_B , а индексы n и m относятся к соответствующим резисторам и конденсаторам (см. схему ООС для заданного варианта АЧХ).

4. Монтаж и наладка усилителя-фильтра и измерение АЧХ

4.1. Перед монтажом усилителя измерьте фактические значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов на цифровых измерителях. Эти значения используются в дальнейшем при расчетах АЧХ на ЭВМ. Смонтируйте фильтр.

Размещение деталей на плате рекомендуется производить в соответствии с тем, как они изображены на принципиальных схемах (см. табл. 1). Это облегчает проверку монтажа.

4.2. Подключите плату к источнику питания, генератору низкой частоты и осциллографу. При отсутствии входного сигнала еще раз проверьте балансировку ОУ и при необходимости отрегулируйте ее вновь. (Балансировка может нарушиться при включении конденсатора последовательно с резистором R_1 , см. варианты 2, 6 и 8.)

4.3. Введите входной сигнал и качественно проверьте АЧХ в заданном диапазоне частот. Амплитуду входного сигнала нужно выбирать такой, чтобы во всех точках диапазона частот выходной сигнал не был ограничен.

4.4. Снимите АЧХ с помощью вольтметра или осциллографа. Измерения рекомендуется провести в 10–15 точках диапазона, при этом "густоту" точек следует выбирать в соответствии с видом АЧХ.

5. Сравнение экспериментальных данных с теоретическими

Теоретические АЧХ (идеальная и реальная) рассчитываются по формулам (16) и (17) на ЭВМ по готовым программам. Загрузка программ в ЭВМ производится преподавателем.

Для расчета введите в ЭВМ следующие параметры:

- а) номер варианта, соответствующий заданной форме АЧХ;
- б) вид усилителя (инвертирующий или неинвертирующий);
- в) параметры микросхемы: паспортное значение $K_{0y}(0)$ и измеренное значение f_1 ;
- г) фактические (измеренные) значения сопротивлений резисторов (в кОм) и емкостей конденсаторов (в мкФ) цепи ООС;
- д) экспериментальные точки АЧХ в форме $f = \dots$ (кГц), $K(f) = \dots$

После ввода всех данных и выбора масштаба графика на дисплее отображаются две теоретические кривые – идеальная и реальная АЧХ, а также экспериментальные точки. Графики выводятся в логарифмическом масштабе по частоте и в линейном – по значениям коэффициента усиления.

Варианты ОУ с различными АЧХ

	Принципиальная схема	Вид АЧХ	$\Phi(jf)$
1			$\Phi_1 = 1 + (\rho + jf/f_H)^{-1}$ $\omega_H R_2 C_2 = 1$
2			$\Phi_2 = (1 - jf_H/f)^{-1}$ $\omega_H R_1 C_1 = 1$
3			$\Phi_3 = 1 + jf/f_B$ $\omega_B R_1 C_1 = 1$
4			$\Phi_4 = \Phi_3^{-1}$ $\omega_B R_2 C_2 = 1$
5			$\Phi_5 = \Phi_1 \Phi_3$ $\omega_H R_2 C_2 = 1$ $\omega_B R_1 C_1 = 1$
6			$\Phi_6 = \Phi_2 \Phi_4$ $\omega_H R_1 C_1 = 1$ $\omega_B R_2 C_2 = 1$
7			$\Phi_7 = \Phi_1 \Phi_4 - 1$ $\omega_H R_2 C_2 = 1$ $\omega_B R_2 C_1 = 1$
8			$\Phi_8 = \frac{jff_H^{-1}(1 - ff_B^{-1})}{1 + jf(f_B^{-1} + f_H^{-1})}$ $\omega_H R_1 C_2 = 1$ $\omega_B R_1 C_1 = 1$

Таблица 2

Паспортные данные микросхемы КР140УД708

Собственный коэффициент усиления (на постоянном токе) $K_{0У}(0)$	$> 3 \cdot 10^4$
Частота единичного усиления f_1	$> 0,8$ МГц
Входное сопротивление $R_{ВХ}$	> 400 кОм
Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$	< 200 Ом
Сопротивление нагрузки $R_{нагр}$	> 2 кОм
Напряжение смещения нуля $U_{см}$	≤ 6 мВ
Максимальное входное напряжение:	
дифференциальное $U_{диф}$	≤ 16 В
синфазное $U_{сф}$	± 12 В
Выходное напряжение насыщения $U_{нас}$	10,5 В
Максимальная скорость нарастания импульсного выходного сигнала	10 В/мкс
Напряжение источников питания $E_{п}$	+15В, -15 В

Примечание. Допускается работа микросхемы при напряжении источников питания от ± 3 В до ± 18 В, при этом соответственно изменяется максимальная величина неискаженного выходного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. М.: Энергоиздат, 1988.
2. Ефимчик М.К., Шушкевич С.С. Основы радиоэлектроники. Минск: Университетское, 1986.
3. Белокопытов Г.В., Ржевкин К.С., Белов А.А., Логгинов А.С., Кузнецов Ю.И., Иванов И.В. Основы радиофизики. М.: УРСС, 1996.
4. Кузнецов Ю.И., Логгинов А.С., Митрофанов В.П., Сенаторов К.Я. Усилители низкой частоты и RC-генераторы на транзисторах и интегральных микросхемах. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1983.
5. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1985.
6. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справ. пособие по применению. М.: Энергоиздат, 1982.
7. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. М.: Сов.радио, 1980.
8. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы. М.: Сов.радио, 1979.

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В СХЕМЕ КОМПАРАТОРА

Изучается принцип работы компаратора, основным элементом которого является операционный усилитель в режиме насыщения.

§1. Принцип работы компаратора напряжений

Компаратор относится к классу аналого-цифровых схем, позволяющих преобразовывать непрерывный сигнал в квантованный по уровню. Компараторы нашли широкое применение в ЭВМ, нуль-индикаторах, стабилизаторах, измерителях функций распределения сигналов и т.д.

Основное назначение любого компаратора – сравнение двух величин, в частности какого-либо измеряемого напряжения с эталонным. При этом непосредственно измеряются не сами величины, а их разность или определяется только знак этой разности.

В схемах компараторов напряжений используются операционные усилители (ОУ) без цепи отрицательной обратной связи (ООС). Простейший компаратор изображен на рис. 1. Сравнимые сигналы подаются на два входа: $U_{ВХ1}$ – на инвертирующий и $U_{ВХ2}$ – на неинвертирующий. Уровни сигналов не должны превышать допустимые для используемых ОУ уровни синфазных входных напряжений. При $U_{ВХ1} > U_{ВХ2}$ напряжение на выходе ОУ будет отрицательным, а при $U_{ВХ1} < U_{ВХ2}$ – положительным.

Поскольку ООС в ОУ отсутствует, а собственный коэффициент усиления $K_{ОУ} = 10^4 - 10^5$, то уже при малых значениях $\Delta U = U_{ВХ1} - U_{ВХ2} \approx 0,7 E_{П} / K_{ОУ}$ (десятки микровольт) операционный усилитель переходит в нелинейный режим. Если разность напряжений входных сигналов ΔU значительно превышает интервал линейного участка амплитудной характеристики (см. рис. 4 в лабораторной работе 3), то ОУ будет насыщен. Поэтому выходное напряжение

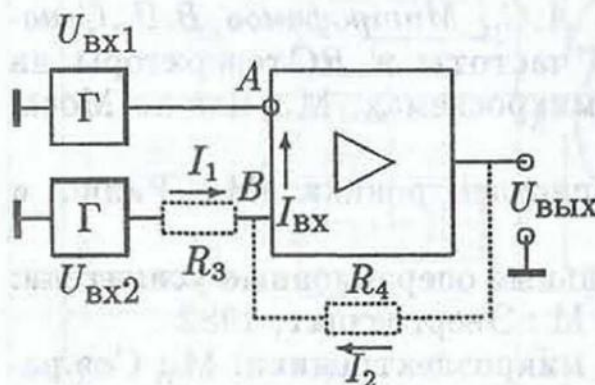


Рис. 1. Принципиальная схема компаратора напряжений

будет равно напряжению насыщения.

компаратора при изменении входных сигналов практически принимает только два значения: $+U_{\text{нас}}^+$ и $-U_{\text{нас}}^-$, где $U_{\text{нас}}^+$ и $U_{\text{нас}}^-$ — абсолютные значения.

Если подать на один из входов (инвертирующий) постоянное опорное напряжение $U_{\text{оп}}$, а на второй (неинвертирующий) — переменный сигнал, например гармонический ($U_s = U_0 \sin \omega t$), то сигнал на выходе будет иметь вид, изображенный на рис. 2. Из рисунка видно, что

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= -U_{\text{нас}}^- && \text{при } U_{\text{оп}} > U_0 \sin \omega t, \\ U_{\text{вых}} &= +U_{\text{нас}}^+ && \text{при } U_{\text{оп}} < U_0 \sin \omega t, \end{aligned}$$

а при $U_{\text{оп}} = U_s$ (с точностью до долей милливольт) происходит скачкообразное изменение полярности выходного сигнала. При увеличении $U_{\text{оп}}$ от 0 до U_0 область, соответствующая $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}^+$, уменьшается, и при $U_{\text{оп}} = U_0$ переменная составляющая выходного сигнала исчезает. Такая же картина наблюдается при изменении $U_{\text{оп}}$ от 0 до $-U_0$, но теперь будет уменьшаться область, соответствующая $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}^-$. Когда $|U_{\text{оп}}|$ становится равным U_0 , переменная составляющая выходного сигнала полностью исчезает.

При плавном изменении величины ΔU вблизи нуля могут наблюдаться многократные случайные перебросы выходного напряжения из одного состояния насыщения в другое, вызванные помехами. Для устранения этого нежелательного эффекта вводят небольшую *положительную* обратную связь (делитель R_3, R_4 на рис. 1; нумерация резисторов выбрана в соответствии с обозначениями в лабораторной работе 5). В результате схема перестает реагировать на входные сигналы с амплитудой, меньшей δ — ширины петли гистерезиса, появляющегося на амплитудной характеристике. Величина δ возрастает с увеличением глубины положительной обратной связи (ПОС) (рис. 3).

Рассмотрим влияние ПОС и появление гистерезиса более подробно.

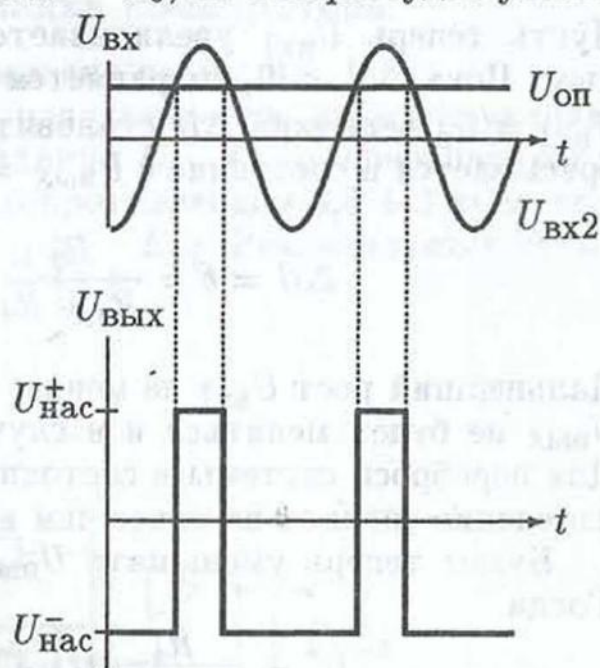


Рис. 2. Входные и выходные сигналы компаратора

Предполагается, что для идеального ОУ $R_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$, поэтому можно считать, что $I_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$.

Пусть сначала $U_{\text{ВХ1}} < U_{\text{ВХ2}}$, так что $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{нас}}^+$. При наличии положительной ОС выходное напряжение становится равным (см. рис. 1)

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}} + I_1 R_3 - I_2 R_4, \quad I_1 + I_2 = I_{\text{ВХ}} = 0,$$

напряжение в точке В -

$$U'_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{\text{ВХ2}} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{\text{нас}}^+.$$

Тогда дифференциальный сигнал относительно точки А

$$\Delta U = U_{\text{ВХ1}} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{\text{ВХ2}} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{\text{нас}}^+.$$

Пусть теперь $U_{\text{ВХ1}}$ увеличивается, а $U_{\text{ВХ2}}$ остается постоянным. Пока $\Delta U < 0$, сохраняется состояние $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас}}^+$. При $U_{\text{ВХ1}} = U'_B$ величина ΔU становится равной нулю и схема перебрасывается в состояние с $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{нас}}^-$. Тогда

$$\Delta U = \delta = \frac{R_3}{R_3 + R_4} (U_{\text{нас}}^+ + U_{\text{нас}}^-).$$

Дальнейший рост $U_{\text{ВХ1}}$ не меняет выходной сигнал. Важно, что $U_{\text{ВЫХ}}$ не будет меняться и в случае малого уменьшения $U_{\text{ВХ1}}$. Для переброса системы в состояние с $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{нас}}^+$ требуется изменение сигнала не менее чем на δ (рис. 3).

Будем теперь уменьшать $U_{\text{ВЫХ}}$ из достигнутого состояния. Тогда

$$U''_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{\text{ВХ2}} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{\text{нас}}^-,$$

$$\Delta U = U_{\text{ВХ1}} - U''_B.$$

При $U_{\text{ВХ1}} = U''_B$ ОУ переходит в состояние с $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{нас}}^+$. Таким образом, ширина петли гистерезиса равна

$$\delta = \frac{R_3}{R_3 + R_4} (U_{\text{нас}}^+ + U_{\text{нас}}^-).$$

Обычно δ выбирается несколько больше ожидаемой амплитуды помех.

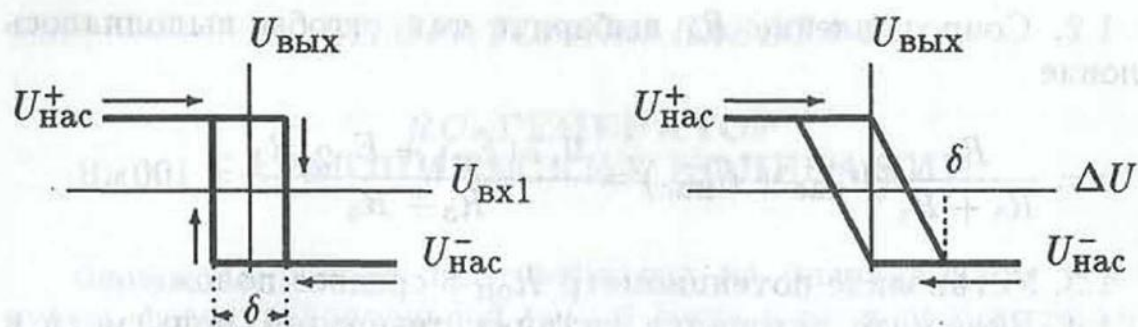


Рис. 3. Гистерезисные характеристики компаратора

Промышленность выпускает различные типы компараторов в виде интегральных микросхем, представляющих собой ОУ с упрощенной структурой, но обладающих высокой скоростью нарастания выходного напряжения.

В настоящей лабораторной работе компаратор собирается на основе обычного ОУ среднего быстродействия типа К140УД7.

§2. Практическая часть

1. Монтаж и наладка компаратора

1.1. Соберите схему, как показано на рис. 4.

Опорное напряжение $U_{оп}$, подаваемое на инвертирующий вход, задается источниками питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$ операционного усилителя и резистором $R_{оп}$ с сопротивлением $0,5 \div 1$ кОм, позволяющим менять $U_{оп}$ от $+E_{п1}$ до $-E_{п2}$. Рекомендуется установить напряжение $E_{п1} = E_{п2} = 12$ В.

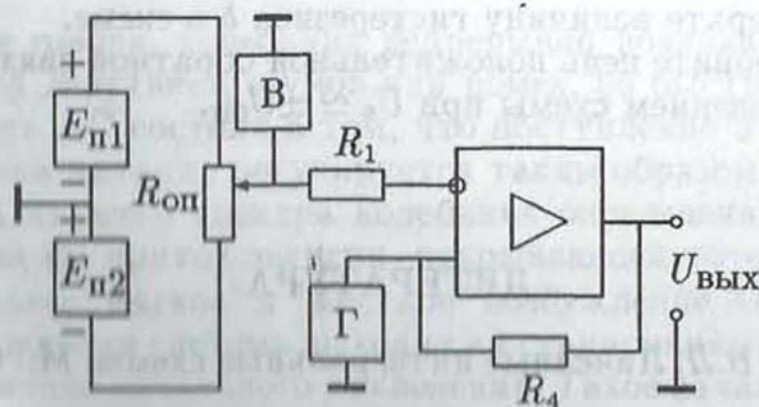


Рис. 4. Принципиальная схема макета компаратора

Переменный входной сигнал подается от звукового генератора Γ с клеммы "600 Ом", что позволяет менять сигнал как плавно, так и дискретно через 10 дБ. Выходное сопротивление генератора играет роль сопротивления R_3 (см. рис. 1). Для балансировки схемы сопротивление резистора R_1 выбирается также равным 600 Ом. Вольтметр постоянного напряжения В (со шкалой на 20 В) служит для измерения $U_{оп}$.

1.2. Сопротивление R_4 выберите так, чтобы выполнялось условие

$$\delta = \frac{R_3}{R_3 + R_4} (U_{\text{нас}}^+ + U_{\text{нас}}^-) = \frac{0,7(E_{\text{п1}} + E_{\text{п2}})R_3}{R_3 + R_4} = 100 \text{ мВ.}$$

1.3. Установите потенциометр $R_{\text{оп}}$ в среднее положение.

1.4. Включите источники питания, генератор, вольтметр и осциллограф.

1.5. Установите величину напряжения питания ОУ порядка 25 В.

1.6. Установите амплитуду опорного напряжения $U_{\text{оп}} = 0$.

1.7. Регулируя потенциометр балансировки R_6 на плате ОУ, добейтесь симметричного расположения синусоиды по оси Y на экране осциллографа относительно нулевой линии.

1.8. Установите амплитуду сигнала генератора $U_0 < 7$ В (не путать амплитудное и эффективное значения напряжения!) так, чтобы сигналы $U_{\text{оп}}$ и U_0 были меньше максимально допустимого синфазного напряжения для данной микросхемы (см. лабораторную работу 3).

2. Измерения

2.1. Регулируя величину $U_{\text{оп}}$, снимите зависимость скважности выходных импульсов от величины и знака опорного напряжения. Объясните наблюдаемые эпюры.

2.2. Измерьте амплитуду синусоидального сигнала.

2.3. Измерьте величину гистерезиса δ в схеме.

2.4. Разорвите цепь положительной обратной связи и проследите за поведением схемы при $U_s \simeq \pm U_{\text{оп}}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы. М.: Сов. радио, 1979.

2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988.

3. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справ. пособие по применению. М.: Энергоиздат, 1982.

RC-ГЕНЕРАТОР ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Изучается работа RC-генератора на операционном усилителе с фазочувствительной цепью Вина в цепи положительной обратной связи и широкополосной цепью отрицательной обратной связи.

§1. Введение

Генератор электрических колебаний – устройство, создающее электрические колебания той или иной частоты и формы за счет механической энергии или энергии источников постоянного тока. Частота генерируемых колебаний может лежать в пределах $10^{-1} - 10^{12}$ Гц.

В радиотехнике для генерации незатухающих электрических колебаний обычно используются *автоколебательные системы* (АС), преобразующие энергию источника постоянного тока в энергию электрических колебаний. Для запуска АС, так же как и для поддержания стационарного режима, в принципе, не требуется внешних источников переменного напряжения. Возникновение колебаний в АС определяется начальными отклонениями системы, поэтому обычно говорят о "самовозбуждении" колебаний.

Вообще говоря, колебания непрерывно возникают в любой системе под действием шумов или помех, но быстро затухают. Особенность АС состоит в том, что поступление в нее энергии от источника питания регулируется таким образом, чтобы поддерживать из всего спектра колебания определенной частоты, обеспечивая им приток энергии, покрывающей потери.

Различают "мягкое" и "жесткое" возбуждение АС. При "мягком" возбуждении система выходит на стационарный режим при любой величине начального отклонения. Такое начальное отклонение может быть вызвано, например, тепловым шумом, всегда присутствующим в любой системе. При "жестком" возбуждении переход на стационарный режим возможен только тогда, когда начальное отклонение превышает некоторый пороговый уровень. В этом случае причиной может быть, например, резкий скачок тока при включении питания. "Жесткое" возбуждение часто используют в мощных генераторах, в которых с целью увеличения КПД активные элементы (электронные лампы или транзисторы) работают в режиме отсечки. В этом случае для

запуска генератора на него подают дополнительный сигнал на частоте генерации от другого, менее мощного источника.

Характерным признаком АС является независимость установившейся амплитуды колебаний от начальных условий. Установившаяся амплитуда определяется только свойствами самой системы.

§2. Условия самовозбуждения автоколебательной системы

Структурная схема автоколебательной системы, приведенная на рис. 1, состоит из усилителя, с помощью которого происходит преобразование энергии источника постоянного напряжения в энергию переменного сигнала, и частотно-селективной цепи положительной обратной связи (ПОС), включенной между выходом и входом усилителя и определяющей частоту колебаний.

Незатухающие колебания в любом генераторе возникают лишь при выполнении определенных условий, которые называются условиями самовозбуждения. Условия самовозбуждения можно найти в линейном приближении, предположив, что коэффициент усиления усилителя не зависит от амплитуды генерации. Однако для определения стационарной амплитуды колебаний необходимо учитывать нелинейность амплитудной характеристики усилителя. Максимально возможная амплитуда колебаний определяется величиной линейного участка этой характеристики.

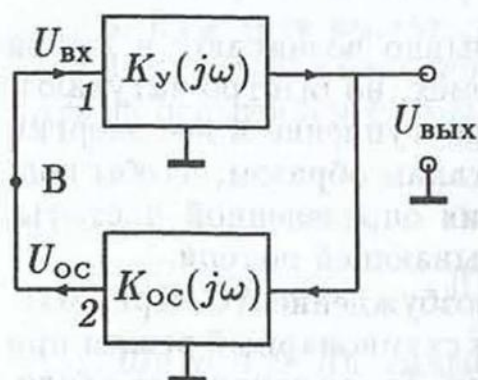


Рис. 1. Структурная схема автоколебательной системы

Найдем условия самовозбуждения, воспользовавшись схемой, изображенной на рис. 1. Мысленно разорвем цепь обратной связи в точке В и подадим на вход 1 усилителя гармонический сигнал $U_{вх} = U_0 e^{j\omega t}$. Если на частоте ω_0 сигнал на выходе 2 цепи обратной связи $U_{ос}$ имеет ту же фазу с точностью до $2\pi k$ ($k = 0, 1, \dots$) и ту же амплитуду, что и на входе усилителя, т.е.

$$U_{ос} = U_{вх}, \quad (1)$$

то при замыкании цепи обратной связи в схеме могут существовать незатухающие колебания с частотой, близкой к ω_0 . Поскольку коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи зависят от частоты и фазы сигнала, их можно представить комплексными величинами $K_y(j\omega)$ и $K_{ос}(j\omega)$ соответственно. Условие (1) тогда записывается в виде $U_{ос}(j\omega) =$

$K_y(j\omega)K_{oc}(j\omega)U_{вх}(j\omega) = U_{вх}(j\omega)$. Это выражение эквивалентно двум:

$$|K_y(j\omega)K_{oc}(j\omega)| = 1, \quad (2)$$

$$\varphi = \varphi_y + \varphi_{oc} = 2\pi k \quad (k = 0, 1, \dots), \quad (3)$$

где $\varphi_y = \arctg(\text{Im}K_y/\text{Re}K_y)$, $\varphi_{oc} = \arctg(\text{Im}K_{oc}/\text{Re}K_{oc})$. Условия самовозбуждения (2) и (3) можно интерпретировать как условия амплитудного и фазового баланса в разомкнутой цепи любого генератора.

§3. RC-генераторы гармонических колебаний

В радиотехнике широко применяются генераторы звуковых частот с селективными цепями, содержащими сопротивления R и емкости C , которые называются RC-генераторами в отличие от LC-генераторов с колебательными контурами. Такие системы называют иногда вырожденными автоколебательными системами, так как они содержат только один из реактивных элементов (емкость). Они могут генерировать как колебания, близкие к гармоническим, так и разрывные (релаксационные) колебания, спектр которых содержит много частот. Генераторы такого типа применяются для получения колебаний на частотах от нескольких герц до сотен килогерц. RC-генераторы гармонических колебаний хотя и обладают худшей стабильностью по сравнению с LC-генераторами, но зато позволяют осуществлять плавную перестройку частоты в более широком диапазоне. Кроме того, сделать перестраиваемый LC-генератор на очень низких частотах вообще не удастся из-за технических трудностей изготовления переменных реактивных элементов больших номиналов. Известны различные типы RC-генераторов гармонических колебаний. Ниже приведены структурные схемы некоторых из них.

На рис. 2,а приведена схема генератора на однокаскадном инвертирующем усилителе с трехзвенной фазосдвигающей RC-цепочкой в цепи ПОС. Набег фазы в усилителе составляет 180° в широком диапазоне частот. Набег фазы в фазосдвигающей цепочке зависит от частоты. В частности, на некоторой частоте ω_0 он будет равен также 180° . Полный сдвиг фазы в кольце "усилитель - цепь обратной связи" на частоте ω_0 равен 360° , т.е. в системе могут поддерживаться колебания на частоте ω_0 . Для возникновения в системе колебаний на частоте ω_0 коэффициент усиления усилителя должен быть достаточно большим для компенсации потерь сигнала при прохождении через фазосдвигающую цепочку.

На рис. 2,б приведена схема генератора на неинвертирующем усилителе с апериодическим контуром – цепью Вина в цепи ПОС. Сдвиг фазы в цепи Вина на квазирезонансной частоте ω_0 равен нулю, (см. лабораторную работу 1), а в усилителе равен $2\pi k$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) в широком диапазоне частот. Таким образом, условие баланса фаз выполняется на частоте ω_0 и при достаточной величине коэффициента усиления усилителя в схеме возникает генерация.

На рис. 2,в приведена схема генератора с селективной RC-цепью – двойным T-мостом. Усилитель с двумя входами – инвертирующим (-) и неинвертирующим (+) – охвачен широкополосной положительной обратной связью (выход – неинвертирующий вход) и селективной цепью отрицательной обратной связи (выход – мост – инвертирующий вход).

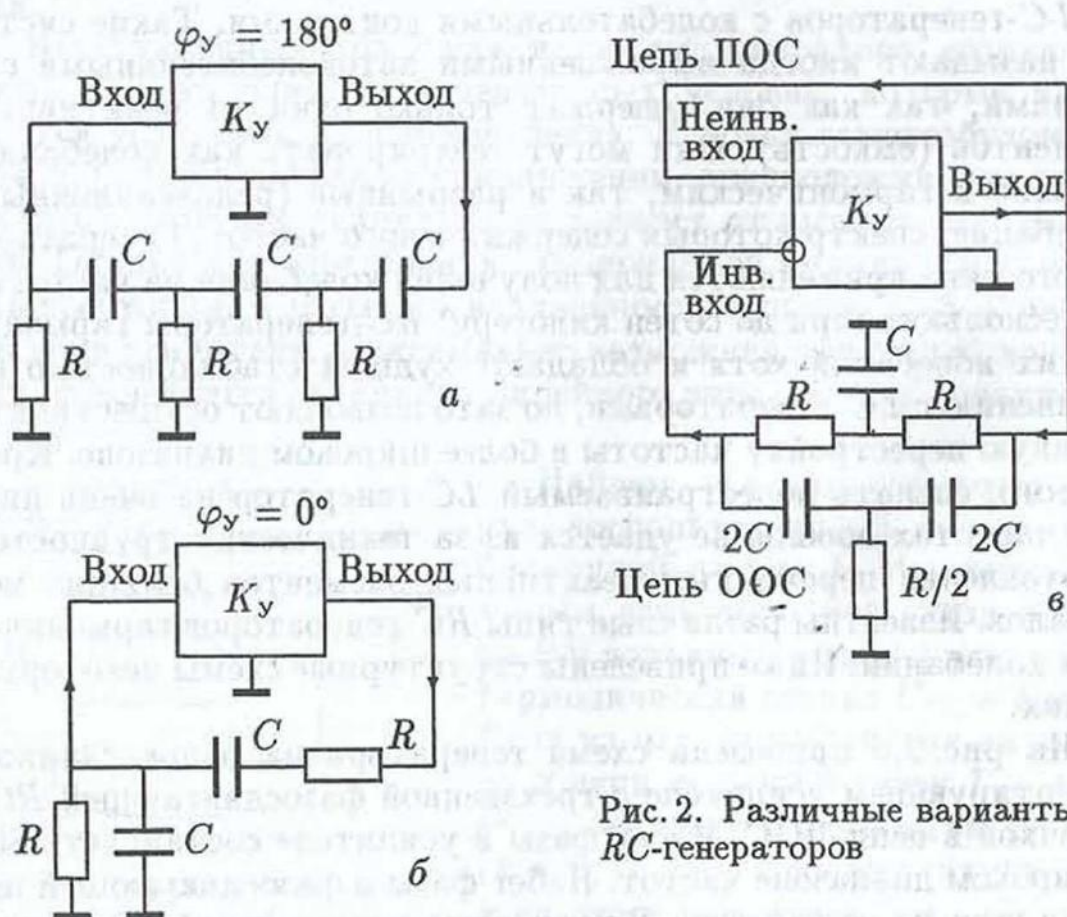


Рис. 2. Различные варианты RC-генераторов

Коэффициент передачи двойного T-моста уменьшается практически до нуля при приближении к квазирезонансной частоте $\omega_0 = 1/RC$. Коэффициент усиления усилителя выбран таким, что вдали от резонанса цепь ООС подавляет действие цепи ПОС. На частоте ω_0 ООС отсутствует и в системе возбуждаются колебания.

Подробнее о схемах RC-генераторов см. в [1, 2].

§4. RC-генератор с цепью Вина

(б) В данной лабораторной работе рассматривается схема RC-генератора гармонических колебаний на операционном усилителе (ОУ) с использованием в цепи ПОС цепочки Вина (рис. 3).

Как было показано в лабораторной работе 1, характеристики цепи Вина носят квазирезонансный характер. На частоте

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = (R_3 R_4 C_3 C_4)^{-1/2}$$

сдвиг фазы сигнала в цепи Вина равен нулю, а модуль коэффициента передачи максимален:

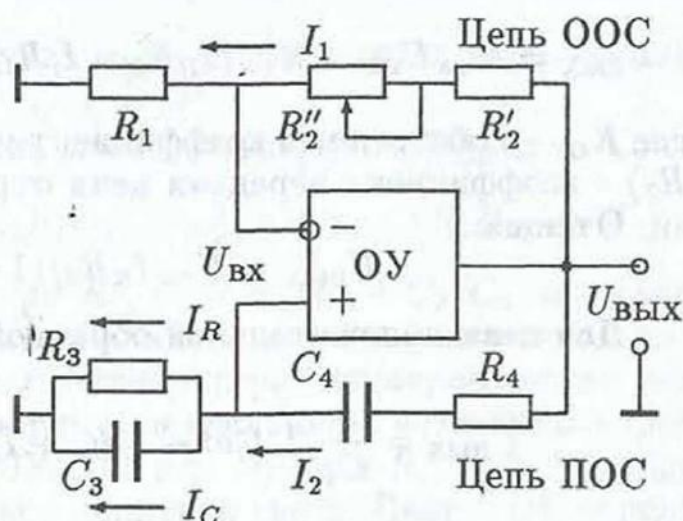
$$|K_{OC}(j\omega_0)| = \left(1 + \frac{C_3}{C_4} + \frac{R_4}{R_3}\right)^{-1}. \quad (4)$$

Таким образом, для самовозбуждения данного генератора на частоте ω_0 необходимо, чтобы

$$|K_Y(j\omega)| > 1 + \frac{C_3}{C_4} + \frac{R_4}{R_3}, \quad (5)$$

$$\varphi_Y = 0.$$

Рис. 3. Принципиальная схема RC-генератора на ОУ с цепочкой Вина.



В реальной схеме сдвиг фазы сигнала в усилителе φ_Y на частоте ω_0 может отличаться от нуля. Тогда и частота генерации ω_T будет несколько отличаться от ω_0 , так что условие фазового баланса (3) будет выполняться на смещенной частоте ω_T .

В начальный момент возникновения генерации величина $|K_Y(j\omega)|$ должна быть больше, чем $|K_{OC}(\omega_0)|^{-1}$. Однако по мере роста амплитуды колебаний начинают играть роль нелинейные

явления, коэффициент усиления ОУ уменьшается и рост амплитуды колебаний замедляется, пока наконец амплитуда не достигнет определенного стационарного уровня. Неравенство (5) переходит в точное равенство. В системе будут поддерживаться колебания только на одной частоте ω_0 . Генерируемые колебания тем ближе к гармоническим, чем ближе величина K_y к пороговому значению, определяемому соотношением (2). Однако вблизи порога автоколебания становятся неустойчивыми. Для получения устойчивых колебаний, близких к гармоническим, в цепь ООС вводят нелинейный инерционный элемент, который плавно уменьшает коэффициент усиления ОУ по мере роста амплитуды колебаний. Таким элементом может служить, например, лампочка накаливания или полупроводниковое термосопротивление [1, 3].

При $|K_y(j\omega)| \gg |K_{oc}(j\omega)|^{-1}$ в системе будет генерироваться целая полоса частот, несмотря на то что для частот, отличных от ω_0 , фазовые соотношения не выполняются. Форма сигнала при этом может сильно отличаться от гармонической.

При $|K_y(j\omega)| < |K_{oc}(j\omega)|^{-1}$ схема работает как узкополосный регенеративный усилитель, полоса пропускания которого сужается по мере увеличения глубины ПОС.

Условия самовозбуждения RC-генератора на ОУ можно получить и другим, более строгим способом. Запишем соотношение между дифференциальным входным и выходным напряжениями ОУ в виде

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{OУ}} U_{\text{вх}} = K_{\text{OУ}} (I_R R_3 - I_1 R_1) = K_{\text{OУ}} (I_R R_3 - \alpha U_{\text{вых}}),$$

где $K_{\text{OУ}}$ – собственный коэффициент усиления ОУ, $\alpha = R_1 / (R_1 + R_2)$ – коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи. Отсюда:

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{OУ}} I_R R_3 / (1 + \alpha K_{\text{OУ}}). \quad (6)$$

Для цепи положительной обратной связи можно записать

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{C_4} \int I_2 dt + I_2 R_4 + I_R R_3 = \frac{K_{\text{OУ}} R_3 I_R}{1 + \alpha K_{\text{OУ}}}, \quad (7)$$

где $I_2 = I_R + I_C$. Поскольку $I_C = R_3 C_3 \frac{dI_R}{dt}$, то

$$I_2 = I_R + R_3 C_3 \frac{dI_R}{dt}.$$

Подставив это выражение в (7) и продифференцировав, получаем уравнение RC -генератора:

$$(\tau_3\tau_4)^{-1} \left(I_R + \tau_3 \frac{dI_R}{dt} \right) + \frac{d^2 I_R}{dt^2} + \tau_3^{-1} \frac{dI_R}{dt} + \tau_3^{-1} (R_3/R_4) [1 - K_{OY}/(1 + \alpha K_{OY})] \frac{dI_R}{dt} = 0,$$

где $\tau_3 = R_3 C_3$, $\tau_4 = R_4 C_4$. Собирая члены при производных одного порядка, получим уравнение осциллятора:

$$\frac{d^2 I_R}{dt^2} + 2\delta \frac{dI_R}{dt} + \omega_0^2 I_R = 0, \quad (8)$$

для которого собственная частота $\omega_0 = (\tau_3\tau_4)^{-1/2}$, а декремент затухания $2\delta = \tau_3^{-1} + \tau_4^{-1} + \tau_3^{-1} (R_3/R_4) [1 - K_{OY}/(1 + \alpha K_{OY})]$. Напомним, что общее решение линейного уравнения (8) имеет вид

$$I_R = A_1 e^{\lambda_1 t} + A_2 e^{\lambda_2 t}. \quad (9)$$

Здесь ($A_{1,2}$ — произвольные постоянные, $\lambda_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$ — корни характеристического уравнения, которое получается при подстановке (9) в (8):

$$\lambda^2 + 2\delta\lambda + \omega_0^2 = 0.$$

Если $\omega_0^2 > \delta^2$ и $\delta < 0$, то уравнение (8) описывает нарастающие колебания с частотой $\Omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$.

Преобразуем выражение для δ , считая, что $\alpha K_{OY} \gg 1$. Тогда

$$2\delta \simeq \tau_3^{-1} + \tau_4^{-1} - R_2/(R_1 R_4 C_3) = \omega_0^2 [\tau_3 + \tau_4 - (R_2 R_3 C_4)/R_1].$$

Отсюда следует, что при $R_2/R_1 > R_4/R_3 + C_3/C_4$ затухание становится отрицательным, т.е. в системе возможна генерация.

В описываемой схеме RC -генератора регенерирующим элементом служит *неинвертирующий* усилитель, в состав которого входит микросхема КР140УД708 и резисторы R_1 , R'_2 и R''_2 , образующие цепь отрицательной обратной связи. Цепь ООС передает выходное напряжение ОУ на инвертирующий вход.

Цепь Вина включается между выходом ОУ и его *неинвертирующим* входом. Подбирая номиналы резисторов цепи ООС, можно получить коэффициент усиления ОУ, необходимый для самовозбуждения. Напомним (см. лабораторную работу 3), что коэффициент усиления неинвертирующего ОУ равен

$$K_{\alpha}^+ = 1 + (R'_2 + R''_2)/R_1.$$

Тогда условие самовозбуждения (5) принимает вид

$$1 + \frac{R'_2 + R''_2}{R_1} \geq 1 + \frac{C_3}{C_4} + \frac{R_4}{R_3}.$$

Переменный резистор R''_2 служит для плавной регулировки коэффициента усиления ОУ вблизи от порогового значения.

§5. Выбор параметров схемы генератора

Расчет схемы RC -генератора начинают с выбора элементов цепи Вина. Резонансная частота цепи Вина определяется произведением $R_3 R_4 C_3 C_4$. Величины R_3, R_4 не могут выбираться произвольно, поскольку минимально допустимое сопротивление нагрузки для ОУ типа КР140УД708 составляет 2 кОм, а его входное сопротивление – около 400 кОм. Поэтому должны быть выполнены неравенства

$$R_2, R_4 > 2 \text{ кОм},$$

$$R_1, R_3 \ll 400 \text{ кОм}.$$

При невыполнении первого неравенства нарушается режим работы микросхемы, а при невыполнении второго – сильно проявляется связь между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ через входные цепи микросхемы, что приводит к дополнительному фазовому сдвигу в цепях обратной связи и изменению частоты генерации по сравнению с расчетным значением.

В ряде случаев полагают, что

$$R_3 = R_4 = R, \quad C_3 = C_4 = C. \quad (10)$$

При этом модуль коэффициента передачи $|K_{OC}(j\omega_0)|$ согласно (4) равен $1/3$. Такой выбор не только упрощает расчет, но и позволяет осуществлять перестройку генератора в диапазоне частот с помощью сдвоенного переменного резистора или сдвоенного переменного конденсатора, не нарушая условий самовозбуждения.

Для выполнения условия (5) в случае (10) необходимо, чтобы

$$K_{\text{э}}^+ = 1 + (R'_2 + R''_2)/R_1 > 3, \quad \text{т.е.} \quad (R'_2 + R''_2)/R_1 > 2.$$

При этом постоянное сопротивление R'_2 выбирается из условия

$$R'_2/R_1 < 2.$$

Сопротивление резистора R_2'' нужно выбрать таким, чтобы при его регулировке схема могла работать как в недовозбужденном режиме, так и в режиме генерации.

Одним из важнейших параметров любого генератора является стабильность частоты колебаний. Стабильность частоты определяется в основном крутизной фазочастотной характеристики селективной цепи вблизи частоты генерации. Она может оцениваться по так называемой фиксирующей способности $\sigma = \omega_0 |\partial \varphi_{oc} / \partial \omega|$. Устойчивая генерация возможна, если $\partial \varphi / \partial \omega < 0$. В этом случае небольшие отклонения частоты от устойчивого состояния приводят к разбалансировке фаз такого знака, который возвращает систему к прежнему состоянию. Фиксирующая способность RC -генератора невелика, для случая $R_3 = R_4$, $C_4 = C_3$ она равна $\sigma = (2/9)K_{\infty}^+$. Для увеличения стабильности частоты целесообразно выбирать коэффициент усиления неинвертирующего усилителя $K_{\infty}^+ > 3$ и соответственно уменьшать коэффициент передачи цепи Вина K_{oc} .

§6. Практическая часть

1. Рассчитайте по заданной резонансной частоте f_0 параметры цепи Вина и соберите ее, предварительно измерив фактические емкости конденсаторов и сопротивления резисторов. (Можно использовать плату из лабораторной работы 2.) Измерьте АЧХ и ФЧХ цепи Вина (см. лабораторную работу 1).

2. Соберите RC -генератор согласно схеме (рис. 3) на плате ОУ (см. лабораторную работу 3).

3. Подключите к плате источник питания, а к выходу ОУ — осциллограф.

4. Отрегулируйте сопротивление переменного резистора R_2'' до получения колебаний, близких к гармоническим. Пронаблюдайте, как изменяется форма колебаний при увеличении коэффициента усиления ОУ.

5. Измерьте частоту колебаний. Оценка частоты проводится с помощью осциллографа в режиме калиброванной по длительности внутренней развертки. Затем более точное определение частоты генерации проводится с помощью фигур Лиссажу. Для этого нужно перевести осциллограф в режим внешней развертки, на вход X подать сигнал со звукового генератора, на вход Y — сигнал с выхода RC -генератора. При равенстве частот обоих генераторов на экране осциллографа будет наблюдаться неподвижный (или почти неподвижный) эллипс. В этом случае частоту можно отсчитать непосредственно по шкалам звукового генератора.

6. Сравните экспериментальное значение частоты генерации ω_r с теоретическим и экспериментальными значениями квазирезонансной частоты ω_0 цепи Вина.

ЛИТЕРАТУРА

1. Харкевич А.А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. М.: Гостехтеоретиздат, 1956.

2. Бонч-Бруевич А.М. Радиотехника в экспериментальной физике. М.: Наука, 1966.

3. Кузнецов Ю.И., Логгинов А.С., Митрофанов В.П., Сенаторов К.Я. Усилители и РС-генераторы низкой частоты на транзисторах и интегральных схемах. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1983.

4. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие. М.: Радио и связь, 1990.

5. Стрелков С.П. Введение в теорию колебаний. М.;Л.: Гостехтеоретиздат, 1951.

6. Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.Н. Основы теории колебаний. М.: Наука, 1978.

ЧАСТЬ II. ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 6

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Изучаются принципы построения и основные характеристики логических элементов транзисторно-транзисторной логики на примере универсального логического элемента "2И-НЕ".

§1. Введение

В современной экспериментальной физике широкое применение находят разнообразные цифровые устройства, которые позволяют улучшить точность и помехоустойчивость измерительной аппаратуры, использовать сложные алгоритмы обработки результатов измерений и автоматизировать эксперимент.

В большинстве случаев в цифровых устройствах обрабатывается информация, представленная в двоичном коде, т.е. в виде чисел, записанных в двоичной системе счисления. При этом если входная информация представлена непрерывным рядом значений (в аналоговой форме), то предварительно производится ее преобразование в цифровую форму с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Если же входная информация представлена в цифровой форме, но не в двоичной системе, то используют специальные устройства (дешифраторы), преобразующие входной код в двоичный.

Обработка информации, представленной в двоичном коде, основывается на алгебре логики (алгебре Буля). Поэтому электронные устройства обработки должны структурно соответствовать этой алгебре.

§2. Основные понятия математической логики

Объектами алгебры логики являются *высказывания* – повествовательные предложения, относительно которых можно определенно сказать, что они либо *истинны*, либо *ложны* (конкретное содержание предложения здесь не имеет значения). На основе одних высказываний можно построить другие с помощью *связок* – частицы "НЕ" и союзов "И", "ИЛИ", "ЕСЛИ" и др. Процедура построения из данных высказываний новых называется *логической операцией*.

В алгебре Буля высказывания рассматриваются как логические переменные, принимающие два значения – "1" и "0", а

получаемые с помощью связок новые высказывания – как логические функции этих переменных. Логические функции также могут принимать только два значения – "1" и "0".

Простейшие логические операции и функции

1. Присоединение к высказыванию частицы "НЕ" – операция логического отрицания. (Обозначения: \bar{X} или $\neg X$.)

2. Соединение высказываний союзом "И" – операция логического умножения, конъюнкция. (Обозначения: $X_1 \cdot X_2$, $X_1 X_2$, $X_1 \& X_2$ или $X_1 \wedge X_2$.)

3. Соединение высказываний союзом "ИЛИ" – операция логического сложения, дизъюнкция. (Обозначения: $X_1 + X_2$, $X_1 \vee X_2$.)

В алгебре логики справедливы законы:

1) переместительный: $X_1 + X_2 = X_2 + X_1$, $X_1 X_2 = X_2 X_1$;

2) сочетательный: $(X_1 + X_2) + X_3 = X_1 + (X_2 + X_3)$,
 $(X_1 X_2) X_3 = X_1 (X_2 X_3)$;

3) распределительный: $(X_1 + X_2) X_3 = X_1 X_3 + X_2 X_3$,
 $X_1 X_2 + X_3 = (X_1 + X_3)(X_2 + X_3)$;

4) закон инверсии: $\bar{\bar{X}_1} = X_1$, $\overline{X_1 + X_2} = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2$,

$\overline{X_1 X_2} = \bar{X}_1 + \bar{X}_2$.

Все сказанное справедливо и для n переменных.

Функция "НЕ", отрицание, инверсия переменной X удовлетворяет условиям: $Y = "0"$ при $X = "1"$; $Y = "1"$ при $X = "0"$.

Функция "И", логическое произведение, конъюнкция переменных X_1 и X_2 , удовлетворяет условиям: $Y = "1"$, когда обе величины X_1 и X_2 равны "1", и $Y = "0"$, когда хотя бы одна из величин X_1 или X_2 равна "0".

Функция "ИЛИ", дизъюнкция, логическая сумма переменных X_1, X_2 удовлетворяет условиям: $Y = "1"$, когда хотя бы одна из переменных $X_{1,2}$ равна "1"; $Y = "0"$, когда X_1 и X_2 равны "0".

Обозначения логических функций такие же, как и обозначения логических операций.

Совокупность элементарных функций "И", "ИЛИ" и "НЕ" является функционально полной, так как она достаточна для построения любой сложной логической функции. Логические функции могут быть описаны таблицами истинности, в которых для каждого варианта возможных значений переменных дается значение функции. Например, ниже приведена таблица истинности для простейшей функции "НЕ".

X	Y
0	1
1	0

Логические выражения, устанавливающие связи между отдельными функциями, можно преобразовывать и упрощать, используя аксиоматику и законы алгебры логики.

§3. Принципы построения простейших цифровых схем

Для использования алгебры логики в машинной обработке сигналов электронные устройства должны иметь два различающихся физических состояния, которым можно приписать значения "0" или "1". Состояние системы обычно определяется по сигналу на выходе. Наиболее часто логические "0" и "1" задаются уровнем напряжения (*потенциальные схемы*, которые и будут рассматриваться далее). В принципе, для этого могут служить два любых резко различающихся уровня напряжения. Более того, в различных частях сложных схем один и тот же потенциал может быть принят то за "0", то за "1" (см., например, §3 в лабораторной работе 7). Важно лишь, чтобы на связанных друг с другом входах и выходах уровни потенциалов интерпретировались одинаково. Кроме того, при конструировании цепей из простейших элементов необходимо, чтобы они были совместимы по реальным уровням напряжений U_1 и U_0 , соответствующих "1" и "0".

Разность напряжений $U_1 - U_0$ называется *логическим перепадом*. Он должен быть таким, чтобы "1" и "0" уверенно различались на фоне ожидаемых помех. Обычно это величина порядка $0,5 \div 10$ В.

Входные сигналы, управляющие работой таких устройств, также должны восприниматься как "1" и "0", хотя их реальные значения могут при этом достаточно сильно варьироваться. Такие сигналы называются *информационными*. Так, для микросхемы К155ЛА3 входные сигналы с $U > 2$ В будут восприниматься как "1", а с $U < 0,8$ В – как "0".

Если логической "1" поставлен в соответствие высокий потенциал U_1 , а логическому "0" – низкий потенциал U_0 , то обычно говорят, что схема работает в *положительной логике*, а в противоположном случае – в *отрицательной логике*. Благодаря закону инверсии одна и та же схема может выполнять различные функции в зависимости от того, какой уровень потенциала принимается за "1".

Простейшие схемы такого типа называются *электронными ключами*. Любой электронный ключ состоит из входной цепи, куда подаются управляющие сигналы, и управляемой цепи, формирующей выходные сигналы. В статическом режиме ключевое устройство может находиться только в двух состояниях: "замкнута" – на выходе низкий потенциал, и "разомкнута" – на выходе высокий потенциал. Эти состояния полностью определяются уровнем входного сигнала в данный момент времени. Переключение схемы из одного состояния в другое происходит под действием входных сигналов.

В качестве примера рассмотрим ключ на биполярном $n-p-n$ -транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 1). Управляющей цепью в схеме служит цепь базы, управляемой — коллекторная цепь. Легко видеть, что работа схемы будет соответствовать ключевому режиму, если входной сигнал (напряжение на базе транзистора) меняется таким образом, что транзистор работает либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения.

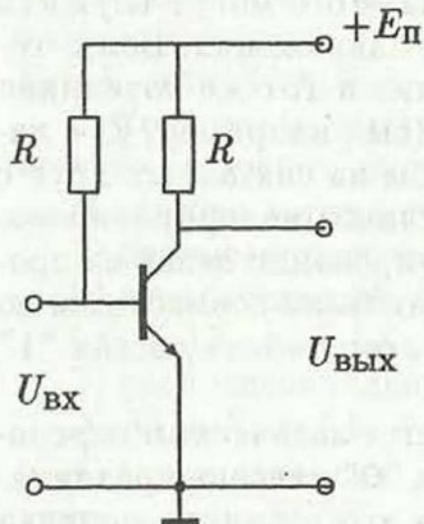


Рис. 1. Ключ-инвертор на биполярном транзисторе

1. *Режим отсечки.* При $U_{Б-Э} \leq 0$ транзистор закрыт, оба перехода смещены в обратном направлении ($U_{Б-К} \leq 0, U_{Б-Э} \leq 0$). В коллекторной цепи течет остаточный ток, не превышающий долей микроампера. $U_{ВЫХ} = U_{К-Э} = E_{П} - I_{К} R_{К} \simeq E_{П}$. На выходе — высокий потенциал, соответствующий логической "1". Ключ "разомкнут".

2. *Режим насыщения.* $U_{Б-Э} > 0, U_{Б-К} > 0$. Выходное напряжение определяется напряжениями на переходах и сопротивлением базы и обычно не превышает 0,2 В. Напряжение на выходе низкое, соответствующее логическому "0". Ключ "замкнут".

Таким образом, схема работает как ключ-инвертор, т.е. информационному сигналу "0" на входе соответствует "1" на выходе, и наоборот, "1" на входе соответствует "0" на выходе.

§4. Логические элементы

Электронные схемы, реализующие элементарные функции алгебры логики, называются логическими элементами.

Промышленность выпускает наборы элементов, реализующих различные логические функции: "И", "ИЛИ", "НЕ", "И-НЕ", "ИЛИ-НЕ", "И-ИЛИ-НЕ" и т.д. Среди них схемы "И", "ИЛИ" и "НЕ", которые называются основными, обладают свойством функциональной полноты. Эта комбинация элементов не единственна. Пользуясь правилами логики, можно показать, что функциональной полнотой обладает, например, один более сложный элемент "И-НЕ", а также "ИЛИ-НЕ", которые называются поэтому универсальными.

Фактически любой логический элемент (ЛЭ) является многоходовым ключом. Выходное состояние всех этих схем зависит только от комбинации сигналов на входах в данный момент времени. Поэтому они называются еще комбинационными схемами.

Эти схемы не обладают памятью и не способны хранить информацию.

При построении более сложных комбинационных схем нужно составить таблицы истинности, описывающие их работу. По этим таблицам записываются логические функции, которые затем преобразуются так, чтобы для их реализации можно было использовать известные ЛЭ. Хотя функциональная полнота и является необходимым условием для построения сложных схем, иногда оказывается более экономичным использовать ЛЭ, обладающие функциональной избыточностью, такие, как "И-ИЛИ-НЕ", "И-ИЛИ" и др.

Электрические схемы ЛЭ различаются видом компонентов, на которых выполняются логические операции над входными переменными, и видом связи между отдельными каскадами. В универсальных ЛЭ операция инверсии выполняется обычно на транзисторах. Для реализации логических функций "И" или "ИЛИ" могут быть использованы резисторы (элементы резисторно-транзисторной логики, РТЛ), полупроводниковые диоды (элементы диодно-транзисторной логики, ДТЛ), биполярные транзисторы (элементы транзисторно-транзисторной логики, ТТЛ), ТТЛ с диодами Шотки (ТТЛШ), транзисторы со структурой металл-окисел-полупроводник (МОП-транзисторная логика), комплементарные МДП-транзисторы, т.е. составленные из транзисторов с n - и p -каналами (КМОП или КМОПТЛ).

Схемы на биполярных транзисторах по способу построения разделяются на схемы с непосредственными связями между отдельными каскадами (НСТЛ), с резисторными связями (РСТЛ), резисторно-эмиттерными (РЭСТЛ), схемы со связанными эмиттерами (ЭСЛ) и схемы с коллекторными связями (СКТЛ).

В настоящее время практически используемые ЛЭ производятся только в виде интегральных схем. Возможность применения их в конкретной аппаратуре оценивается по нескольким параметрам.

1. Коэффициент объединения по входу характеризуется числом логических входов m . Обычно m не превышает 8.

2. Нагрузочная способность определяется максимальным числом подобных ЛЭ, которые можно подключить к выходу данного элемента без нарушения режима работы. Нагрузочная способность зависит от типа выходного инвертора. Эта величина лежит в пределах от 2 до 30 для различных микросхем.

3. Помехоустойчивость определяется максимальным уровнем помехи, не влияющим на работу схемы. Обычно это величина порядка $0,1 \div 10$ В. Помеха может поступать либо по сигнальным цепям, либо по цепям питания.

4. Быстродействие определяется средним временем задержки переключения $\tau_{зд}$:

$$\tau_{зд} = 0,5(\tau_{зд}^{1,0} + \tau_{зд}^{0,1}),$$

где $\tau_{зд}^{1,0}$ — разность между временем появления на входе уровня логической "1" и временем переключения элемента (сигнал на выходе) в состояние "0", $\tau_{зд}^{0,1}$ — соответственно задержка переключения из состояния "0" в состояние "1" (рис. 2). Задержка часто измеряется по уровню $0,5(U_1 + U_0)$. Быстродействие различных схем отличается в сотни раз (от $\tau_{зд} > 100$ нс до $\tau_{зд} < 1$ нс). Самыми быстродействующими являются схемы ЭСЛ и ТТЛШ ($\tau_{зд} \leq 1 \div 5$ нс). Перспективными с этой точки зрения являются новые элементы на основе AlAs и AlGaAs и на гетеропереходных биполярных транзисторах (ГБТ). Быстродействие элемента определяет максимально возможную частоту следования входных импульсов. Обычно время между переключениями выбирается в $10 \div 20$ раз больше $\tau_{зд}$. Предельная рабочая частота современных ЛЭ достигает 10^8 Гц.

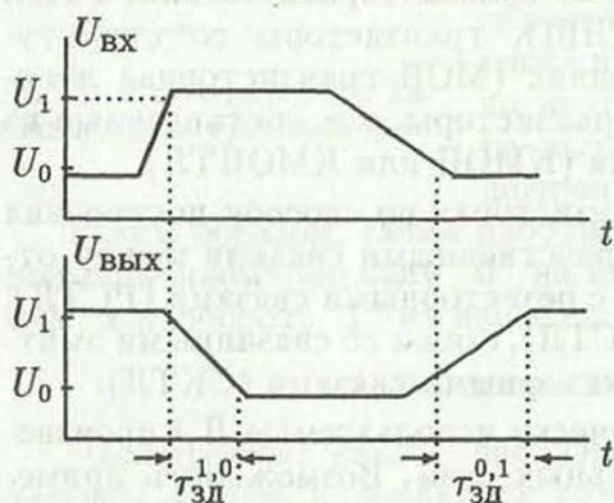


Рис. 2. Входной и выходной сигналы в инвертирующем ЛЭ

5. Потребляемая мощность P ЛЭ зависит от того, какие сигналы поданы на входы. Поэтому за величину P принимают среднюю мощность, потребляемую элементом в открытом и закрытом состояниях: $P = 0,5(P_0 + P_1)$. Для схем ЭСЛ $P = 20 \div 80$ мВт. Наиболее экономичны схемы на МДП-транзисторах (для КМОПТЛ $P = 1 \div 100$ мкВт). Чем выше быстродействие ЛЭ, тем выше потребляемая им мощность, поэтому снижение P при сохранении быстродействия является одной из главных задач современной микроэлектроники.

6. Работа переключения $A = P \cdot \tau_{зд}$ характеризует как быстродействие элемента, так и его экономичность. По этому параметру проводится сравнение различных ЛЭ. В последние годы

эта величина снижена до $0,5 \div 5$ пДж. Использование приборов, основанных на эффекте Джозефсона, позволяет получить работу переключения порядка 10^{-4} пДж.

7. *Степень интеграции N* показывает, какое число простейших эквивалентных ЛЭ (клапанов-инверторов) удается разместить на кристалле. Значения N для различных типов интегральных микросхем приведены в табл. 1.

Таблица 1

Степень интеграции различных типов ИС

Условные обозначения	N
ИС – интегральные схемы	до 10
СИС – средние ИС	10^2
БИС – большие ИС	10^3
СБИС – сверхбольшие ИС	до 10^6

Работа переключения и степень интеграции являются основными показателями уровня интегральной технологии и схемотехники.

В табл. 2 приведены сравнительные параметры распространенных типов ЛЭ.

Таблица 2

Характеристики различных типов ЛЭ

Тип	$\tau_{зд}$, нс	P , мВт	A , пДж	Степень интеграции
ТТЛ	10	10	100	ИС, СИС
ТТЛШ	$0,75 \div 1,5$	$2 \div 20$	$8 \div 40$	ИС, СИС
ЭСЛ	$3 \div 10$	$10 \div 40$	$10 \div 50$	ИС, СИС, БИС
МОП	$20 \div 200$	$1 \div 10$	$50 \div 200$	ИС – СБИС
КМОП	$50 \div 100$	$0,01 \div 0,1$	$0,5 \div 5$	ИС – СБИС

На принципиальных схемах ЛЭ изображаются прямоугольниками. Символ внутри прямоугольника обозначает логическую функцию, реализуемую с помощью данной схемы. Например, "&" означает, что ЛЭ выполняет операцию "И", "1" – операцию "ИЛИ". Операция "НЕ" обозначается незаштрихованным кружком на входе или выходе ЛЭ в зависимости от того, где происходит инверсия сигнала.

Маркировка ЛЭ состоит из 6 элементов. Первая буква показывает условия приемки на заводе-изготовителе (для общего

применения или специального), вторая – особенности конструкции (форму и материал корпуса). Следующая далее цифра – техническое исполнение (1, 3, 5 – монолитное, 2, 4, 6 – гибридное). Две цифры за ними – номер серии. Две буквы за цифрами определяют выполняемую логическую функцию. Последние цифры показывают условный порядковый номер разработки в серии по функциональному назначению. Например, в маркировке широко используемой микросхемы ТТЛ-типа КМ155ЛА3 буква К показывает, что это микросхема широкого применения, М – корпус керамический, 1 – монолит, 55 – серия, Л – схема относится к ЛЭ, буква А – выполняется операция "И–НЕ", цифра 3 – в данной серии ЛЭ выполняет функцию "2И–НЕ". В серию К155 входит около 100 схем различного назначения. Все схемы серии совместимы по напряжению источника питания и по уровням напряжения логических "0" и "1" на входах и выходах.

В практикуме по радиоэлектронике студенты знакомятся с рядом схем, построенных на элементах ТТЛ. Эти схемы получили распространение из-за довольно высокого быстродействия, малой потребляемой мощности и высокой помехоустойчивости. Микросхемы изготовлены на основе кремниевых транзисторов.

§5. Изучение работы универсального логического элемента "2И–НЕ" (микросхема К155ЛА3)

Микросхема К155ЛА3 содержит четыре идентичных элемента, выполняющих в положительной логике операцию "2И–НЕ", где каждый элемент представляет собой последовательно включенные схему совпадения на два входа ("2И") и инвертор ("НЕ"). Элементы имеют общее питание, но изолированы друг от друга по цепям входа и выхода, что позволяет использовать их в любых комбинациях.

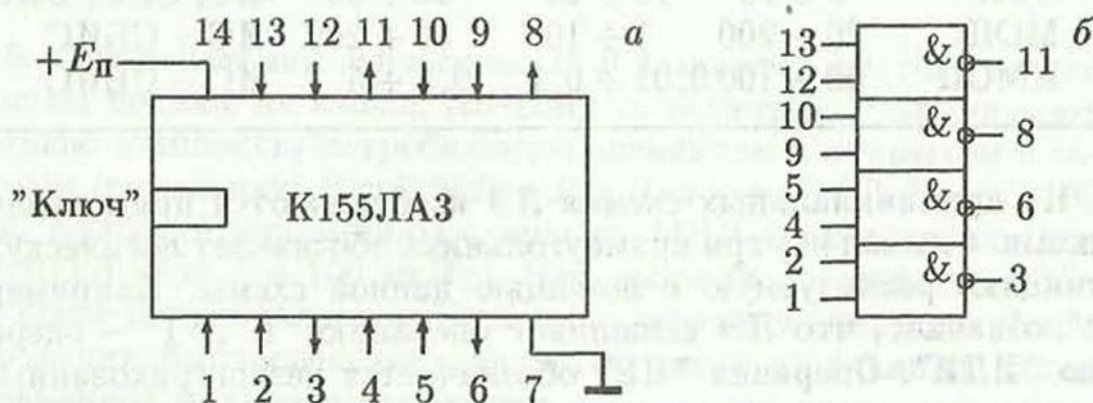


Рис. 3. Схема расположения выводов МС К155ЛА3 (а) и ее условное обозначение (б)

Нумерация и назначение выводов микросхемы К155ЛА3 даны на рис. 3, а, а на рис. 3, б дано ее условное обозначение. Основные параметры микросхемы приведены в табл. 3.

Таблица 3

Основные параметры микросхемы К155ЛА3
(на 1 элемент)

Потребляемая мощность P	10 мВт
Время задержки включения $\tau_{зд}^{1,0}$	≤ 15 нс
Время задержки выключения $\tau_{зд}^{0,1}$	≤ 22 нс
Напряжение питания $E_{п}$	$5 \text{ В} \pm 10\%$
Напряжение помехи	$\leq 0,4 \text{ В}$
Нагрузочная способность N	10
Работа переключения A	100 пДж

Входные параметры

Максимальное напряжение, соответствующее "0"	0,8 В
Ток при "0" на входе	- 1,6 мА
Напряжение, соответствующее "1"	$> 2 \text{ В}$
Ток при "1" на входе	0,04 мА

Выходные параметры

Напряжение, соответствующее "0"	$\leq 0,4 \text{ В}$
Ток при "0" на выходе	16 мА
Напряжение, соответствующее "1"	$\geq 2,4 \text{ В}$
Ток при "1" на выходе	- 0,4 мА

Примечание. Знак "-" показывает, что ток идет от входа к источнику сигнала или от выхода к нагрузке.

Электрическая схема и принцип работы ЛЭ "2И-НЕ"

Принципиальная схема одного ТТЛ-элемента "2И-НЕ" приведена на рис. 4. В схеме можно выделить две составные части.

1. Многоэмиттерный транзистор (МЭТ) и резистор R_1 , выполняющие логическую операцию "И". Диоды D_1 и D_2 на входе

схемы отсекают импульсы отрицательной полярности, повышая помехоустойчивость схемы.

2. Сложный инвертор, выполняющий логическую функцию "НЕ", – транзисторы $T_1 - T_4$, резисторы $R_2 - R_5$ и диод D .

Многоэмиттерный транзистор изготавливается только в интегральном варианте. Каждая структура Э₁ – Б_{МЭТ} – К_{МЭТ} (Э₁ – один из эмиттеров, Б_{МЭТ} и К_{МЭТ} – база и коллектор МЭТ) образует независимый транзистор. Каждый из транзисторов МЭТ работает в необычных режимах – либо в режиме насыщения при малых токах коллектора, либо в инверсном активном режиме: $U_{К-Б} < 0$, $U_{Б-Э} < 0$.

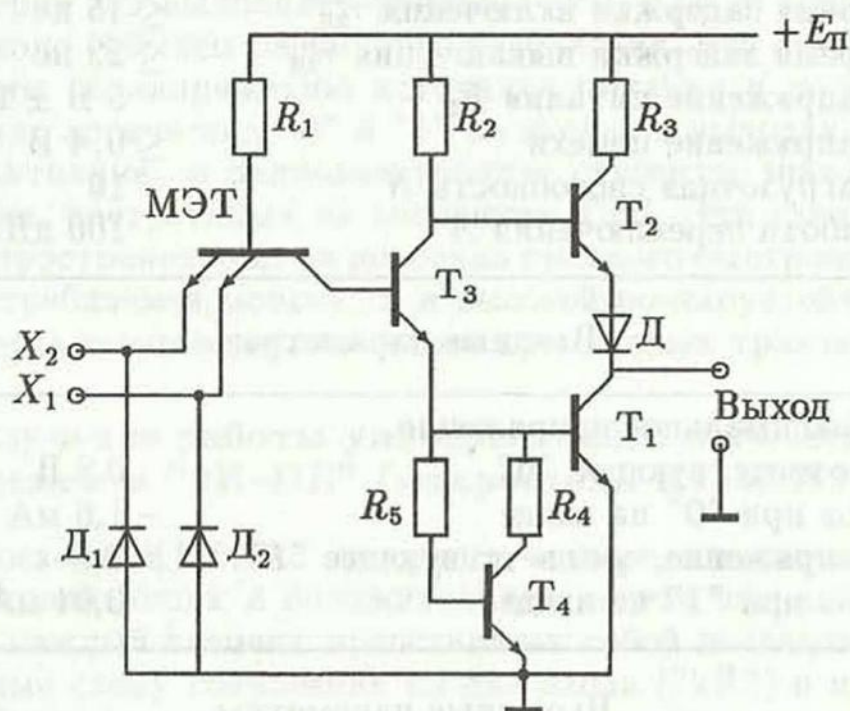


Рис. 4. Принципиальная схема логического элемента "2И-НЕ"

Для упрощения анализа работы схем с маломощными кремниевыми транзисторами обычно принимают следующие значения напряжений: пороговое напряжение запираения транзистора $U_{(Б-Э)пор} = 0,6$ В; для транзисторов в режиме насыщения

$$U_{(К-Э)нас} = 0,2 \text{ В}, \quad U_{(Б-Э)нас} = 0,8 \text{ В}.$$

Покажем, что МЭТ действительно выполняет логическую операцию "И". Для этого рассмотрим два режима работы МЭТ.

1. Логический "0" присутствует хотя бы на одном из входов.
2. На обоих входах присутствуют логические "1".

Пусть на одном из входов ЛЭ (X_1) присутствует *низкий потенциал*, соответствующий логическому "0", т.е. $U_{ВХ} \leq 0,4$ В (точка А на передаточной характеристике, см.рис. 5). Потенциал

второго входа может быть любым. Тогда структура $\mathcal{E}_1 - \text{Б}_{\text{МЭТ}} - \text{К}_{\text{МЭТ}}$ насыщена, поскольку между базой и эмиттером \mathcal{E}_1 приложено большое отпирающее напряжение. Переход коллектор-база МЭТ открыт, так как напряжение на базе больше напряжения на коллекторе:

$$U_{\text{Б}} = U_{\text{ВХ}} + U_{(\text{Б-Э})_{\text{нас}}} \leq (0,4 + 0,8) \text{ В},$$

$$U_{\text{К}} = U_{\text{ВХ}} + U_{(\text{К-Э})_{\text{нас}}} \leq (0,4 + 0,2) \text{ В}.$$

Нагрузкой коллекторной цепи МЭТ является базовая цепь транзистора T_3 . Потенциалы базы транзистора T_3 и коллектора МЭТ равны. В режиме насыщения МЭТ этот потенциал мал, транзистор T_3 практически закрыт. Таким образом, в коллекторной цепи МЭТ протекает лишь *небольшой* ток $I_{\text{КМЭТ}} = I_{\text{БТ}_3}$. Во входной цепи ЛЭ течет большой ток порядка 1,5 мА, направленный от источника питания через R_1 и переход база-эмиттер к источнику сигнала.

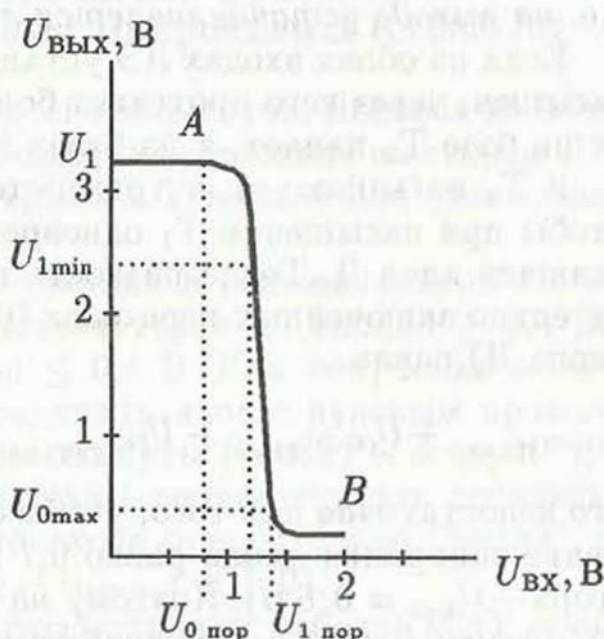


Рис. 5. Передаточная характеристика ЛЭ

Пусть на *обоих* входах МЭТ действуют высокие уровни потенциалов $U_{\text{ВХ}} \geq 2,4 \text{ В}$, т.е. $X_{1,2} = "1"$. Тогда переходы $\mathcal{E}_1 - \text{Б}_{\text{МЭТ}}$ и $\mathcal{E}_2 - \text{Б}_{\text{МЭТ}}$ закрыты ($U_{\text{Б-Э}} \leq 0,6 \text{ В}$). Переход база-коллектор МЭТ открыт (инверсный режим), и в коллекторной цепи идет *большой* ток.

Ток во входных цепях мал (порядка 0,04 мА) и направлен от источника сигнала к МЭТ.

Таким образом, МЭТ играет роль переключателя тока базы $I_{\text{Б}}$ из эмиттерной цепи в коллекторную, обеспечивающего открытое или закрытое состояние инвертора, следующего за МЭТ.

Рассмотрим работу сложного инвертора. Транзистор T_3 и резисторы R_2, R_4, R_5 с транзистором T_4 образуют фазоразделительный каскад ("расщепитель фазы"): выходные напряжения коллектора и эмиттера транзистора T_3 находятся в противофазе. Эти напряжения поступают на базы выходных транзисторов T_1 и T_2 , которые, таким образом, всегда находятся в противоположных состояниях: если один закрыт, то другой открыт. Если

на входе МЭТ установлен логический "0", то на базе T_3 низкий потенциал, транзистор закрыт. Напряжение на его эмиттере близко к нулю, а на коллекторе близко к напряжению источника питания. Таким образом, на базе T_2 будет высокий потенциал, T_2 открыт и насыщен; на базе T_1 низкий потенциал, он закрыт. На коллекторе T_1 (на выходе ЛЭ) напряжение равно

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{П}} - U_{(\text{Б-Э})T_2 \text{ нас}} - U_{\text{Д}} = (5 - 0,8 - 0,7) \text{ В} > 2,4 \text{ В},$$

т.е. на выходе устанавливается логическая "1".

Если на обоих входах ЛЭ установлены "1", то транзистор T_3 насыщен, через него протекает большой ток. При этом потенциал на базе T_2 падает, а на базах T_1 и T_4 растет. Транзисторы T_1 и T_4 насыщаются, а транзистор T_2 закрывается. Для того чтобы при насыщении T_1 одновременно был закрыт T_2 , в цепь включен диод Д. Тогда разность потенциалов на двух последовательно включенных переходах (база-эмиттер T_2 и анод-катод диода Д) равна

$$U_{(\text{К-Э})T_3 \text{ нас}} + U_{(\text{Б-Э})T_1 \text{ нас}} - U_{(\text{К-Э})T_1 \text{ нас}} = (0,2 + 0,8 - 0,2) \text{ В} = 0,8 \text{ В},$$

что недостаточно для того, чтобы открыть оба перехода (напряжение запирающего диода равно 0,7 В, порог открывания транзистора - $U_{\text{Б-Э}} = 0,6 \text{ В}$). Поэтому на выходе ЛЭ устанавливается "0" (точка В на передаточной характеристике).

Таким образом, схема действительно реализует функцию "И-НЕ": при $X_{1,2} = "1"$ сигнал на выходе соответствует "0"; если хотя бы на одном из входов присутствует "0", то на выходе будет "1".

Цепочка из транзистора T_4 и резисторов R_4 и R_5 корректирующая: она повышает порог переключения из закрытого состояния в открытое, повышая тем самым помехоустойчивость схемы.

В отрицательной логике (логической "1" соответствует низкий потенциал) элемент "2И-НЕ" выполняет функцию "2ИЛИ-НЕ".

§6. Практическая часть

В лабораторном макете на печатной плате распаяна одна микросхема (МС) К155ЛА3, содержащая 4 элемента "2И-НЕ". Цифры на плате соответствуют выводам микросхемы, указанным на рис. 3,а.

В серии К155 используются кремниевые $n-p-n$ -структуры, поэтому напряжение питания положительное относительно общего провода ("земли"). Напряжение питания $E_{\text{П}} = +5 \text{ В} \pm 10\%$

подается между выводами 14 ("плюс") и 7 ("минус") (см. рис. 3,а).

Внимание! При подаче напряжения питания выше +7 В микросхемы этой серии выходят из строя!

В цепь питания введены защитный диод Д226 и стабилитрон КС156А. Для уменьшения помех рекомендуется зашунтировать стабилитрон конденсатором с емкостью порядка 50 нФ.

1. Изучение логической функции, реализуемой элементами микросхемы К155ЛА3

Проверьте работу каждого из 4 элементов. Подавая на входы ЛЭ логические "0" и "1", наблюдайте состояние на выходе ЛЭ с помощью осциллографа с открытым Y-входом или универсального вольтметра.

Для ТТЛ-элементов, работающих в положительной логике, логической "1" на выходе соответствует потенциал $\geq 2,4$ В, а логическому "0" – потенциал $\leq 0,4$ В. Для получения логического "0" на входе нужно соединить вход с нулевым проводом ("землей"). Если оба входа разомкнуты ("висят в воздухе"), то входные "плавающие" потенциалы соответствуют логической "1" (потенциал разомкнутого входа относительно "земли" равен разности потенциалов $\mathcal{E}_i - B_{\text{МЭТ}}, i = 1, 2$).

Замечание. Обычно при рассмотрении работы МЭТ считается, что связь между его отдельными транзисторами отсутствует. В действительности некоторая связь между эмиттерами МЭТ существует (горизонтальный транзисторный эффект). Поэтому если один из переходов база-эмиттер открыт (низкий потенциал на входе), а другой закрыт (высокий потенциал на входе), то в эмиттере, на который подано запирающее напряжение, может протекать паразитный обратный ток за счет инжекции электронов из открытого эмиттера. При этом величина напряжения на закрытом переходе эмиттер-база будет уменьшаться. Таким образом, если один из входов элемента заземлен, то для того, чтобы потенциал второго входа соответствовал логической "1", его рекомендуется подключить к источнику питания через ограничительное сопротивление $0,5 \div 1$ кОм.

2. Определение порога переключения ЛЭ "2И-НЕ"

Соберите схему, приведенную на рис. 6, на одном элементе МС. На вход X_1 подается регулируемое напряжение с потенциометра R_1 . На другой вход (X_2) подается высокий потенциал от источника питания через ограничительный резистор R с сопротивлением ≈ 1 кОм.

Снимите зависимость выходного напряжения от входного (передаточную характеристику элемента). По графику определите пороговую величину входного напряжения, при котором элемент переходит из открытого состояния (потенциал на выходе соответствует "0") в закрытое (потенциал на выходе соответствует "1").

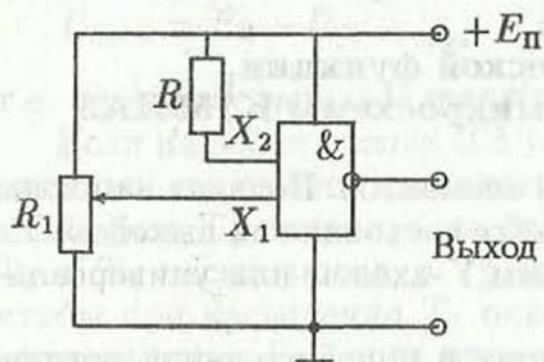


Рис. 6. Схема для определения порога переключения ЛЭ "2И-НЕ"

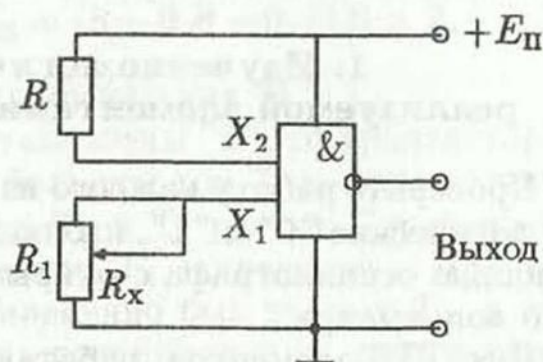


Рис. 7. Схема для определения пороговой величины сопротивления на входе ЛЭ "2И-НЕ"

3. Определение пороговой величины сопротивления на входе ЛЭ "2И-НЕ"

В ряде схем вход ЛЭ соединяют с "землей" через резистор R , с тем чтобы при отсутствии внешнего сигнала на входе устанавливался логический "0" (см., например, раздел "Ждущий мультивибратор" в лабораторной работе 7). Однако сопротивление резистора R не может быть выбрано произвольно. Действительно, при логическом "0" на входе через R протекает большой ток перехода $B_{мэт} - Э_{мэт}$ (см. §5). При значительной величине R падение напряжения на нем может оказаться выше порогового. Это ограничивает максимально допустимую величину сопротивления R .

Соберите схему, приведенную на рис. 7. Меняя величину R_x , наблюдайте переход элемента из закрытого состояния в открытое с помощью осциллографа с открытым Y -входом или универсального вольтметра. Установите значение R_x , при котором логический элемент еще остается закрытым (на выходе Y - "1").

Отпаяйте потенциометр и измерьте эту величину R_x .

4. Определение среднего времени задержки переключения $\tau_{зд}$ элемента "2И-НЕ"

Соедините последовательно 4 элемента "2И-НЕ", при этом один из входов каждого элемента остается свободным (рис. 8). В этом случае каждый ЛЭ работает как инвертор. Подайте на

один из входов первого элемента импульс с генератора импульсов с длительностью $1 \div 5$ мкс и амплитудой, обеспечивающей на входе логическую "1".

Внимание! Амплитуда входного импульса не должна быть больше 5 В, поэтому для защиты микросхемы подавайте импульс на вход элемента через делитель напряжения в положении 1 : 10 !

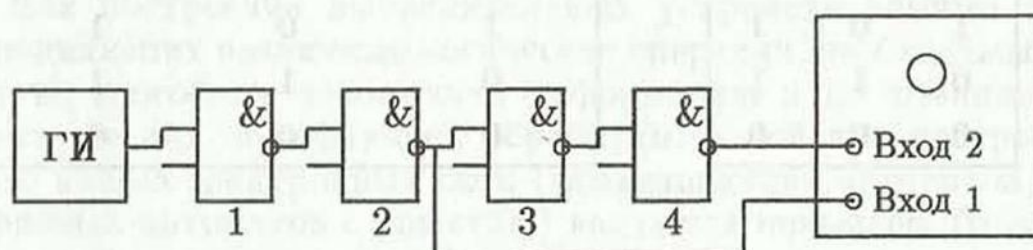


Рис. 8. Схема для определения времени переключения ЛЭ "2И-НЕ"

Измерьте время задержки Δt переднего фронта сигнала на выходе элемента 4 относительно сигнала на выходе элемента 2. Длительность фронта импульсов генератора Г5-63 в несколько раз превышает время задержки ЛЭ. Поэтому в двух первых элементах МС формируются фронты, характерные для ЛЭ, а измерение задержки производится на двух последующих элементах. Для удобства измерений выбраны выходы элементов 2 и 4 (а не 3 и 4), так как сигналы на них имеют одинаковую полярность. Измерения проводятся на уровне 0,5 от амплитудного значения сигнала. Среднее время задержки переключения элемента $\tau_{зд} = 0,5\Delta t$. (Реально измеряемая задержка Δt складывается из задержки переключения "1" → "0" для третьего элемента и "0" → "1" для четвертого элемента, см. рис. 2.)

Эти измерения удобно проводить на двухлучевом осциллографе. При работе с однолучевым осциллографом необходимо использовать режим внешней синхронизации развертки специальным синхросигналом или выходным сигналом генератора импульсов.

5. Конструирование с помощью элемента "2И-НЕ" элементов, выполняющих различные логические функции

Используя элементы "2И-НЕ", сконструируйте элементы "НЕ", "ИЛИ" и "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ". Для этого воспользуйтесь приведенными ниже таблицами истинности и на их

основе запишите структурную формулу конструируемого элемента. Соберите схемы и убедитесь, что они действительно реализуют требуемые функции.

"ИЛИ"		
X_1	X_2	Y
1	1	1
1	0	1
0	1	1
0	0	0

"ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ"		
X_1	X_2	Y
1	1	0
1	0	1
0	1	1
0	0	0

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. М.: Сов.радио, 1986.
2. Гольденберг Л.М. Импульсные и цифровые устройства. М.: Связь, 1973.
3. Козлов В.И. Общий физический практикум. Электричество и магнетизм. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1987.
4. Дмитриева Н.Н., Ковтюх А.С., Кривицкий Б.Х. Ядерная электроника. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1982.
5. Шило В.Л. Популярныe цифровые микросхемы. Челябинск: Металлургия, 1988.
6. Применение интегральных микросхем в электронной вычислительной технике: Справ. М.: Радио и связь, 1987.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 7

ТРИГГЕРЫ

Изучаются принципы работы основных типов триггеров, построенных на основе логических элементов.

§1. Краткие сведения о триггерах

Для построения вычислительных устройств помимо схем, выполняющих различные логические операции, необходимы элементы, способные запоминать информацию и по команде выдавать ее для последующей обработки. Базой для построения этого класса электронных схем (запоминающих элементов, или цифровых автоматов с памятью) являются *триггеры* (*trigger* – спусковой крючок, защелка).

Триггерами называются электронные схемы, обладающие следующими характерными признаками:

1) конечное число (от 1 до N) внутренних устойчивых состояний, в каждом из которых система может находиться сколько угодно долго;

2) скачкообразный переход из одного состояния в другое, когда входное напряжение достигает некоторых пороговых уровней;

3) зависимость выходной информации не только от сигналов на входе в данный момент времени, но и от предыдущего состояния, т.е. от информации, поступившей ранее.

Работа такого устройства описывается логическим уравнением

$$Q_{n+1} = f[x(i)_{n+1}, Q_n], \quad (1)$$

где $x(i)_{n+1}$ – значение сигнала на i -м входе ($i = 1, 2, \dots, m$) в момент времени $t = t_{n+1}$, Q_n – состояние элемента (сигнал на выходе Q) в момент $t = t_n$.

Для того чтобы устройство обладало перечисленными выше свойствами, зависимость его выходного напряжения от входного должна иметь гистерезисный характер, показанный на рис. 1. В противном случае схема будет менять свое состояние под действием бесконечно малых входных сигналов. Из рис. 1 видно, что при одном и том же входном сигнале величина выходного напряжения зависит от того, каким путем схема была

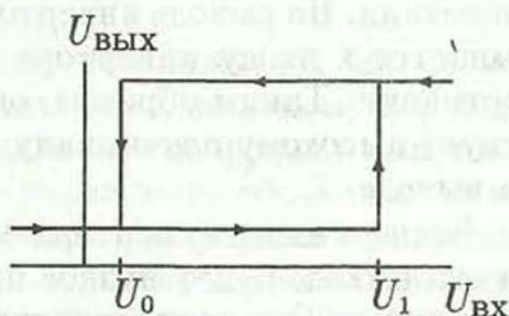


Рис. 1. График зависимости $U_{\text{ВЫХ}}$ от $U_{\text{ВХ}}$ в схемах с гистерезисом

переведена в данное состояние. Именно это свойство подобных схем называется памятью.

Схемы, построенные на основе запоминающих устройств, называются *последовательными*, т.е. они позволяют обрабатывать информацию, поступающую последовательно во времени. Этим последовательные схемы принципиально отличаются от комбинационных (см. лабораторную работу 6), в которых вся информация должна обрабатываться одновременно.

В дальнейшем будет рассматриваться построение триггеров на логических элементах (ЛЭ), охваченных положительной обратной связью. Среди подобных триггеров наиболее распространенными являются триггеры потенциального типа, состояние которых (сигнал на выходе Q) характеризуется уровнем напряжения. Для управления триггером могут использоваться или уровни напряжения, или перепады напряжения.

Триггеры в общем случае могут иметь N устойчивых состояний, но для запоминающих устройств обычно применяются триггеры с $N = 2$. В основе такого триггера лежит кольцо из двух ключей-инверторов (рис. 2). Подобное соединение обеспечивает положительную обратную связь.

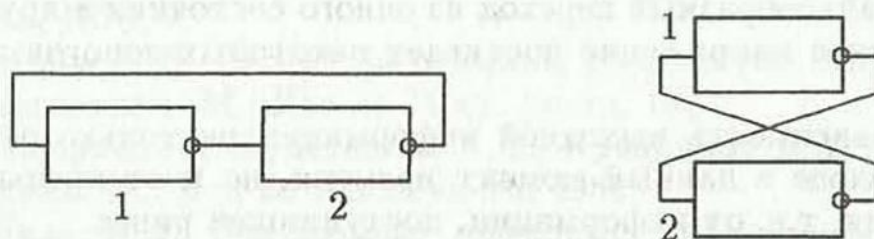


Рис. 2. Различные способы изображения триггеров на ЛЭ

Рассмотрим работу такого простейшего триггера.

Пусть в исходном состоянии на входе инвертора 1 действует низкое напряжение. Инвертор 1 закрыт, на его выходе напряжение велико, оно поддерживает инвертор 2 в открытом состоянии. На выходе инвертора 2 напряжение мало, оно прикладывается к входу инвертора 1 и поддерживает его в закрытом состоянии. Таким образом, одно устойчивое состояние соответствует высокому потенциалу на выходе 1 и низкому потенциалу на выходе 2.

Если на входе инвертора 1 действует высокое напряжение, то на его выходе будет низкое напряжение, а на выходе инвертора 2 — высокое. Это соответствует второму устойчивому состоянию триггера.

Рассмотрим теперь динамику перехода из одного устойчивого состояния в другое. Предположим, что триггер находился в

первом устойчивом состоянии. Пусть на вход инвертора 1 подается напряжение, несколько превышающее пороговое. Увеличение напряжения на входе инвертора 1 вызывает уменьшение напряжения на его выходе, что увеличивает напряжение на выходе инвертора 2, приложенное к входу инвертора 1. Таким образом замыкается петля положительной обратной связи и развивается регенеративный процесс: инвертор 1 открывается, инвертор 2 закрывается. В результате триггер переходит в другое устойчивое состояние.

На практике используют схемы, состоящие из собственно триггеров (ячеек памяти) и управляющих цепей. Устройство схем управления и вид их связи с собственно триггерами определяют вид логического уравнения (1).

Для ввода информационных сигналов в триггерах имеется один или несколько *информационных* входов.

По способу управления различают *асинхронные* и *синхронные* триггеры. В асинхронных триггерах запись информации может происходить в любой момент и определяется только временем поступления сигналов на информационные входы. В синхронных (тактируемых) триггерах запись информации, поступившей на входы, происходит только после прихода тактирующего импульса на тактовый вход C (*clock* – часы).

Синхронные триггеры в свою очередь делятся на тактируемые уровнем напряжения (статическое управление) и перепадом напряжения (динамическое управление).

Обычно в триггерах имеется два выхода: основной Q и инверсный \bar{Q} . Если на выходе Q установлена "1", говорят, что триггер находится в единичном состоянии, если "0" – в нулевом.

На принципиальных схемах триггеры обозначаются прямоугольниками, внутри которых ставятся буквы T или TT , указывающие, сколько запоминающих ячеек входит в данный триггер. На специальном поле слева указываются входы, характеризующие функциональное назначение триггера (S , R , T и т.д.), и синхровходы (C).

Динамически управляемый вход изображается на схемах треугольником, острие которого указывает, по какому перепаду напряжения происходит срабатывание: \triangleright – по фронту импульса, \triangleleft – по срезу. Иногда динамическое управление обозначается наклонной чертой: / – управление фронтом, \ – управление срезом. Используются и другие обозначения. Триггеры, срабатывающие по переднему фронту тактирующего импульса, могут быть одноктактными и многотактными.

Такие параметры, как быстродействие, потребляемая мощность, нагрузочная способность, определяются типом логиче-

ских элементов, входящих в состав триггера.

Наиболее распространены триггеры типов RS , D , T , JK . Здесь R , S , D , J , K – начальные буквы английских слов, характеризующих функциональные особенности триггера (см. далее описания работы различных триггеров). Такие триггеры, построенные на основе ЛЭ, изучаются в практикуме.

§2. Асинхронный RS -триггер

Асинхронным RS -триггером называется триггер с двумя информационными входами R и S , работа которого описывается логическими уравнениями

$$Q_{n+1} = S_{n+1} + \bar{R}_{n+1}Q_n, \quad R_{n+1}S_{n+1} = 0$$

или таблицей истинности.

S_{n+1}	R_{n+1}	Q_{n+1}
1	0	1
0	1	0
0	0	Q_n
1	1	запрет

Триггер управляется уровнями напряжения. При подаче логической "1" на вход S (*set* – установка) триггер устанавливается в единичное состояние ($Q = "1"$, $\bar{Q} = "0"$), при подаче логической "1" на вход R (*reset* – сброс) – в

нулевое состояние ($Q = "0"$, $\bar{Q} = "1"$).

В соответствии с состоянием, принимаемым триггером, вход S называют "единичным", а вход R – "нулевым".

Если на обоих входах управляющие сигналы отсутствуют ($R = S = "0"$), система сохраняет состояние, в котором она оказалась под действием предыдущих команд (режим "хранения").

Таким образом, сигналы на S - и R -входах однозначно определяют состояние RS -триггера.

Комбинация $S = R = "1"$ запрещена, так как на входы S и R подаются противоречащие друг другу команды. В этом случае на \bar{Q} и Q устанавливаются логические "1" и триггер теряет свои свойства: после окончания входных сигналов, когда на входах окажутся логические "0", триггер не запоминает предыдущую информацию, а переходит в состояние, определяемое асимметрией схемы.

Условное обозначение RS -триггера приведено на рис. 3.

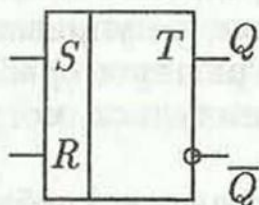


Рис. 3. Условное обозначение асинхронного RS -триггера

Асинхронный RS -триггер, работающий в положительной логике, может быть построен на двух элементах "2ИЛИ-НЕ" (рис. 4). По этой же схеме асинхронный RS -триггер может быть собран на двух элементах "2И-НЕ", однако в этом случае он работает в отрицательной логике (логической "1" соответствует низкий потенциал). Действительно, если на вход S ЛЭ (теперь это элемент "2И-НЕ") подан низкий потенциал (логическая "1" в отрицательной логике), то на его выходе устанавливается высокий потенциал ("0" в отрицательной логике). Тогда на обоих входах второго ЛЭ будут высокие потенциалы, а на его выходе Q – низкий потенциал. Если же низкий потенциал ("1") подать на R -вход, то на Q будет "0". Работа схемы соответствует таблице истинности для RS -триггера. Работу такого триггера можно рассматривать в положительной логике, принимая, что управляющим сигналом служит логический "0". В этом случае триггер называют триггером с инверсными входами (рис. 5) и входы обозначаются символами \bar{S} и \bar{R} . Обозначения выходов сохраняются прежними: буквой Q обозначается выход, на котором устанавливается логическая "1", когда на вход \bar{S} подается логический "0". При $\bar{S} = \bar{R} = "1"$ триггер сохраняет предыдущее состояние, а запрещенной комбинацией будет $\bar{S} = \bar{R} = "0"$.

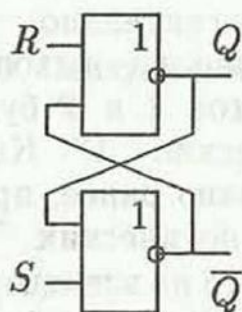


Рис. 4. RS -триггер на ЛЭ "2ИЛИ-НЕ"

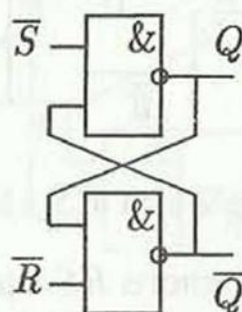


Рис. 5. RS -триггер на ЛЭ "2И-НЕ"

Для надежного срабатывания RS -триггера длительность информационных сигналов должна быть больше суммарного времени задержки двух ЛЭ, т.е. больше $2\tau_{зд}$ ($\tau_{зд}$ – среднее время переключения ЛЭ).

§3. Синхронный RS -триггер

Синхронный RS -триггер – это триггер с двумя информационными (R и S) и дополнительным тактовым (C) входами. Условное обозначение синхронного RS -триггера приведено на рис. 6. Его работа описывается логическим уравнением

$$Q_{n+1} = C_{n+1}S_{n+1} + \overline{C_{n+1}R_{n+1}}Q_n.$$

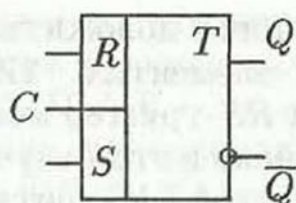


Рис. 6. Условное обозначение синхронного RS -триггера

В качестве примера рассмотрим синхронный RS -триггер (рис. 7), состоящий из асинхронного RS -триггера (элементы 3 и 4) и двух управляющих элементов (1 и 2). В управляющих элементах два входа играют роль информационных, а два других объединены и играют роль синхривхода.

Если на вход C подана логическая "1", то элементы 1 и 2 будут вести себя как инверторы сигналов на информационных входах асинхронного триггера. В этом случае синхронный триггер переключается в соответствии со значениями сигналов на S - и R -входах.

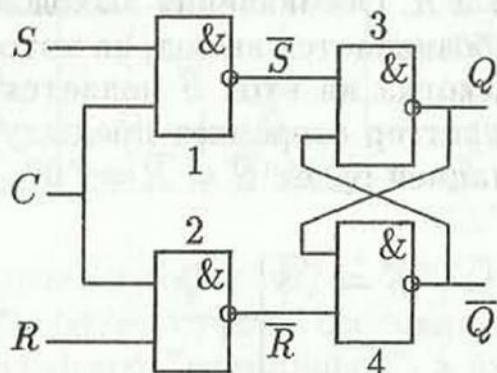


Рис. 7. Синхронный RS -триггер

Если теперь подать на вход C логический "0", то состояние триггера не будет меняться, как бы ни менялись сигналы на входах S и R . Действительно, в этом случае на выходах элементов 1 и 2 будут логические "1". Как было сказано ранее, при подаче логических "1" на

входы асинхронного RS -триггера, собранного на элементах "2И-НЕ", триггер сохраняет неизменным предыдущее состояние.

Полная схема работает в положительной логике, поэтому запрещенной комбинацией будет $S = R = C = "1"$.

Минимальная длительность входных сигналов должна быть больше $3\tau_{зд}$, так как в этом случае к задержке, вносимой элементами собственно триггера, добавляется задержка на одном из управляющих элементов.

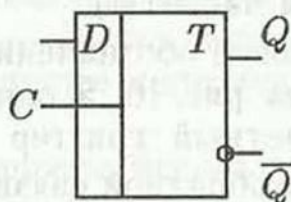
§4. Синхронный D -триггер

Триггером D -типа или триггером задержки (*delay* – задержка) называется триггер с одним информационным входом D , реализующий логическую функцию

$$Q_{n+1} = C_{n+1}D_n + \bar{C}_{n+1}Q_n.$$

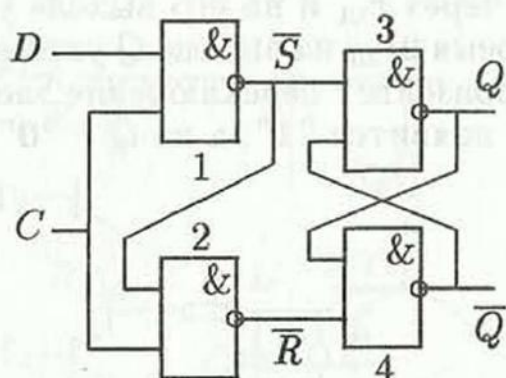
Его условное обозначение дано на рис. 8.

Рис. 8. Условное обозначение синхронного D -триггера



Синхронный D -триггер получается из синхронного RS -триггера при соединении выхода элемента 1 с информационным входом элемента 2 (рис. 9). Это так называемый D -триггер с принудительной установкой парафазного входного сигнала. Схема работает в положительной логике. При $C = "0"$ триггер сохраняет свое предыдущее состояние независимо от сигнала на входе D . При подаче тактового импульса ($C = "1"$) основной RS -триггер (элементы 3 и 4) устанавливается в то состояние (выход Q), которое было предварительно установлено на входе D . Во время действия тактового импульса информация на входе D не должна изменяться.

Рис. 9. Синхронный D -триггер



§5. Асинхронный счетный триггер

Счетный, или T -триггер (*toggle* – переключатель), – триггер с одним информационным входом T . Его работа описывается уравнением

$$Q_{n+1} = \bar{T}_{n+1}Q_n + T_{n+1}\bar{Q}_n.$$

В асинхронном T -триггере переход из первоначального состояния в противоположное происходит каждый раз при поступлении входного импульса на единственный, информационный, вход T . При подаче четного числа импульсов T -триггер оказывается в исходном состоянии, при нечетном числе – в противоположном. Таким образом, T -триггер может использоваться как пересчетная схема с коэффициентом пересчета, равным 2 (счетчик по модулю 2). При поступлении на вход такого счетчика периодической последовательности импульсов частота следования

выходных импульсов уменьшается вдвое (T -триггер в режиме делителя частоты).

Условное обозначение асинхронного счетного триггера приведено на рис. 10, а одна из его возможных схем – на рис. 11. Здесь счетный триггер получен из D -триггера (см. §4) путем введения обратной связи с \bar{Q} -выхода на D -вход.

Допустим, что в исходном состоянии $Q = "1"$, $\bar{Q} = "0"$. Следовательно, на входе элемента 1 также будет логический "0". Тогда если в какой-то момент на вход T приходит единичный положительный импульс, то состояние элемента 1 меняться не будет (на его выходе будет сохраняться логическая "1"). В этом случае через время $\tau_{зд}$ произойдет переключение элемента 2, на его выходе установится логический "0", через время $2\tau_{зд}$ произойдет переключение элемента 4, а через время $3\tau_{зд}$ – переключение элемента 3. На выходе Q установится "0", на \bar{Q} – "1".

Пусть теперь в исходном состоянии $Q = "0"$, $\bar{Q} = "1"$. После прихода входного импульса произойдет переключение элемента 1 через $\tau_{зд}$ и на его выходе установится логический "0". Через время $2\tau_{зд}$ на выходе Q установится логическая "1", а через $3\tau_{зд}$ произойдет переключение элемента 4. Таким образом на выходе Q появится "1", а на \bar{Q} – "0".

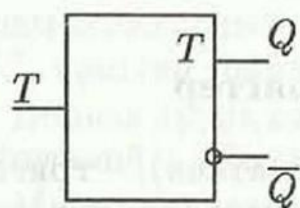


Рис. 10. Условное обозначение T -триггера

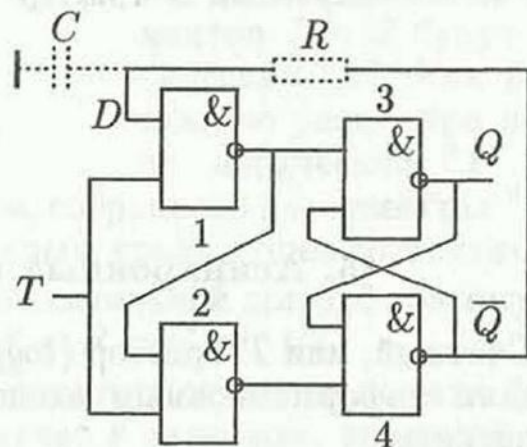


Рис. 11. Асинхронный T -триггер

В такой схеме длительность входного импульса не должна быть больше $3\tau_{зд}$, иначе процесс переключения триггера будет продолжаться. Частота переключения при этом определяется параметрами схемы. В этом случае работа триггера становится неустойчивой: в зависимости от длительности входного импульса триггер может либо почти все время находиться в единичном или нулевом состоянии, либо работать как двоичный счетчик.

Для устойчивой работы счетного триггера в цепь обратной связи включается линия задержки с временем задержки, большим длительности входного импульса $\tau_{вх}$. Линия задержки поддерживает на входе элемента 1 предыдущее состояние во все время действия тактового импульса.

В практикуме в качестве линии задержки используется интегрирующая RC -цепочка, показанная на рис. 12 (пунктир на рис. 11).

Определим интервал длительностей входного импульса $\tau_{вх}$, в котором схема устойчиво работает как двоичный счетчик.

Входным сигналом для интегрирующей RC -цепи является $U_{вх}$ ЛЭ₄, выходным — $U_{вх}$ на D -входе ЛЭ₁. Пусть произошло переключение ЛЭ₄ из состояния $\bar{Q} = "0"$ в $\bar{Q} = "1"$. Конденсатор C начинает заряжаться от источника питания по цепям $R_B - (переход \ Э_1 - Б_{МЭТ}) - C - "земля"$ и $R_K - T_2 - Д - R - C - "земля"$ (см. рис. 12). Когда напряжение на конденсаторе C достигает значения $U = U_{пор}$, должно происходить переключение элемента 1. Однако если $\tau_{вх} < \Delta t_1$ (Δt_1 — время заряда конденсатора от начального значения U_0 до $U_{пор}$), то конденсатор, зарядившись до $U_{пор}$, продолжает

заряжаться дальше (в пределе до U_1), так как в интервале между входными импульсами на входе T будет логический "0", блокирующий переключение элемента 1. Это состояние сохраняется до прихода следующего импульса (рис. 13, а). Граница устойчивого режима определяется из условия $\tau_{вх} \leq \Delta t_1 + 3\tau_{зд}$. В этом случае схема работает как счетчик по модулю 2.

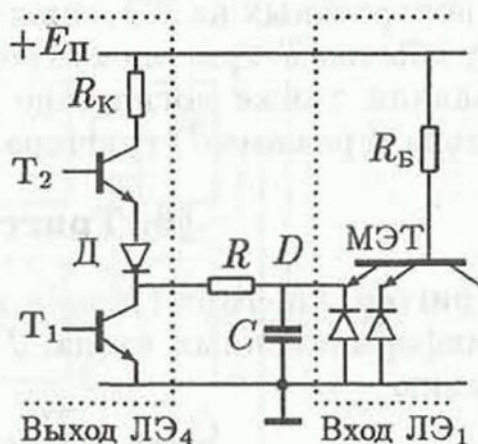


Рис. 12. Интегрирующая RC -цепь в качестве линии задержки

Определим время $\Delta t_1 = t_2 - t_1 [2]$:

$$\Delta t_1 = \tau_{RC} \ln [(U_C(\infty) - U_C(t_1)) / (U_C(\infty) - U_C(t_2))],$$

где $U_C(t_1) = U_0$, $U_C(t_2) = U_{пор}$, $U_C(\infty) = U_1$ — напряжение на конденсаторе при $t \rightarrow \infty$, соответствующее логической "1", $\tau_{RC} = CR_{экв}$, $R_{экв} \simeq R_B(R_K + R) / (R_B + R_K) \simeq R$.

Отсюда $\Delta t_1 = \tau_{RC} \ln [(U_1 - U_0) / (U_1 - U_{пор})]$.

Для типичных параметров ТТЛ-микросхем $U_{пор} = 1,25$ В, $U_0 = 0,4$ В, $U_1 = 3$ В, $R = 1$ кОм, $R_B = 4$ кОм, $R_K = 0,13$ кОм получим $\Delta t_1 \simeq 0,4RC$.

При $\tau_{ВХ} > \Delta t_1 + 3\tau_{зд}$ схема работает неустойчиво (рис. 13,б).

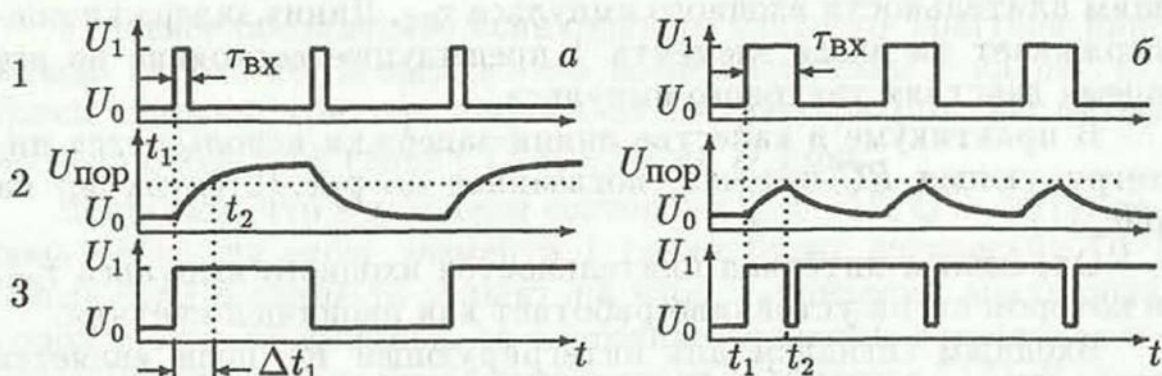


Рис. 13. Эпюры напряжений счетного триггера:
1 - на входе T , 2 - на входе D , 3 - на выходе \bar{Q} ;
 a - при $\tau_{ВХ} \ll \Delta t_1$, b - при $\tau_{ВХ} > \Delta t_1$

Аналогичный результат получается и для процесса разряда конденсатора C по цепи $R - T_1 - \text{земля}$ (когда в начальном состоянии на входе D находится логическая "1").

Использование RC -цепочки в качестве линии задержки в схемах, построенных на ЛЭ, снижает быстродействие триггера. Поэтому обычно T -триггеры строят так, чтобы функцию задержки выполняли также логические элементы (см. в §6 работу JK -триггера в режиме T -триггера).

§6. Триггер JK -типа

Триггер JK -типа (*jump* - прыжок, *keep* - сохранять) имеет два информационных входа: J и K . Он выполняет логическую операцию

$$Q_{n+1} = \bar{K}_{n+1}Q_n + J_{n+1}\bar{Q}_n,$$

т.е. работает в соответствии с приведенной таблицей истинности.

J_{n+1}	K_{n+1}	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}_n

Если информационные сигналы подаются поочередно на J - и K -входы, то JK -триггер работает как синхронный RS -триггер, при этом J -вход эквивалентен входу S .

В отличие от синхронного RS -триггера для JK -триггера комбинация $J = K = \text{"1"}$ не является запрещенной.

Если соединить входы J и K , то JK -триггер работает как счетный T -триггер.

Если вход J соединить через инвертор с входом K , триггер будет работать как D -триггер.

Таким образом, JK -триггер может работать в нескольких режимах, поэтому он получил название универсального.

В интегральной технике чаще всего используются *синхронные* JK -триггеры, а среди них наиболее распространенными являются триггеры с внутренней задержкой, в которых сигнал на выходе появляется только после окончания тактового импульса. Триггеры такого типа могут состоять из двух триггеров, охваченных общей положительной обратной связью. Один из них является основным, а второй – вспомогательным. Когда один триггер работает, второй блокирован, и наоборот. Поэтому здесь в отличие от T -триггера не требуется введения элемента задержки в обратную связь. В литературе они называются триггерами MS -типа (*master-slave* – хозяин-раб).

Рассмотрим работу простейшего синхронного JK -триггера на примере схемы, собранной на элементах "И-НЕ" (рис. 14). Это так называемый MS -триггер с инвертором. Здесь сложный JK -триггер состоит из двух синхронных RS -триггеров: основного (элементы 1–4) и вспомогательного (элементы 5–8). Инвертор (элемент 9) обеспечивает блокировку вспомогательного триггера во время записи информации в основной триггер, и наоборот.

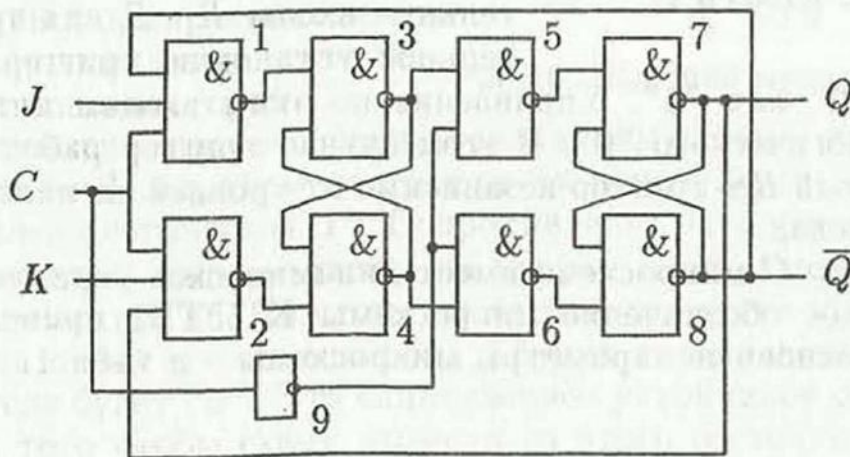


Рис. 14. Упрощенная схема двухступенчатого триггера

Пусть на синхровходе C установлен логический "0". Тогда на выходах элементов 1 и 2 будут логические "1" независимо от сигналов на других входах. Поэтому основной триггер, а следовательно, и вспомогательный будут сохранять предыдущее состояние. При поступлении на вход C синхроимпульса происходит запись информации в основной триггер в соответствии с сигналами на J - и K -входах. Во время действия синхроимпульса вспомогательный триггер блокирован (на его синхровходе логический "0") и сохраняет записанную ранее информацию. По окончании импульса происходит перезапись информации из

основного триггера во вспомогательный (теперь на его синхровходе логическая "1") и блокируется запись новой информации в основной триггер.

Рассмотренный вариант схемы может работать как *асинхронный T-триггер*, если установить на входах *J* и *K* логические "1", а информационный сигнал подавать на вход *C*, и как *синхронный T-триггер*, если информационный сигнал подавать одновременно на входы *J* и *K*, а на вход *C* подавать синхроимпульсы.

В практикуме работа *JK-триггера* изучается на примере микросхемы *K155ТВ1*. Буквы *ТВ* обозначают, что микросхема

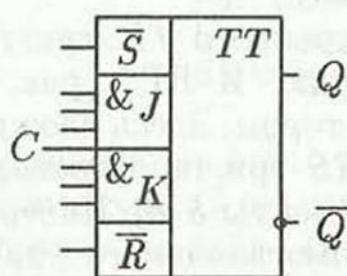


Рис. 15. Условное обозначение МС *K155ТВ1*

представляет собой универсальный *JK-триггер*. Цифра 1 указывает на ее функциональную особенность – возможность осуществления логической операции "И" по входам *J* и *K*. Операция "И" осуществляется на восьмиэмиттерном МЭТ, работающем по принципу, описанному ранее (см. лабораторную работу 6).

В микросхеме имеются дополнительные входы \bar{R} и \bar{S} для принудительной установки триггера в состояние "0" или "1".

Управление по этим входам инверсное, уровнем логического "0". В этом случае триггер работает как асинхронный *RS-триггер* независимо от уровней сигналов на *J*-, *K*- и *C*-входах.

По входу *C* микросхема имеет динамическое управление.

Условное обозначение микросхемы *K155ТВ1* приведено на рис. 15, а основные параметры микросхемы – в табл. 1.

Таблица 1

Основные параметры микросхемы *K155ТВ1*

Потребляемая мощность	105 мВт
Напряжение выходного сигнала, соответствующее "1"	2,4 ÷ 4,5 В
Напряжение выходного сигнала, соответствующее "0"	≤ 0,4 В
Время задержки переключения $\tau_{зд}$	≤ 40 нс
Напряжение помехи	≤ 0,4 В
Напряжение питания	5 В ± 5%

§7. Ждущий мультивибратор

При введении RC -цепочки в цепь обратной связи RS -триггера можно получить устройства с одним внутренним устойчивым состоянием или вообще без устойчивого состояния. Они используются как генераторы и формирователи импульсов. Примерами могут служить ждущий мультивибратор (или триггер с одним устойчивым состоянием, одновибратор) и автоколебательный мультивибратор.

Ждущий мультивибратор генерирует только один импульс заданной длительности при воздействии внешнего запускающего импульса, а затем возвращается в исходное состояние до прихода следующего импульса. Один из вариантов ждущего мультивибратора на ЛЭ "2И-НЕ" приведен на рис. 16. Здесь ЛЭ играют роль ключей, а длительность формируемого импульса определяется резистором R и конденсатором C .

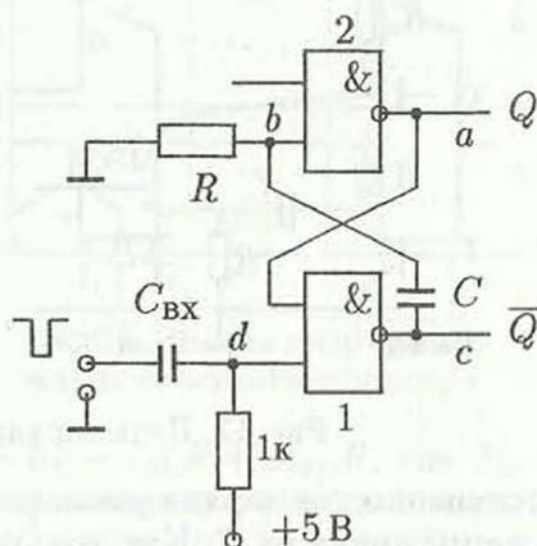


Рис. 16. Ждущий мультивибратор

Рассмотрим процесс формирования выходного импульса в этой схеме. В исходном состоянии на одном входе элемента 2 установлена логическая "1". Сопротивление резистора R выбрано достаточно малым, чтобы на втором входе этого элемента был логический "0". Поэтому на выходе элемента 2 будет "1". Тогда на обоих входах элемента 1 будут установлены "1" и на его выходе будет "0". Это единственное устойчивое состояние.

Для того чтобы схему вывести из этого состояния, на вход элемента 1 в момент $t = t_1$ подается короткий импульс отрицательной полярности с длительностью $\tau_{ВХ}$, большей времени $2\tau_{зд}$ и меньшей заданной длительности формируемого импульса $\tau_{ВЫХ}$. Амплитуда входного импульса должна быть достаточной для получения на входе элемента 1 (точка d на рис. 16) логического "0". При этом на выходе элемента 1 появляется логическая "1".

Постоянная времени цепочки, содержащей C , много больше времени переключения ЛЭ. Поэтому сразу после переключения элемента 1 напряжение на конденсаторе C не успевает измениться. Скачок напряжения на выходе элемента 1 будет сопровождаться таким же скачком напряжения в точке b (рис. 16). На обоих входах элемента 2 появятся логические "1". В результате

произойдет переключение элемента 2 и на его выходе установится логический "0".

Таким образом, схема перейдет в новое состояние: на выходе элемента 1 – логическая "1", а на выходе элемента 2 – логический "0". Однако это состояние не является устойчивым: конденсатор C начинает заряжаться по цепи R_K-T_2-C-R – "земля" (рис. 17,а).

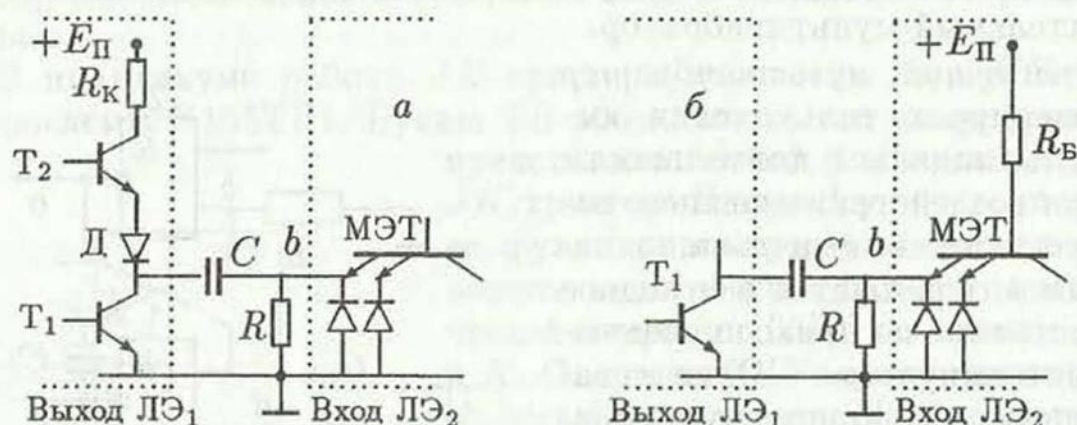


Рис. 17. Цепь заряда (а) и разряда (б) конденсатора

Постепенно ток заряда уменьшается, а вместе с ним уменьшается напряжение на R . Как только напряжение в точке b упадет до значения $U_{пор}$, соответствующего запирающему элементу 2, происходит обратное переключение элементов 1 и 2. Теперь элемент 1 переключается из закрытого состояния ("1") в открытое ("0"), и по причине, указанной выше, этот скачок напряжения будет наблюдаться и в точке b , причем конечное напряжение на входе элемента 2 может достигнуть недопустимо больших отрицательных значений (скачок $U_1 - U_0$ идет от $U_{пор}$). Диоды на входе МЭТ ограничивают этот выброс. После этого конденсатор C начинает перезаряжаться через R_B , R и T_1 (рис. 17,б). Схема возвращается в исходное состояние.

Эпюры напряжений в различных точках схемы приведены на рис. 18.

Выходной прямоугольный импульс ("вырез") снимается с выхода Q (точка a). Длительность формируемого импульса равна

$$\tau_{\text{ВЫХ}} = t_2 - t_1 = \tau_{RC} \ln [(U_R(\infty) - U_R(t_1)) / (U(\infty) - U_R(t_2))].$$

Здесь $\tau_{RC} = C(R + R_{\text{ВЫХ}})$, $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление ЛЭ. Для микросхем серии К155 величина логарифма в формуле примерно равна единице, поэтому можно принять

$$\tau_{\text{ВЫХ}} \cong \tau_{RC}.$$

Покажем это, для чего определим значения $U_R(t)$, входящие в формулу. При $t < t_1$ значение $U_R = I_{ВХ}R$, где $I_{ВХ} = E_{П}/(R_{Б} + R)$ — ток во входной цепи МЭТ при открытом переходе $B_{МЭТ} - Э_1$. Напряжение на конденсаторе $U_C(t < t_1) = I_{ВХ}R - U_0$, где U_0 — напряжение на выходе элемента 1, соответствующее логическому "0" в холостом режиме (без нагрузки). В момент t_1 транзистор T_1 закрывается, и для цепи заряда конденсатора C можно записать (пренебрегая токами закрытых транзисторов МЭТ и T_1)

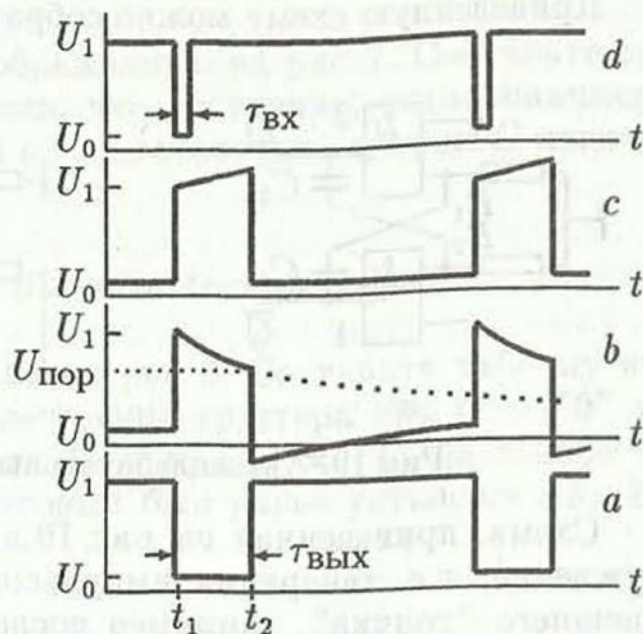


Рис. 18. Эпюры напряжений ждущего мультивибратора

$E_{П} - U_{(К-Э)нас T_2} - U_{П} \approx I_{зар}R_{К} + U_0 - I_{ВХ}R + I_{зар}R$, где $E_{П} - U_{(К-Э)нас T_2} - U_{П} = U_1$, а U_1 — напряжение на выходе элемента 1, соответствующее логической "1" в холостом режиме. Отсюда $U_R(t_1) = I_{зар}R = (U_1 - U_0 + I_{ВХ}R)R/(R + R_{К})$, где $R_{К} \approx R_{ВЫХ}$. В момент t_2 $U_R(t_2) = U_{пор}$. Величина $U_R(\infty)$ — напряжение, которое установилось бы в точке b , если бы не было переключения элемента 2 в момент $t = t_2$. Так как ток заряда конденсатора при $t \rightarrow \infty$ стремится к нулю, то, пренебрегая током закрытого перехода $B_{МЭТ} - Э_1$ при логических "1" на входах МЭТ, можно считать, что $U_R(\infty) = 0$. На рис. 18 изменение потенциала в точке b при $t \rightarrow \infty$ отмечено пунктиром.

Таким образом, длительность выходного импульса равна

$$\tau_{ВЫХ} = t_2 - t_1 = \tau_{RC} \ln \left\{ \left[\frac{(U_1 - U_0 + I_{ВХ}R)}{U_{пор}} \right] \left[\frac{R}{(R + R_{ВЫХ})} \right] \right\}.$$

Например, при $U_{пор} = 1,25$ В, $U_1 = 3$ В, $U_0 = 0,4$ В, $R = 1$ кОм и $R_{ВЫХ} = 130$ Ом получим $\tau_{ВЫХ} = \tau_{RC} \ln(3,24/1,25) \approx \tau_{RC}$.

§8. Автоколебательный мультивибратор

При введении RC -цепей в оба плеча триггера получается схема, не имеющая ни одного устойчивого состояния, которую называют автоколебательным мультивибратором (рис. 19, а). Длительность генерируемых этой схемой импульсов определяется постоянной времени одной из RC -цепочек ($\tau_1 \approx R_1C_1$), а временной интервал между ними — другой RC -цепочки ($\tau_2 \approx R_2C_2$).

Период колебаний мультивибратора $T_0 = \tau_1 + \tau_2$.

Приведенную схему можно собрать на двух элементах "НЕ".

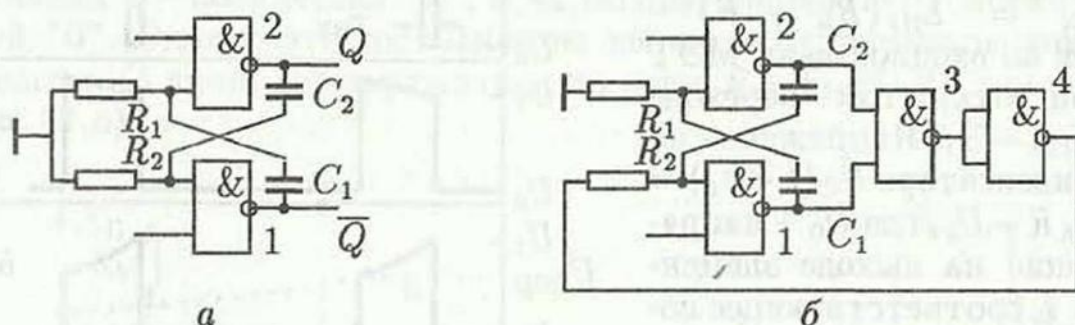


Рис. 19. Автоколебательный мультивибратор

Схема, приведенная на рис. 19,а, имеет "жесткое" самовозбуждение, т.е. генерация импульсов начинается только после внешнего "толчка", например после резкого включения источника питания. Это связано с тем, что при медленном вводе питания (и соответственно медленном заряде емкостей) и достаточно малых сопротивлений R_1 и R_2 напряжения на входах могут не достичь порогового уровня открывания ЛЭ. При этом на выходах обоих логических элементов устанавливаются логические "1". Это состояние может сохраняться неопределенно долго, и автоколебания в схеме не возникают.

При добавлении в схему элементов 3 и 4 (рис. 19,б) состояние с двумя "1" на выходах становится неустойчивым: если на выходах элементов 1 и 2 устанавливаются логические "1", то на выходе элемента 4 также появляется логическая "1", вызывающая переключение элемента 1. На его выходе появляется логический "0". В таком варианте мультивибратор имеет "мягкое" самовозбуждение, т.е. генерация возникает только за счет шумов, всегда присутствующих в схеме.

§9. Практическая часть

Задания 1-4, 6, 7 выполняются на печатной плате с микросхемой К155ЛА3 (см. лабораторную работу 6). Задание 5 выполняется на печатной плате с 4 микросхемами К155ТВ1.

1. Изучение работы асинхронного RS-триггера

1.1. Соберите схему RS-триггера на элементах "2И-НЕ" (см. рис. 5) и проверьте его работу. Составьте таблицу истинности. В какой логике работает такая схема?

1.2. В какой логике будет работать подобная схема, если к ее информационным входам подключить дополнительные инверторы? Проверьте работу этого варианта схемы.

2. Изучение работы синхронного RS -триггера

2.1. Соберите схему, изображенную на рис. 7. Составьте таблицу истинности. Убедитесь, что состояние, установившееся при $C = "1"$, не изменяется после установки на входе C логического "0".

3. Изучение работы D -триггера

3.1. Соберите схему согласно рис. 9. Составьте таблицу истинности. Убедитесь, что состояние триггера при $C = "0"$ не зависит от сигнала на входе D , а при $C = "1"$ на выходе Q устанавливается сигнал, который был ранее установлен на D -входе при $C = "0"$.

4. Изучение работы T -триггера

4.1. Соберите схему T -триггера (см. рис. 11).

4.2. Включите в цепь обратной связи интегрирующую RC -цепочку с заданной $\tau_{RC} = RC$.

4.3. Подключите к T -входу триггера генератор импульсов.

4.4. Подайте на вход T последовательность импульсов положительной полярности с амплитудой, соответствующей логической "1" на входе, и длительностью, обеспечивающей его работу в режиме счетчика по модулю 2.

Внимание! Длительность импульсов генератора не должна быть больше 0,2 периода их следования, в противном случае генератор выходит из строя!

4.5. Определите интервал длительностей $\tau_{вх}$, в котором T -триггер устойчиво работает как счетчик на 2 при заданном τ_{RC} .

4.6. Увеличивайте длительность $\tau_{вх}$. Объясните изменение формы наблюдаемых сигналов на выходах Q и \bar{Q} и входе D .

5. Изучение работы JK -триггера

В лабораторном макете на печатной плате распаяны четыре микросхемы К155ТВ1 (четыре JK -триггера) (рис. 20). К выходу каждого триггера подключен светодиод типа АЛ307А, свечение которого соответствует состоянию $Q = "1"$. В цепь питания введены защитные диоды типа Д226, стабилитрон типа КС-156 и конденсатор фильтра с емкостью 1 мкФ.

5.1. Подключите макет к источнику питания +5,7 В.

Внимание! При напряжении питания > 7 В микросхемы этой серии выходят из строя!

5.2. Подключите к входу C одной из микросхем импульсный генератор. Амплитуду импульса установите в пределах логической "1" для ТТЛ-микросхем. Длительность импульсов произвольная, запуск "ручной" (режим одиночных импульсов).

5.3. Установите триггер в нулевое состояние, для чего коснитесь заземленным проводником \bar{R} -входа.

5.4. Проверьте работу микросхемы в режимах асинхронного RS -триггера, синхронного RS -триггера и T -триггера, составляя для каждого варианта таблицу истинности.

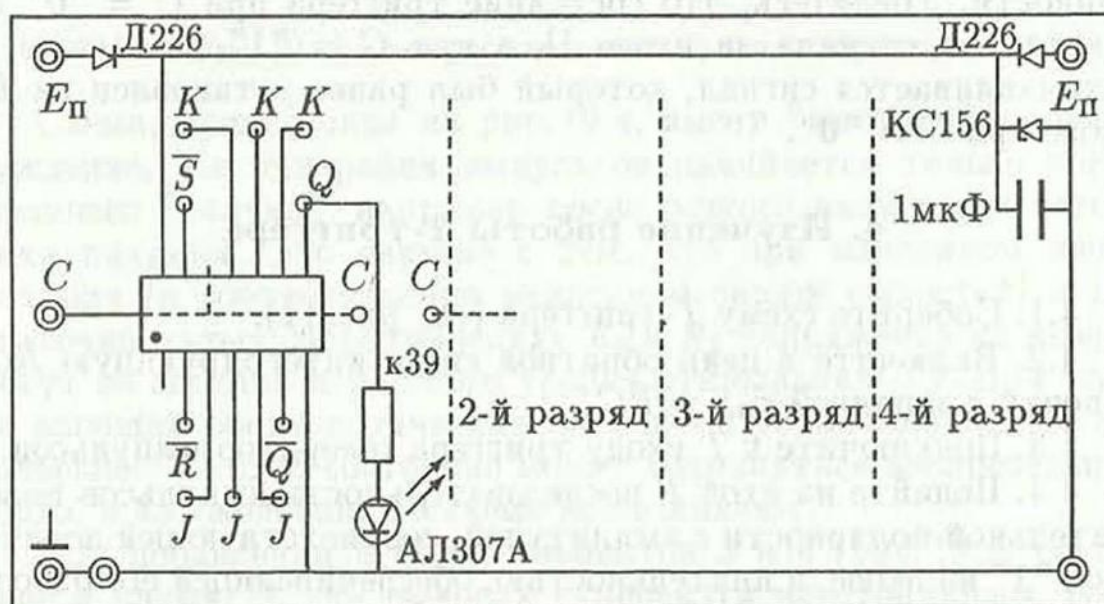


Рис. 20. Макет печатной платы

6. Изучение работы ждущего мультивибратора, построенного на основе асинхронного RS -триггера

6.1. Соберите схему ждущего мультивибратора на элементах "2И-НЕ" (см.рис. 16), формирующего выходной импульс с заданной длительностью $\tau_{\text{вых}}$. Для этого:

1) выберите значение R , обеспечивающее в исходном состоянии логический "0" на входе X_1 логического элемента 2 (см. лабораторную работу 6). Заметим, что величина R должна быть больше 100 Ом, в противном случае напряжение в точке b в момент $t = t_1$ может оказаться меньше логической "1";

2) рассчитайте значение C из условия $\tau_{\text{вых}} = C(R + R_{\text{вых}})$. С учетом заданной длительности выходного импульса выберите длительность входного импульса $\tau_{\text{вх}}$. При $\tau_{\text{вх}} \ll \tau_{\text{вых}}$ емкость разделительного конденсатора $C_{\text{вх}}$ выбирается достаточно произвольно. Если же длительность входного импульса равна или

даже больше длительности выходного импульса, емкость разделительного конденсатора выбирается в соответствии с условием $RC_{\text{вх}} \ll \tau_{\text{вых}}$ (см. лабораторную работу 1).

6.2. Проверьте потенциалы на входах и выходах логических элементов 1 и 2 при отсутствии входных импульсов (начальное состояние).

6.3. Подайте на вход ждущего мультивибратора импульсы с генератора импульсов. Необходимо правильно выбрать полярность, длительность, амплитуду и частоту следования входных импульсов.

6.4. Зарисуйте эпюры напряжений в точках a, b, c и d (см. рис. 18). Для наблюдения импульсов в разных точках схемы необходимо использовать режим внешней синхронизации осциллографа входным импульсом.

6.5. С помощью калиброванной развертки осциллографа измерьте длительность сформированного импульса и сравните ее с расчетной.

6.6. Получите на выходе ждущего мультивибратора импульс с заданной длительностью, задержанный относительно фронта входного импульса на заданное время.

7. Изучение работы автоколебательного мультивибратора, построенного на основе асинхронного RS -триггера

7.1. Соберите схему в соответствии с рис. 19, a или 19, b . Для этого по заданным значениям частоты повторения $f = 1/T_0$, скважности $q = T_0/\tau_1$ (или коэффициента заполнения $\gamma = \tau_1/T_0$) рассчитайте величины $C_{1,2}$. Для варианта a величины $R_{1,2}$ при этом целесообразно выбрать максимально допустимыми.

7.2. Зарисуйте эпюры напряжений на входах и выходах всех логических элементов.

7.3. Измерьте параметры импульсов и сравните их с расчетными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Букреев И.Н., Мансуров Б.М., Горячев В.И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Радио и связь, 1990.

2. Гольденберг Л.М. Импульсные и цифровые устройства. М.: Связь, 1973.

3. Практикум по твердотельной электронике /Под ред. В.И. Петрова, Г.В. Сливака. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1984.

4. Применение интегральных микросхем в электронной вычислительной технике /Под ред. Б.Н. Файзулаева, Б.В. Тарабрина. М.: Радио и связь, 1987.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 8

СЧЕТЧИКИ И РЕГИСТРЫ

Изучаются принципы построения простейших счетчиков с естественным и произвольным порядком счета на основе JK -триггеров, а также сдвигающих регистров на основе JK - и RS -триггеров.

§1. Введение

Счетчик (пересчетная схема) – это устройство для регистрации количества импульсов, поданных на его вход. Основными характеристиками счетчика являются коэффициент пересчета и быстродействие.

Коэффициент пересчета, или модуль счета, N определяет число возможных устойчивых состояний схемы. После того как на вход счетчика поступит N импульсов, он возвращается в исходное состояние.

Цифровые счетчики можно построить на триггерах различного типа. Там, где используется двоичная система счисления, наиболее простым оказывается построение счетчиков на основе счетных триггеров – простейших счетчиков с коэффициентом пересчета $N = 2$. Соединяя последовательно n счетных триггеров, можно получить n -разрядный счетчик с $N = 2^n$. В такой схеме каждый триггер играет роль одного разряда в многоразрядном счетчике.

Однако в ряде случаев требуются счетчики с $N \neq 2^n$. Например, там, где приходится иметь дело с десятичной системой счисления, более удобны десятичные (декадные) счетчики с $N = 10^n$. В системах электронных часов применяются счетчики с $N = 60$ и $N = 12$, в некоторых частотомерах – с $N = 5$.

Для схем счетчиков с произвольным коэффициентом счета логично было бы использовать многостабильные триггеры с числом устойчивых состояний $N > 2$. Быстродействие одного многостабильного триггера может быть выше, чем группы из двоичных триггеров, но схемы на многостабильных триггерах конструктивно сложны. Поэтому счетчики с $N \neq 2^n$ чаще всего строятся на основе двоичных триггеров. Достигается это введением в пересчетную схему дополнительных связей, запрещающих некоторые ее устойчивые состояния.

В данном практикуме изучается работа простейшего многоразрядного двоичного счетчика с $N = 2^n$, а также счетчиков с $N \neq 2^n$, построенных на основе двоичных счетчиков с использованием дополнительных логических элементов (ЛЭ) или "единичных" разрядов.

§2. Асинхронный двоичный счетчик

Принцип построения многоразрядных двоичных счетчиков зависит от типов триггеров и требуемого быстродействия. Конструктивно они различаются видом связей между разрядами по информационным и счетным (тактовым) каналам.

В зависимости от того, как меняется состояние счетчика при поступлении очередного счетного импульса, счетчики могут быть суммирующими (с приходом каждого импульса показание счетчика увеличивается на 1), вычитающими (счет в обратном направлении), а также реверсивными. Реверсивные счетчики могут работать как в режиме суммирования, так и в режиме вычитания, в зависимости от управляющего сигнала, подаваемого на специальный вход. По способу управления разрядами различают последовательные, параллельные и параллельно-последовательные счетчики. В последовательных каждый последующий триггер переключается сигналом с предыдущего, а счетный импульс подается на вход первого разряда. В параллельных счетный сигнал поступает одновременно на счетные входы всех разрядов, а сигналы с младших разрядов подаются на информационные или специальные разрешающие входы старших разрядов. В параллельно-последовательных счетчиках триггеры разбиваются на группы, причем внутри групп используются параллельные связи, а между группами – последовательные.

Последовательные счетчики отличаются сравнительно низким быстродействием, так как времена задержек импульсов при последовательном срабатывании триггеров суммируются. У параллельных счетчиков быстродействие выше, но они более сложны конструктивно.

Последовательный счетчик с непосредственными связями

На рис. 1 приведена схема последовательного асинхронного счетчика, построенного на четырех $JKRS$ -триггерах (микросхемы К155ТВ1, плата на рис. 20 в лабораторной работе 7).

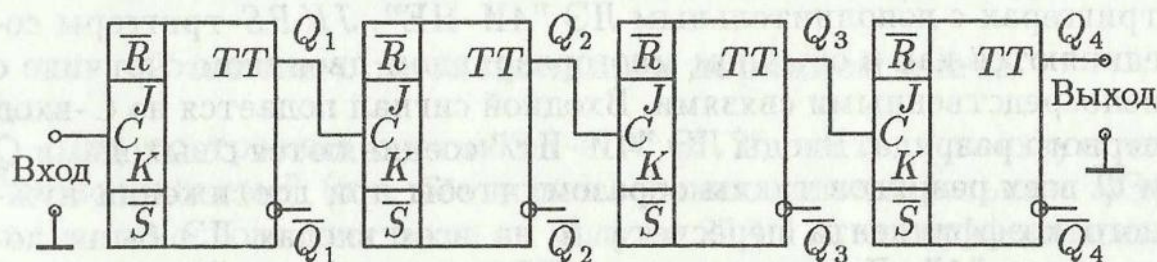


Рис. 1. Асинхронный двоичный счетчик

Входы J, K, \bar{R} и \bar{S} микросхем свободны, т.е. на них присутствуют логические "1". В этом случае каждый триггер работает как двоичный счетчик (см. работу JK -триггера в лабораторной работе 7). Входной импульс поступает на C -вход первого триггера (младший разряд счетчика). Сигнал с Q -выхода каждого триггера является входным для C -входа следующего разряда (схема с непосредственными связями). Напомним, что в микросхеме K155ТВ1 запись информации во вспомогательный триггер (появление сигнала на выходе Q) происходит по перепаду "1" \rightarrow "0" сигнала на C -входе. Поэтому если в начальном состоянии все $Q_i = "0"$, то по окончании первого импульса установится логическая "1" в первом разряде, в остальных разрядах сохранится логический "0". После второго счетного импульса первый разряд возвращается в состояние "0", второй переходит в состояние "1", остальные сохраняют состояние "0" и т.д. Для 4-разрядного счетчика число всех возможных состояний $N = 2^n = 16$.

В описанном случае счетчик работает в режиме суммирования. Если связь между разрядами счетчика осуществить не с выходов Q_i , а с инверсных выходов \bar{Q}_i , то счетчик будет работать как вычитающий.

§3. Счетчики с произвольным коэффициентом пересчета

Для счетчиков с $N \neq 2^n$ связи между разрядами можно организовать так, чтобы порядок счета сохранялся таким же, как в суммирующих или вычитающих счетчиках (естественный порядок счета), пока число входных импульсов меньше N . При поступлении N -го входного импульса схема принудительно возвращается в исходное состояние. Возможно также построение счетчиков и с произвольным порядком счета.

Счетчик с естественным порядком счета

Счетчик с естественным порядком счета с N от 2 до 16 может быть построен на четырех последовательно включенных $JKRS$ -триггерах с дополнительным ЛЭ "4И-НЕ". $JKRS$ -триггеры соединяются как в обычном многоразрядном двоичном счетчике с непосредственными связями. Входной сигнал подается на C -вход первого разряда. Входы ЛЭ "4И-НЕ" соединяются с выходами Q и \bar{Q} всех разрядов таким образом, чтобы при достижении нужного коэффициента пересчета N на всех входах ЛЭ были логические "1". Для этого входы ЛЭ должны быть соединены с выходами Q и \bar{Q} так, чтобы на N -й счетный входной импульс

на ЛЭ поступали сигналы с Q , если на них в этом состоянии присутствуют логические "1", и с инверсных выходов \bar{Q} , если на выходах Q присутствуют логические "0". Сигнал логического "0" с выхода ЛЭ подается на \bar{R} -входы всех разрядов счетчика. Таким образом, когда на \bar{R} -входах триггеров появятся логические "0", $JKRS$ -триггеры будут работать как асинхронные RS -триггеры с инверсными входами (см. §2 в лабораторной работе 7). В результате на выходах Q всех разрядов устанавливаются логические "0" и схема возвращается в исходное состояние.

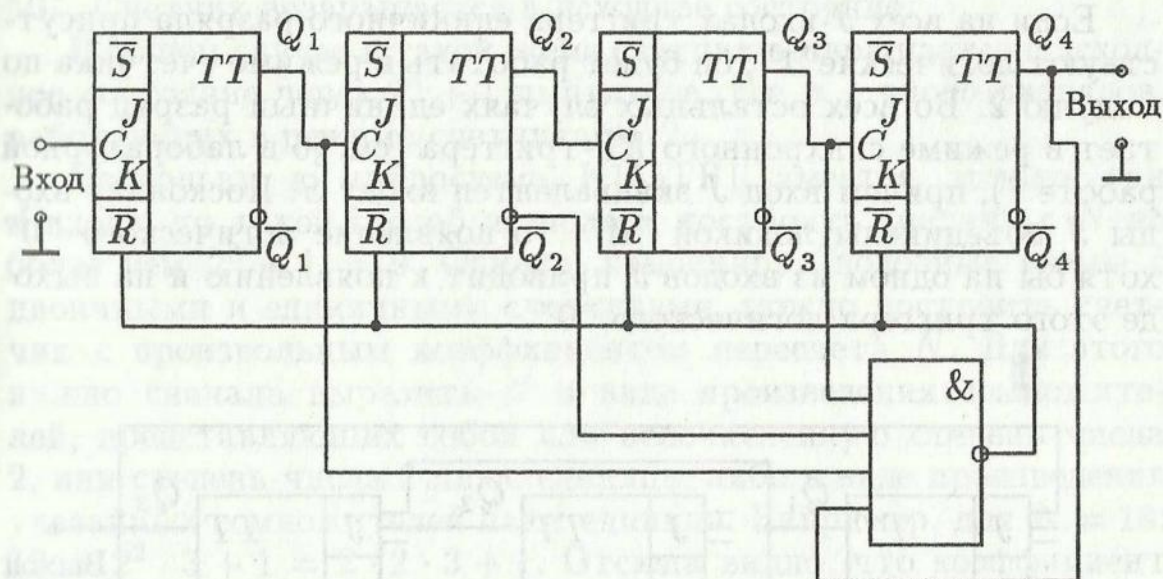


Рис. 2. Счетчик с естественным порядком счета ($N = 13$)

Пример построения такого счетчика с $N = 13$ показан на рис. 2. В этом случае состояния разрядов (сигналы на выходах Q_i) при поступлении 13-го входного импульса будут $Q_1 = "1"$, $Q_2 = "0"$, $Q_3 = "1"$, $Q_4 = "1"$. Отсюда следует, что для построения счетчика с $N = 13$ на входы ЛЭ должны быть поданы сигналы с выходов Q_1 , Q_3 , Q_4 и \bar{Q}_2 .

Состояние разрядов, соответствующее 13-му входному импульсу, будет очень кратковременным, определяемым временами задержек логических элементов и триггеров. После этого на выходах всех разрядов появятся логические "0".

Счетчик с произвольным порядком счета

Для построения счетчиков с $N \neq 2^n$ часто используются "беззвентильные" (т.е. без использования дополнительных ЛЭ) схемы на основе счетчиков по модулю $2^n + 1$, в которые введены "единичные" разряды, позволяющие увеличивать модуль счета на 1.

Рассмотрим работу такого "единичного" разряда на примере счетчика с $N = 5$ (рис. 3), построенного на $JKRS$ -триггерах (микросхемы К155ТВ1). Здесь два младших разряда счетчика соединены как в обычном двоичном счетчике, что обеспечивает коэффициент пересчета $2^2 = 4$. Третий разряд работает как единичный счетчик. На его J -входы подаются сигналы с Q -выходов всех предшествующих разрядов (поэтому триггер единичного разряда должен иметь количество J -входов не меньше числа двоичных разрядов счетчика). Входы K остаются свободными, т.е. на них присутствуют логические "1".

Если на всех J -входах триггера единичного разряда присутствуют логические "1", он будет работать в режиме счетчика по модулю 2. Во всех остальных случаях единичный разряд работает в режиме синхронного RS -триггера (см. §6 в лабораторной работе 7), причем вход J эквивалентен входу S . Поскольку входы J объединены логикой "И", то появление логического "0" хотя бы на одном из входов J приводит к появлению и на выходе этого триггера логического "0".

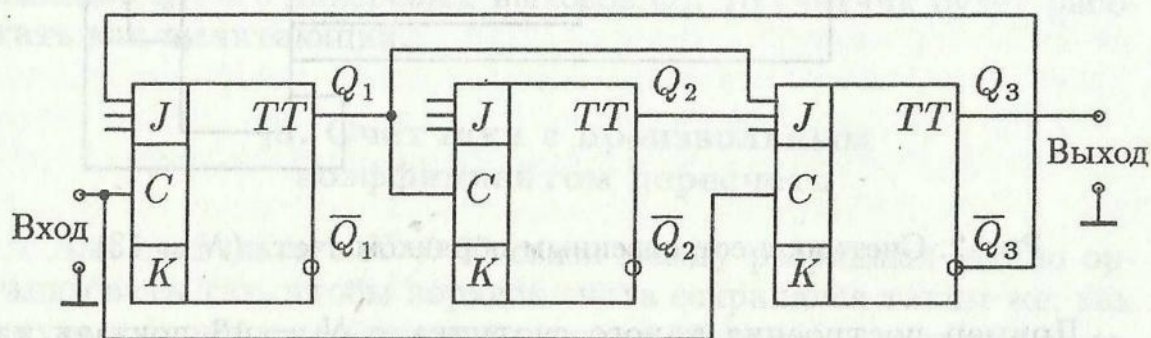


Рис. 3. "Безвентильный" счетчик с коэффициентом пересчета $N = 5$

Выход \bar{Q}_3 единичного разряда подключается к J -входу триггера первого разряда, входы C первого и третьего разрядов объединены, входы \bar{R} и \bar{S} всех разрядов свободны, т.е. на них установлены логические "1".

Пусть начальное состояние счетчика соответствует логическому "0" во всех разрядах. Тогда на выходе \bar{Q}_3 будет логическая "1", которая, поступая на J -вход первого разряда, разрешает его работу в режиме счетчика по модулю 2. При поступлении первых трех импульсов на C -вход младшего разряда первые два триггера работают как двоичные счетчики, а третий — как синхронный RS -триггер, при этом на его Q -выходе будет "0", а на \bar{Q} -выходе — "1".

После третьего входного импульса на выходах Q первых двух разрядов появятся логические "1". На всех J -входах третьего

разряда теперь логические "1", так что последний разряд будет работать в режиме счетного триггера. Четвертый входной импульс переведет младшие разряды в состояние "0", а старший – в состояние "1". При этом на J -вход первого разряда поступает "0", он переходит в режим работы синхронного RS -триггера, и при поступлении следующего счетного импульса (пятого) на выходе триггера будет установлен "0". Состояние на входе второго разряда не меняется, на его выходе также сохраняется "0". Так как на J -входе третьего разряда теперь снова появится "0", то пятый импульс переведет последний разряд также в состояние "0". Счетчик возвращается в исходное состояние.

В общем случае в такой схеме счетчик возвращается в исходное состояние через $2^n + 1$ импульсов, где n – число разрядов, работающих в режиме счетчика на 2.

Поскольку в микросхеме К155ТВ1 имеется только три J -входа, то такой способ позволяет построить счетчик с N не более чем $2^3 + 1 = 9$. Однако, комбинируя подобные схемы с двоичными и единичными счетчиками, можно построить счетчик с произвольным коэффициентом пересчета N . Для этого нужно сначала выразить N в виде произведения сомножителей, представляющих собой или целочисленную степень числа 2, или степень числа 2 плюс единица, либо в виде произведения указанных сомножителей плюс единица. Например, для $N = 13$: $13 = 2^2 \cdot 3 + 1 = 2 \cdot 2 \cdot 3 + 1$. Отсюда видно, что коэффициент пересчета $N = 13$ можно получить, если взять два счетчика с $N = 2$, один с $N = 3$ и один единичный. Единичный счетчик увеличивает на 1 коэффициент пересчета группы последовательно включенных счетчиков, поэтому на J -входы единичного разряда должны подаваться сигналы с выходов этих групп. Для $N = 13$ это выходы двух двоичных счетчиков и счетчика с $N = 3$.

§4. Генератор ступенчатого напряжения

В автоматизированных измерительных устройствах часто применяют источники дискретно меняющегося (ступенчатого) напряжения. В качестве примера можно назвать характеристикиграфы – приборы для изучения семейства характеристик электронных ламп или транзисторов при определенных дискретных значениях параметров. В общем случае генератор ступенчатого напряжения (ГСН) представляет собой комбинацию некоторого датчика цифрового кода и цифроаналогового преобразователя (ЦАП), преобразующего цифровой код в дискретно меняющееся напряжение. В качестве цифрового датчика можно использовать пересчетную схему, запускаемую от внешнего генератора импульсов. К счетчику подключен ЦАП, в простейшем случае

состоящий из набора резисторов R_i , соединенных с выходами всех n разрядов, и общего нагрузочного резистора $R_{\text{нагр}}$, с которого снимается выходное напряжение ГСН. Токи, вытекающие из разрядов счетчика, суммируются на $R_{\text{нагр}}$ с "весом", обратно пропорциональным сопротивлениям весовых резисторов R_i . Выходное напряжение ЦАП дискретно изменяется при изменении кода на счетчике. Число ступенек выходного напряжения равно коэффициенту пересчета счетчика, а порядок следования отдельных ступенек связан со структурой связей между разрядами счетчика, от которых зависит порядок чередования кодов при поступлении счетных импульсов на вход счетчика. "Высота" ступенек определяется уровнем логических "1" и "0" на выходах триггеров и сопротивлениями резисторов ЦАП.

Схема ГСН, собранного на основе 4-разрядного асинхронного счетчика (см. рис. 1), приведена на рис. 4. Как известно, такой счетчик имеет 16 устойчивых состояний. Каждое состояние можно рассматривать как код двоичного числа, причем первый разряд счетчика соответствует младшему разряду этого числа, а последний – старшему. ЦАП преобразует двоичный код в аналоговое напряжение. При определенном наборе сопротивлений резисторов (а именно $R_i/R_{i+1} = 2$) это напряжение будет пропорционально величине двоичного числа, установленного на счетчике.

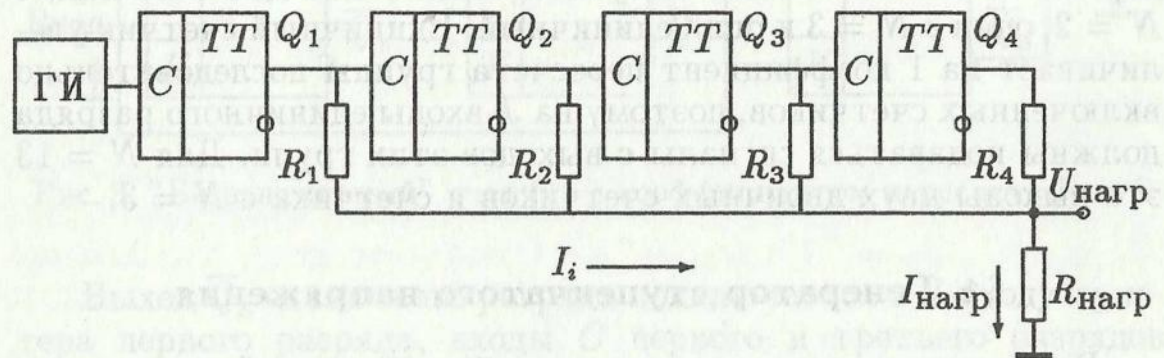


Рис. 4. Генератор ступенчатого напряжения

При расчете практической схемы следует учитывать, что выходное сопротивление микросхем ТТЛ-серии К155 при наличии "1" на выходе равно примерно 130 Ом, а при "0" – близко к нулю. Величина U_1 падает при уменьшении сопротивления нагрузки микросхемы, поэтому рекомендуется выбирать сопротивления весовых резисторов R_i больше 500 Ом. С другой стороны, при большой величине сопротивлений весовых и нагрузочного резисторов (больше 100 кОм) будут сказываться паразитные емкости, что приведет к "заваливанию" фронтов ступенек.

Следует также учитывать, что с уменьшением сопротивления $R_{\text{нагр}}$ уменьшается амплитуда выходного напряжения ГСН.

Реальный уровень логического "0" составляет величину порядка долей вольта, поэтому при большом числе разрядов поправка "нулевых" старших разрядов может быть одного порядка с вкладом от "1" младших разрядов. Неточность подбора сопротивлений весовых резисторов также приводит к разбросу уровней "ступенек".

ЦАП, использованный в схеме ГСН на рис. 4, является простейшим, его основные недостатки – необходимость точного подбора сопротивлений разных номиналов и возможный разброс уровней "1" и "0". В более совершенных схемах ЦАП используют резисторы только двух номиналов и, кроме того, вводят дополнительные усилители (генераторы тока), устраняющие разброс уровней выходного напряжения в разрядах (см. лабораторную работу 10 и приведенную там литературу).

§5. Регистры

Регистр – группа определенным образом соединенных триггеров, предназначенная для временного запоминания многоразрядных чисел. Разрядность регистра должна быть не меньше разрядности запоминаемых чисел.

По способу ввода кода числа различают последовательные, параллельные и параллельно-последовательные регистры. В параллельных регистрах все разряды числа записываются в регистр одновременно. Код числа подается на информационные входы всех разрядов, причем младший разряд числа подается на младший разряд регистра и т. д. С приходом тактового импульса информация переписывается на выходы всех разрядов. В последовательных (сдвигающих) регистрах запись кода числа производится последовательно от одного разряда к другому при подаче серии импульсов на тактовые входы.

Для построения регистров обычно используют RS -, D - или JK -триггеры.

В зависимости от способа соединения разрядов регистры могут выполнять различные функции. Например, сдвигающие регистры используются при организации последовательного, т.е. поразрядного, ввода-вывода чисел, при умножении двоичных чисел, при формировании сложных импульсных последовательностей, в устройствах сжатия (свертки) сигналов и для других целей.

В практикуме изучается работа сдвигающих регистров, построенных на основе $JKRS$ -триггеров (МС К155ТБ1) и RS -триггеров (МС К155ИР1).

4-разрядный регистр сдвига на $JKRS$ -триггерах

Сдвигающий регистр с последовательным вводом информации может быть построен на $JKRS$ -триггерах путем соединения выходов Q_i и \bar{Q}_i "предыдущих" разрядов с J_{i+1} - и K_{i+1} -входами "последующих" (рис. 5).

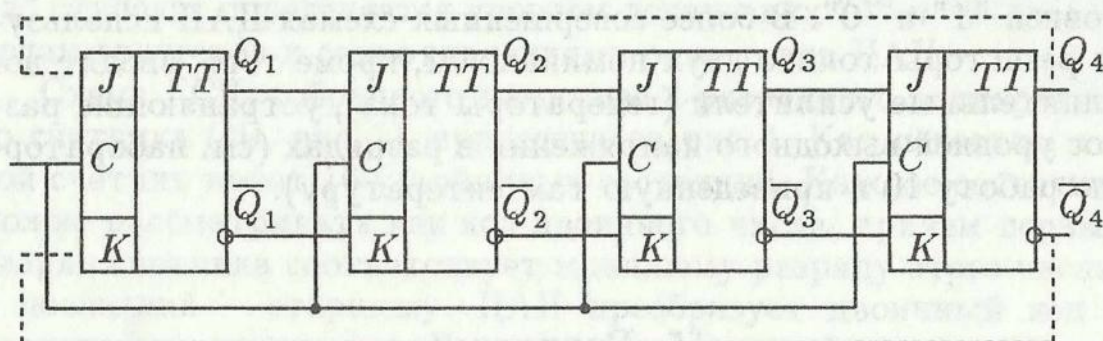


Рис. 5. Сдвигающий регистр на $JKRS$ -триггерах

Построенные по этому принципу регистры называются регистрами с парафазными входами: в каждом триггере используются два информационных входа, на которые подаются сигналы с прямого и инверсного каналов. Входы C всех разрядов играют роль синхровходов. При таком включении $JKRS$ -триггеры работают в режиме синхронных RS -триггеров.

На J - и K -входы первого триггера подаются парафазные информационные сигналы. Тактовые импульсы подаются одновременно на C -входы всех разрядов. При поступлении первого тактового импульса информация с входа первого разряда записывается на его выход. При подаче следующего тактового импульса происходит перезапись кода числа из каждого разряда i в разряд $i + 1$. Таким образом, при каждом тактовом импульсе информация в регистре сдвигается на один разряд (сдвиг "вправо").

Если в сдвигающем регистре соединить выходы последнего разряда с J - и K -входами первого разряда (пунктир на рис. 5), то получится схема *кольцевого* регистра сдвига, в котором однажды записанная информация будет циклически перемещаться по кольцу при поступлении тактовых импульсов. Такие схемы могут быть использованы для построения кольцевых счетчиков импульсов и для других целей.

4-разрядный регистр сдвига на *RS*-триггерах

Рассмотрим работу 4-разрядного регистра, построенного на синхронных *RS*-триггерах, на примере микросхемы К155ИР1. Благодаря дополнительным управляющим ЛЭ регистр может работать в режимах параллельной и последовательной записи информации со сдвигом "вправо" или "влево".

Структурная схема одного разряда регистра показана на рис. 6. Каждый разряд включает в себя синхронный *RS*-триггер и элементы управления 1–4. Элементы 5–9 – общие для всех разрядов.

В табл.1 показаны сигналы, подаваемые на управляющие входы регистра в различных режимах.

Таблица 1

Сигналы управления для различных режимов работы микросхемы К155ИР1

Запись кода	Сигналы управления на входах		
	V_2	C_1	C_2
параллельная	"1"	любой	"1" → "0"
последовательная	"0"	"1" → "0"	любой

Для *параллельной* записи информации на вход V_2 должна быть подана логическая "1". В этом случае на выходе элемента 3 будет логический "0" независимо от сигнала на V_1 . Состояние выхода Q_1 будет определяться сигналом на входе параллельной записи D_1 . Так как на одном из входов элемента 7 все время присутствует логический "0", то вход C_1 блокирован: независимо от сигнала на C_1 на выходе элемента 7 все время будет логический "0". Управление идет тактовыми импульсами по входу C_2 .

Для *последовательной* записи информации на V_2 подается логический "0", блокирующий канал C_2 , так как теперь независимо от значения сигнала на входе C_2 на выходе элемента 8 все время присутствует логический "0". На D_1 также должен быть логический "0", чтобы при включении схемы на выходе Q_1 в исходном состоянии присутствовал логический "0". Сигнал на выходе Q_1 определяется сигналом на входе V_1 , поскольку на выходе элемента 4 – логический "0". Управляющими тактовыми импульсами служат сигналы на входе C_1 . При подаче

импульсов на C_1 происходит сдвиг информации от предыдущего разряда к последующему (сдвиг "вправо").

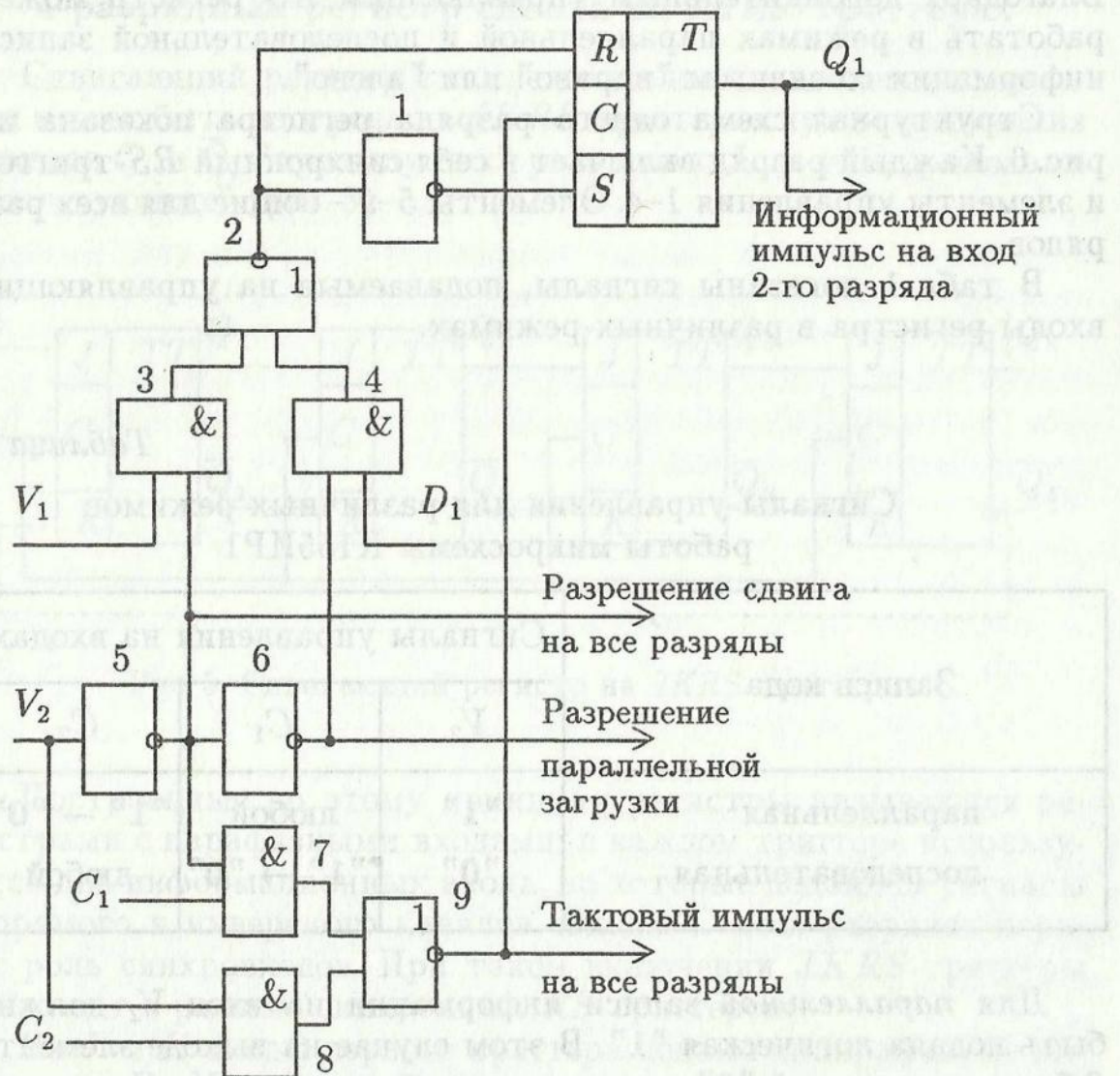


Рис. 6. Структурная схема одного разряда регистра ИР1

Запись информации в разряды 2–4 производится аналогично.

Для сдвига в обратном направлении ("влево") нужно подать на V_2 логическую "1" (как уже говорилось, это блокирует тактовый вход C_1). Информационным входом в этом случае служит D_4 последнего разряда. Выход Q_4 соединяют с D_3 , Q_3 – с D_2 и т.д. Сдвиг информации осуществляется импульсами, подаваемыми на C_2 .

Микросхема К155ИР1 может использоваться в арифметических устройствах, в буферной памяти, в качестве элемента задержки, преобразователя последовательного кода в параллельный, делителя частоты, кольцевого регистра.

§6. Практическая часть

Задания 1–5 выполняются на печатной плате с четырьмя МС К155ТВ1 (см. рис. 20 в лабораторной работе 7). Задание 6 выполняется на печатной плате с МС К155ИР1, К155ЛН1 и К155ЛР3 (см. рис. 9 в лабораторной работе 9).

1. Изучение работы двоичного счетчика

1.1. Соберите схему двоичного счетчика согласно рис. 1. Входы J, K, \bar{R} и \bar{S} остаются свободными.

1.2. Подключите макет к источнику питания +5,7 В.

Внимание! При напряжении питания 7 В микросхемы этой серии выходят из строя!

1.3. Подключите к входу счетчика (вход C первого разряда) импульсный генератор. Амплитуду импульса следует установить в пределах логической "1"; длительность импульса произвольная, режим запуска импульсов ручной (одиночные импульсы).

1.4. Установите счетчик в нулевое состояние, для чего коснитесь заземленным проводником \bar{R} -входов тех разрядов, в которых при включении установились логические "1".

1.5. Подавая одиночные импульсы, наблюдайте и запишите все последовательные состояния счетчика.

1.6. Соедините выходы \bar{Q}_i с входами C_{i+1} . Пронаблюдайте порядок счета в этом случае.

1.7. Переключите импульсный генератор в режим автоматического запуска. Частота повторения импульсов произвольная, *длительность импульсов должна быть не больше 0,2 периода следования*. Режим работы осциллографа – с внешней синхронизацией развертки выходным сигналом старшего разряда счетчика. Сравните форму импульсов и периоды следования на входе C и на выходах Q_1 – Q_4 . Особое внимание обратите на то, в какие моменты времени происходит срабатывание каждого триггера относительно момента поступления импульса на его C -вход.

2. Изучение работы счетчика с естественным порядком счета с заданным коэффициентом пересчета

2.1. Используя платы с микросхемами К155ТВ1 и К155ЛА1 (или ЛА2), соберите счетчик с заданным коэффициентом пересчета N .

Условные обозначения микросхем приведены на рис.7.

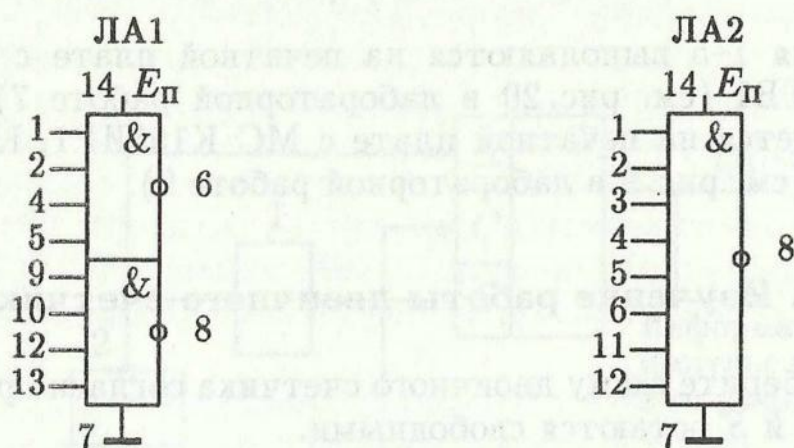


Рис. 7. Условное обозначение микросхем

2.2. Подключите обе платы к источнику питания. Помните, что "земли" обеих плат должны быть соединены вместе.

2.3. Выполните пп. 1.3 и 1.4 предыдущего упражнения.

2.4. В режиме ручного запуска счетных импульсов наблюдайте и запишите все последовательные состояния счетчика.

3. Изучение работы счетчика с произвольным порядком счета

3.1. Соберите схему счетчика с коэффициентом пересчета, заданным преподавателем. Подключите схему к источнику питания и генератору импульсов, как в предыдущем упражнении.

3.2. В режиме ручного запуска генератора импульсов наблюдайте все последовательные состояния счетчика. Убедитесь, что схема действительно реализует заданный коэффициент пересчета N .

3.3. В режиме автоматического запуска генератора импульсов наблюдайте и зарисуйте эпюры напряжений на выходах всех разрядов счетчика. Сравните результат с данными, полученными в п. 3.2.

4. Конструирование ГСН на основе двоичного счетчика

4.1. Соберите ГСН по схеме рис. 4.

4.2. Подключите схему к источнику питания и генератору импульсов.

4.3. Пронаблюдайте на осциллографе сигнал, формируемый ГСН при автоматическом запуске генератора импульсов в режиме прямого и обратного счета (см. §2). Для получения стабильного изображения нужно использовать режим внешней синхронизации осциллографа выходным сигналом старшего разряда счетчика. Посмотрите, как изменится форма выходного сигнала при отключении одного или нескольких резисторов ЦАП.

4.4. В режиме ручного запуска генератора импульсов измерьте с помощью вольтметра изменения выходного напряжения ГСН на каждый счетный импульс.

Объясните причину возможной неравномерности ступенек.

5. Конструирование сдвигающего регистра на основе JK-триггеров

5.1. Соберите сдвигающий регистр по схеме рис. 5. Для этого используйте плату с микросхемами K155ТВ1.

5.2. Подключите макет к источнику питания. К C -входам триггеров подключите генератор импульсов в режиме ручного запуска. Амплитуда импульсов должна быть в пределах логической "1".

5.3. Установите все разряды регистра в нулевое состояние, для чего коснитесь заземленным проводником \bar{R} -входов тех разрядов, на выходе Q которых присутствует "1".

5.4. Установите 1-й разряд в состояние "1". Для этого при свободных входах J, K, \bar{R} и \bar{S} первой микросхемы подайте на вход C один тактовый импульс, после чего заземлите J -вход первого разряда. Остальные разряды должны сохраниться в состоянии "0".

5.5. Пронаблюдайте перемещение "1" по разрядам при подаче тактовых импульсов.

5.6. Соберите схему кольцевого сдвигающего регистра. Запишите "1" в один из разрядов регистра и "0" – в остальные разряды. Пронаблюдайте циклическое перемещение "1" по кольцу при подаче тактовых импульсов.

5.7. Зарисуйте эюры сигналов на выходах разрядов кольцевого регистра в режиме автоматического запуска генератора импульсов. Для наблюдения правильной картины необходимо использовать внешнюю синхронизацию развертки осциллографа входным сигналом первого разряда регистра.

6. Изучение работы сдвигающего регистра на основе RS-триггеров (МС K155ИР1)

Две микросхемы K155ИР1 распаяны на плате, изображенной на рис. 9 лабораторной работы 9. В упражнении изучается последовательная запись информации со сдвигом "вправо" (т.е. от 1-го разряда микросхемы к 4-му). Соединяя выход Q_4 первой микросхемы с входом V_1 второй микросхемы, можно получить регистр с числом разрядов, равным 8. Информационные сигналы подаются на вход V_1 , тактирующие сигналы – на вход C_1 . Выходные сигналы снимаются с выходов Q_i всех разрядов. Входы V_2 и $D_1 - D_4$ заземлены. Вход C_2 не используется.

Выходные сигналы снимаются с выходов Q_i всех разрядов. Входы V_2 и $D_1 - D_4$ заземлены. Вход C_2 не используется.

6.1. Подключите плату к источнику питания. Вход C_1 микросхемы подключите к генератору импульсов. Амплитуда импульса должна быть в пределах логической "1" для схем ТТЛ.

6.2. В исходном состоянии установите на выходах Q_i логические "0". Для этого нужно заземлить вход V_1 и подавать тактовые импульсы на вход C_1 .

6.3. В режиме ручного запуска генератора импульсов последовательно подавайте на вход V_1 произвольную комбинацию логических "0" и "1" и наблюдайте продвижение входных сигналов по разрядам регистра. Убедитесь, что возможен как последовательный, так и параллельный вывод информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Букреев И.Н., Мансуров Б.М., Горячев В.И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Радио и связь, 1990.
2. Гольденберг Л.М. Импульсные и цифровые устройства. М.: Связь, 1973.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 9

ФОРМИРОВАТЕЛИ КОДА

Изучаются принципы формирования импульсных последовательностей на основе сдвигающих регистров и логических элементов.

§1. Введение

В лабораторной работе рассмотрены три схемы формирователей импульсных последовательностей, широко используемых на практике.

Первая схема – распределитель импульсов – формирует из периодической последовательности входных сигналов группу выходных импульсов в нескольких каналах, появляющихся в определенные моменты времени. Распределители используются во всех сложных цифровых устройствах, например ЭВМ, для синхронизации работы их отдельных узлов.

Две другие схемы – это формирователи сложных кодовых последовательностей импульсов (кодов). Такие коды используют в современных связных, локационных, телеметрических системах для фазовой, частотной или амплитудной модуляции радиосигналов. В цифровых системах связи исходный сигнал, содержащий передаваемую информацию, преобразуется в импульсную последовательность, составленную из импульсов с длительностями, кратными некоторому временному интервалу – дискрету. В каждом из таких дискретов амплитуда импульсов принимает лишь два значения – условно "1" и "0". Затем такие последовательности символов либо непосредственно передаются по линии связи, либо используются для модуляции высокочастотного радиосигнала ("несущей"). В помехоустойчивых системах связи сигнал в каждом дискрете дополнительно модулируется сложным кодом, чаще всего по фазе, при этом "1" и "0" соответствует противофазная модуляция.

Для приема таких сигналов используются специальные методы: либо сравнение принимаемого сигнала с некоторым эталонным (корреляционная обработка), либо фильтрация (выделение) в устройстве, реагирующем только на сигналы определенного вида (согласованная фильтрация).

Применение сложных сигналов позволяет получить высокую помехоустойчивость и верность воспроизведения при приеме сигналов, высокую точность определения координат и скорости движущихся объектов в радиолокации, улучшает избирательность и разрешающую способность при разделении сигналов, обеспечивает скрытность передачи информации и подавление некоторых видов помех.

§2. Распределитель импульсов

Простейший *распределитель импульсов* имеет один вход и несколько выходов. Входные импульсы *распределяются* между выходами в соответствии с заданным законом формирования длительностей и времени задержки выходных импульсов относительно входных (рис. 1).

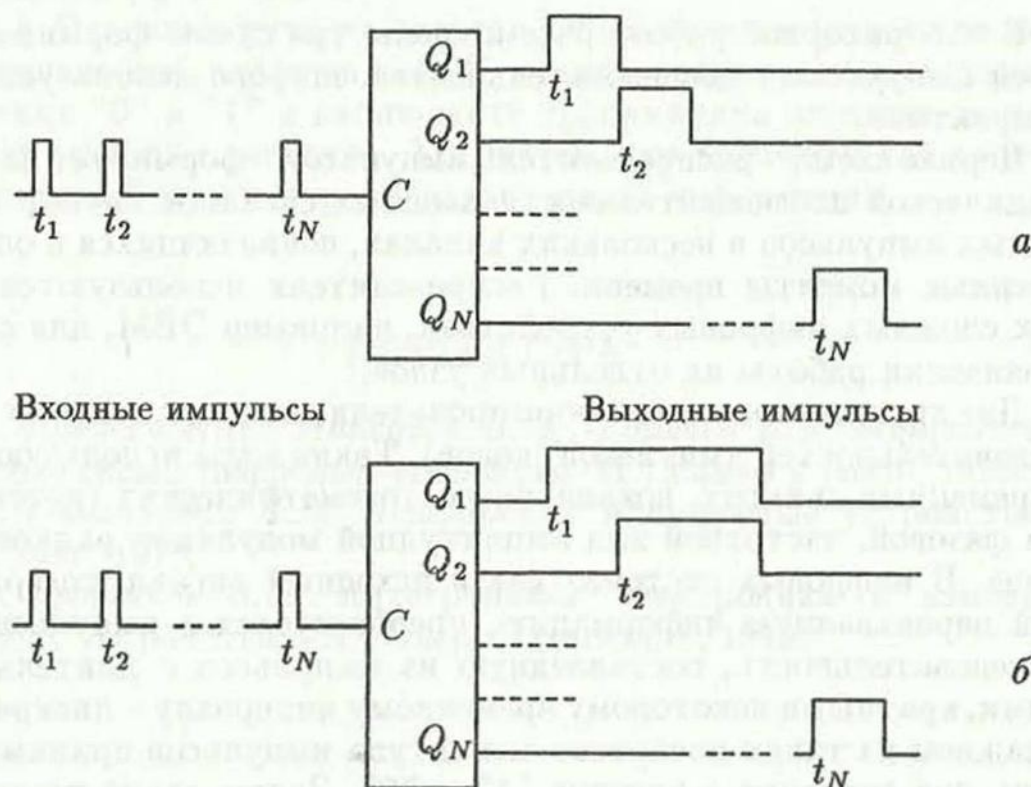


Рис. 1. Диаграммы для распределителя импульсов

Обычно распределители работают в циклическом режиме: при прохождении некоторого числа входных импульсов схема возвращается в исходное состояние, после чего формирование выходных импульсов повторяется.

Существуют различные схемы распределителей. Здесь рассмотрена схема, которая представляет собой комбинацию сдвигающего регистра и дешифратора, выполненного на основе нескольких двухвходовых ячеек "И" — конъюнкторов (рис. 2, а). Дешифратором ("распознавателем") называется комбинационная схема, имеющая несколько входов и один или несколько выходов. На выходе (или выходах) дешифратора появляется сигнал (выходной код) только в том случае, если на входах дешифратора устанавливается определенная комбинация сигналов (входной код).

Рассмотрим, как работает такой распределитель. Пусть в начальный момент во всех разрядах регистра записаны "0", а на входе последовательной записи регистра V_1 установлена логическая "1". При поступлении серии синхроимпульсов регистр последовательно заполняется "единицами". При этом запись логической "1" в i -й разряд происходит на i -й входной импульс. Напряжения на прямых Q и инверсных \bar{Q} выходах разрядов будут изменяться во времени скачком, как это показано на рис. 2, б.

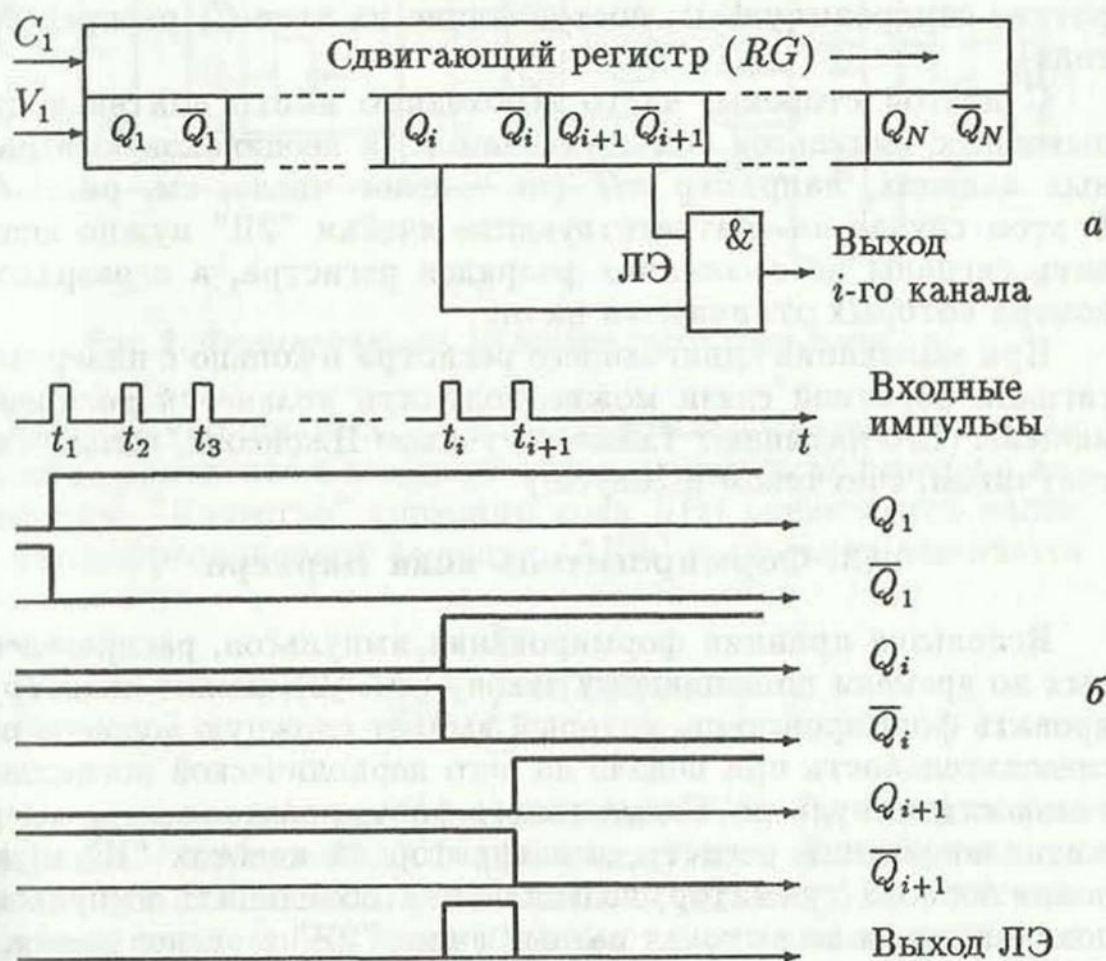


Рис. 2. Распределитель импульсов на основе сдвигающего регистра

Если подать теперь сигналы с прямого выхода i -го разряда Q_i и инверсного выхода соседнего $(i + 1)$ -го разряда \bar{Q}_{i+1} на логическую ячейку "2И", то на ее выходе будет формироваться импульс (сигнал логической "1") во временном интервале $\Delta t = t_{i+1} - t_i$. Аналогично можно сформировать импульсы и в других временных интервалах, используя комбинацию соответствующих разрядов (см. рис. 1, а).

После прихода N -го входного импульса (N — число разрядов регистра) во всех разрядах будут записаны "1" и формирование выходных импульсов прекратится. Для повторного функци-

онирования распределителя необходимо произвести начальную установку разрядов регистра.

В такой схеме при использовании N -разрядного регистра и $(N-1)$ дешифраторов можно получить $(N-1)$ каналов, в каждом из которых последовательно во времени появляются импульсы с длительностью τ , равной периоду следования входных импульсов T . При необходимости длительность выходных импульсов можно уменьшить, если использовать трехходовые ячейки "ЗИ" и подавать на их третьи входы строб-импульсы (например, короткие синхроимпульсы, поступающие на вход C_1 распределителя).

С другой стороны, часто необходимо иметь длительность выходных импульсов большую, чем T , и неодинаковую в разных каналах, например mT (m — целое число, см. рис. 1, б). В этом случае на соответствующие ячейки "2И" нужно подавать сигналы не с соседних разрядов регистра, а с разрядов, номера которых отличаются на m .

При замыкании сдвигающего регистра в кольцо с инверсией сигнала обратной связи можно получить *кольцевой распределитель*. (Его называют также счетчиком Джонсона, кольцевым счетчиком, счетчиком Мёбиуса.)

§3. Формирователь кода Баркера

Используя принцип формирования импульсов, распределенных во времени по заданному закону (см. §2), можно сконструировать формирователь, который выдает сложную кодовую последовательность при подаче на него периодической последовательности импульсов. Схема такого формирователя кода содержит сдвигающий регистр, дешифратор на ячейках "И" и дополнительный сумматор, позволяющий объединить импульсы, появляющиеся на выходах разных ячеек "2И" в разное время, в одну сложную кодовую последовательность.

Как было сказано выше, если на входы конъюнкторов (ячеек "2И") подать сигналы не с соседних разрядов регистра (Q_i и \overline{Q}_{i+1}), а со сдвинутых на некоторое число m (т.е. Q_i и \overline{Q}_{i+m}), то на выходе конъюнктора получится импульс с длительностью не в один дискрет, а в m дискретов. Временное расположение выходного импульса определяется порядковыми номерами использованных разрядов.

Объединение (логическое сложение) нескольких импульсов, полученных в разных каналах, в одну кодовую последовательность выполняется ячейкой "ИЛИ" (дизъюнктором). Один из вариантов формирователя 13-элементного кода Баркера приведен на рис. 3.

Изложенный способ позволяет сформировать кодовые последовательности с максимальной длиной $N_k = N$ дискретов при использовании линейного регистра и $N_k = 2N$ при использовании кольцевого регистра.

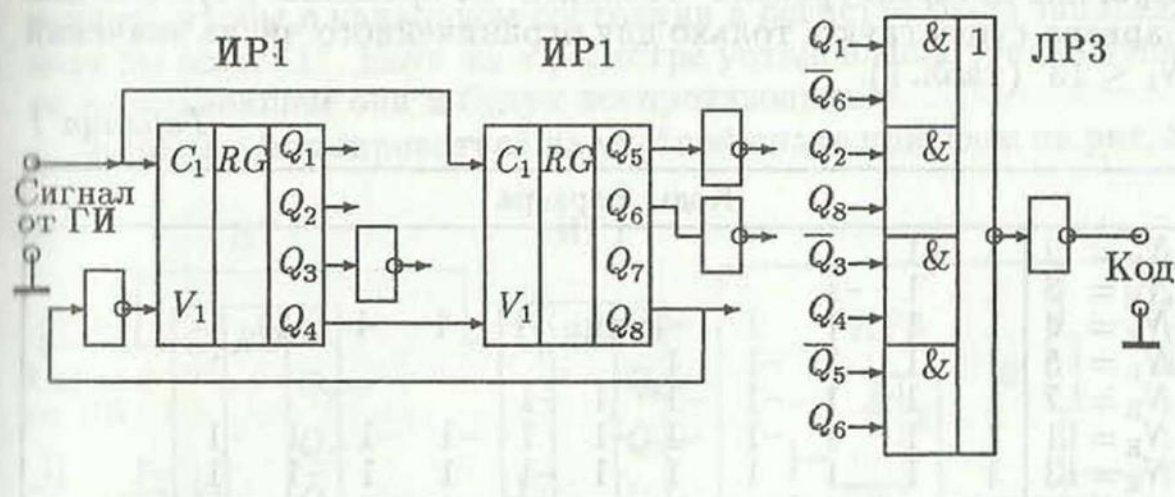


Рис. 3. Формирователь 13-элементного кода Баркера

Как уже упоминалось, сложные кодовые последовательности находят применение в помехоустойчивых системах передачи информации. "Качество" сложного кода $U(t)$ оценивается видом его автокорреляционной функции (АКФ), которая определяется так:

$$B_U(\tau) = \frac{1}{2T_N} \int_{-T_N}^{T_N} U(t)U(t + \tau) dt,$$

где τ – временной сдвиг двух значений $U(t)$, T_N – длина (период) кода. "Хорошая" АКФ имеет вид узкого единичного пика с невысоким пьедесталом ("боковыми остатками"). С этой точки зрения наилучшим кодом был бы так называемый "белый шум" – случайно меняющийся сигнал, имеющий бесконечно широкий частотный спектр постоянной интенсивности. Такой процесс представляет собой некую идеализацию, весьма полезную при теоретических расчетах. Формально АКФ "белого шума" – δ -функция, одиночный бесконечно узкий пик. Конечно, все реальные процессы имеют ограниченный частотный спектр и конечную ширину АКФ, не равную нулю.

Сложная кодовая последовательность, содержащая даже очень большое число дискретов N_k , фактически является неслучайной (детерминированной), однако по некоторым своим свойствам приближается к случайной ("шуму"). Поэтому такие последовательности принято называть *псевдослучайными* (псевдошумовыми, шумоподобными) сигналами.

Как показывает теория, большинство "хороших" псевдослучайных сигналов имеет относительный уровень "остатков" корреляционной функции порядка $1/\sqrt{N_k}$ от величины основного пика. Известны уникальные знакопеременные коды – коды Баркера, для которых уровень "остатков" не превышает $1/N_k$. Коды Баркера существуют только для ограниченного числа значений $N_k \leq 13$ (табл. 1).

Таблица 1

Коды Баркера	
$N_k = 2$	1 -1
$N_k = 3$	1 1 -1
$N_k = 4$	1 1 -1 1 (или: 1 1 1 -1)
$N_k = 5$	1 1 1 -1 1
$N_k = 7$	1 1 1 -1 -1 1 -1
$N_k = 11$	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1
$N_k = 13$	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1

§4. Формирователь M -последовательности

В этом параграфе рассматривается формирователь длинных псевдослучайных последовательностей определенного вида – так называемых M -последовательностей, или последовательностей максимальной длины. Формирователь также построен на основе кольцевого сдвигающего N -разрядного регистра, но в цепь обратной связи вместо инвертора включен логический элемент "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ" (сумматор по модулю 2) (рис. 4).

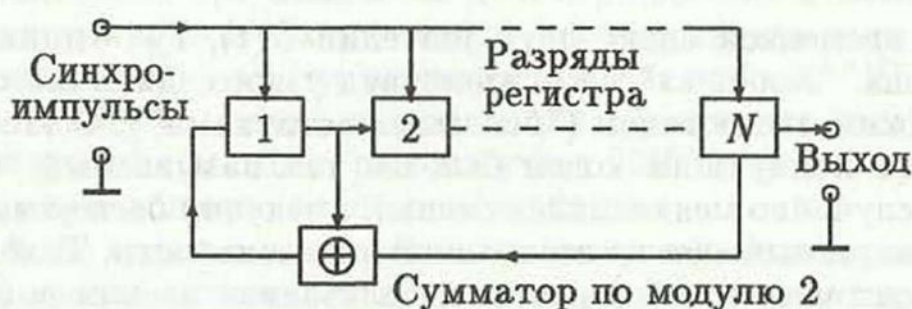


Рис. 4. Структурная схема формирователя M -последовательности

Наличие этого элемента приводит к "перемешиванию" кодовой последовательности, первоначально установленной на регистре и продвигающейся по нему при подаче серии синхроимпульсов. На выходе регистра получается псевдослучайная последовательность, период которой может быть намного больше N . Максимальная "длина" кода (или его период N_k) в данном случае определяется числом возможных состояний регистра за

вычетом одного – нулевого, когда во всех N разрядах регистра записаны нули:

$$N_k = 2^N - 1.$$

Для реализации кодовой последовательности в этой схеме необходимо, чтобы в начальном состоянии в регистре была записана хотя бы одна "1". Если же в регистре установлены только нули, то в дальнейшем они и будут воспроизводиться.

Вариант формирователя на учебной плате приведен на рис. 5.

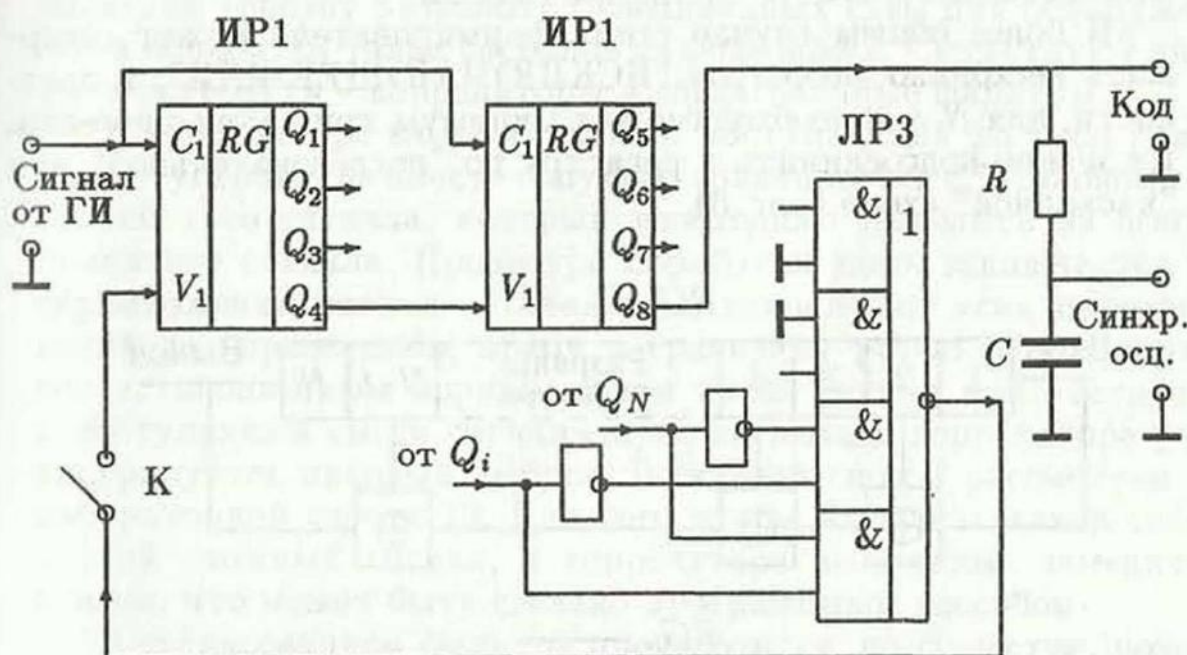


Рис. 5. Принципиальная схема формирователя M -последовательности

Для анализа работы схемы нужно вспомнить таблицу истинности логического элемента "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ" (см. лабораторную работу 6). Этот логический элемент можно собрать на микросхеме ЛР3 и двух элементах "НЕ" (МС ЛН1).

Один из сигналов обратной связи всегда снимается с последнего из используемых разрядов кольцевого регистра, а другой (или другие) – с предыдущих разрядов. Период кода и его вид (последовательность значений) могут быть различными в зависимости от выбранных разрядов, подключенных к схеме "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ", и начальной установки регистра. Последовательности максимальной длины получаются только при подключении к определенным разрядам. В противном случае получаются "укороченные" коды, сумма периодов которых равна периоду кода максимальной длины.

При формировании "укороченных" кодов на регистре появляются лишь некоторые из всех возможных комбинаций "1" и "0", причем эти комбинации не появляются в других "укороченных"

кодах. Таким образом, в этом случае вид сформированного кода зависит от начальной установки регистра. Например, для $N = 4$ при подключении к логической схеме выходов второго и четвертого разрядов могут формироваться два разных кода с периодом 6 дискретов и один с периодом 3 дискрета. Период последовательности максимальной длины в данном случае составляет $2^4 - 1 = 15$ дискретов. При правильном выборе разрядов, подключенных к ячейке "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ", от начальной установки разрядов регистра зависит только "фаза" кода, а последовательность "1" и "0" постоянна.

В более общем случае схема формирователя может содержать несколько элементов "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ", в частности, для $N = 8$ необходимо как минимум три таких элемента. Их можно подсоединить к регистру по "последовательной" или "каскадной" схеме (рис. 6).

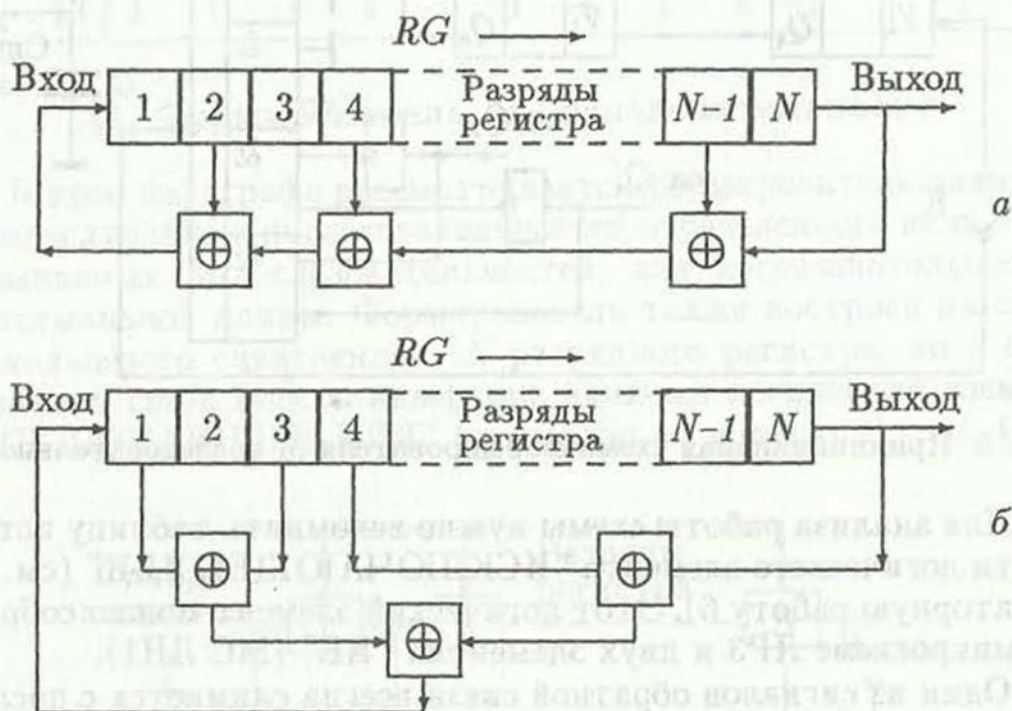


Рис. 6. Подключение двухвходовых ячеек "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ" к регистру: *a* – последовательное, *b* – каскадное

Возможные варианты номеров разрядов, подключаемых к двухвходовым ячейкам "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ", приведены ниже. Для этого случая целесообразнее использовать готовую микросхему ЛП5, которая содержит 4 элемента "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ".

Варианты выбора разрядов для случая $N = 8$

Номера	1, 2, 7, 8	2, 3, 4, 8	2, 5, 6, 8
разрядов	1, 3, 5, 8	2, 3, 5, 8	3, 5, 6, 8
регистра	1, 5, 6, 8	2, 3, 6, 8	3, 5, 7, 8
	1, 6, 7, 8	2, 3, 7, 8	4, 5, 6, 8

§5. Регистр свертки для обнаружения сложного кода

Применение сложных кодов в радиолокации, связи и других областях требует разработки специальных схем для обнаружения и обработки таких сигналов на фоне помех. Существуют два типа устройств – корреляторы и согласованные фильтры.

В корреляторе входной сигнал, поступающий на вход приемного устройства вместе с шумом, сравнивается с "эталоном" – копией того сигнала, который необходимо выделить из всего принятого сигнала. Процедура обработки здесь заключается в перемножении сигнала с эталоном, накоплении этих произведений за определенное время и сравнении результата с заранее установленным порогом. Если такой сигнал присутствует в поступившей смеси сигнал+шум, на выходе коррелятора регистрируется пиковый выброс. Подобный способ рассмотрен в лабораторной работе 13. Для того чтобы выделить какой-либо другой сложный сигнал, в корреляторе необходимо заменить эталон, что может быть сделано программным способом.

В согласованном фильтре производится, по существу, похожая операция, но для одного определенного вида сигнала. Различие заключается в том, что здесь выходной сигнал наблюдается непрерывно, а пиковый отклик появляется на выходе непосредственно после прохождения полезного сигнала через фильтр.

Согласованный фильтр, в отличие от коррелятора, является линейным устройством. В теории показано, что для оптимального обнаружения известного сигнала $S(t)$ конечной длительности T ("финитный сигнал") на фоне белого шума фильтр должен обладать импульсной переходной характеристикой $g(t)$ (см. лабораторную работу 1), "согласованной" с сигналом определенным образом, а именно:

$$g(t) = S(t_0 - t).$$

Если полезный сигнал поступил на вход фильтра, то в момент времени t_0 на выходе фильтра будет наблюдаться пиковый выброс. Выходной сигнал фильтра вычисляется по формуле

$$S_{\text{вых}}(t) = \int_0^T g(z - t)S(z) dz = \int_0^T S(t_0 - z + t)S(z) dz.$$

Интеграл в правой части этой формулы – интеграл свертки прямого и обращенного во времени входного сигнала.

Перестройка согласованного фильтра на другой вид полезного сигнала требует замены всего фильтра.

Для приема кодовых последовательностей целесообразно использовать цифровые фильтры. В таком фильтре процедура интегрирования заменяется суммированием отдельных значений входного сигнала с коэффициентами, определенным образом связанными с видом принимаемого сигнала.

Вариант цифрового фильтра (регистра свертки), предназначенного для обнаружения 13-элементного кода Баркера, приведен на рис. 7. Основные компоненты фильтра – сдвигающий регистр и цифроаналоговый преобразователь, включающий резисторы R_i и R_j , шины суммирования Σ и вычитания Δ , ОУ и инверторы. Сдвигающий регистр имеет столько разрядов, сколько дискретов содержится в принимаемом коде (в данном случае – 13). Входной сигнал подается на вход V_1 первого разряда регистра (левого на рисунке) и продвигается по регистру направо при подаче синхросигналов на вход C_1 . Выходные сигналы (прямые и инвертированные) всех разрядов регистра подаются на так называемые интегрирующие электроды (шины Σ и Δ) через резисторы R_i, R_j .

Суммарный сигнал с шины Σ подается на неинвертирующий вход ОУ, а с шины Δ – на инвертирующий вход. Таким образом, ОУ выполняет здесь роль многовходового сумматора-вычитателя (см. лабораторную работу 3).

Резисторы R_1 и $R_{0с}$ определяют общий коэффициент усиления ОУ; потенциометр R_3 необходим для выравнивания усиления по обоим входам ОУ. На выходе ОУ получается сигнал, пропорциональный функции корреляции между "чистым" кодом Баркера (заданным структурой регистра) и принимаемым сигналом:

$$U_{\text{вых}} = U_{\Sigma} - U_{\Delta} = \sum_i a_i U_k(i) - \sum_j b_j U_k(j),$$

где i и j – номера "1"- и "0"-разрядов, $U_k(i)$ и $U_k(j)$ – значения входного кода в соответствующих разрядах, a_i и b_j – "весовые коэффициенты", которые определяются порядком подключения выходных сигналов разрядов к шинам.

Если входной сигнал – "чистый" код Баркера, то приведенная выше формула представляет собой дискретный аналог для вычисления автокорреляционной функции кода Баркера:

$$B(\tau) = \int_0^T U_k(t)U_k(t + \tau) dt.$$

Элементы цифроаналогового преобразователя соединены с разрядами сдвигающего регистра таким образом, что только вели последовательность "1" и "0" во всех разрядах регистра точно соответствует "обратному" коду Баркера, на выходе ОУ регистрируется максимально возможное напряжение (пиковый выброс). При любых других комбинациях "1" и "0" выходное напряжение флуктуирует вокруг нуля.

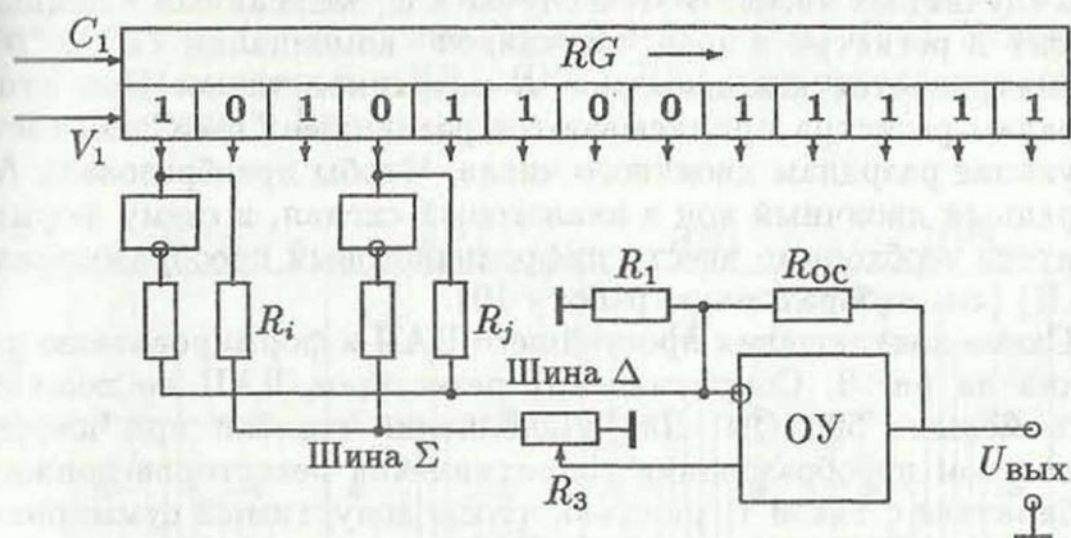


Рис. 7. Структурная схема регистра свертки

Код Баркера является знакопеременным: его компоненты должны принимать значения "+1" и "-1". В то же время на вход регистра подается кодовая комбинация "1" и "0". Простая обработка такой кодовой комбинации на регистре свертки приводит к неоправданным потерям в помехоустойчивости. Использование двух интегрирующих электродов и ОУ позволяет обойти эту трудность. Разряды регистра на рис. 7 помечены символами "1" и "0" и соответствуют обратному расположению символов 13-элементного кода Баркера. При попадании символа "1" в принимаемом коде в "1"-разряд прямой сигнал с выхода этого разряда поступает на шину Σ , а инвертированный (т.е. "0") – на шину Δ . При попадании "0" кода в "0"-разряд регистра прямой сигнал (т.е. "0") поступает на шину Δ , а инвертированный (т.е. "1") – на шину Σ . Когда же символы кода попадают на "противоположные" разряды регистра, то, наоборот, несовпадения (т.е. "1") суммируются на шине Δ , а на шину Σ поступают "0".

Такая схема обработки позволяет искусственным способом получить результат, аналогичный тому, который получается при обработке знакопеременного кода.

Устройства свертки, подобные описанному здесь, на практике реализуются также на LC-линиях задержки с отводами,

на ультразвуковых линиях задержки, или путем программной обработки предварительно записанных сигналов.

§6. Генератор случайных чисел

Формирователь кодовой последовательности максимальной длины, описанный в §4, можно использовать в качестве генератора случайных чисел. В этом случае код, записанный в данный момент в регистре в виде "случайной" комбинации "1" и "0", рассматривается как двоичное N -разрядное число. При этом разрядам регистра приписываются различные "веса", соответствующие разрядам двоичного числа. Чтобы преобразовать N -разрядный двоичный код в аналоговый сигнал, в схему формирователя необходимо ввести цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) (см. лабораторную работу 10).

Схема подключения простейшего ЦАП к формирователю показана на рис. 8. Сопротивления резисторов ЦАП не должны быть меньше 500 Ом. Для уменьшения ошибки при цифроаналоговом преобразовании сопротивления резисторов должны подбираться с такой точностью, чтобы допустимый суммарный разброс выходного напряжения ЦАП относительно расчетного значения не превышал половины напряжения, соответствующего младшему разряду, т.е. относительный разброс должен быть меньше $1/(2N_k)$, ($N_k = 2^N - 1$ — максимальное двоичное число, которое можно записать в N -разрядном регистре).

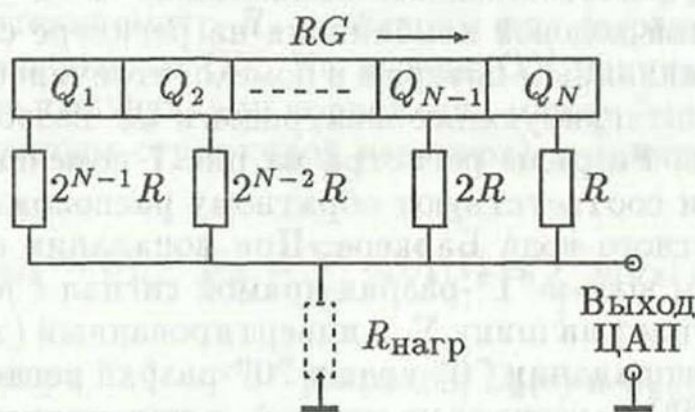


Рис. 8. Подключение ЦАП к формирователю M -последовательности

Лучшие результаты получаются при использовании более сложной схемы ЦАП на матрице резисторов " $R-2R$ ", для которой необходимы резисторы только двух номиналов (см. рис. 5, а в лабораторной работе 10). Однако в этом случае требуется дополнительная плата с операционным усилителем.

§7. Практическая часть

В данной лабораторной работе формирование кодов производится с помощью микросхем, распаянных на плате (рис. 9).

1. Конструкция монтажной платы

На плате размещены четыре интегральные микросхемы (МС) ТТЛ-серии К155: два четырехразрядных сдвигающих регистра (МС ИР1), набор из шести инверторов (МС ЛН1) и схема трехступенчатой логики "И-ИЛИ-НЕ" (МС ЛР3). Условные обозначения микросхем ИР1, ЛН1 и ЛР3 и их основные параметры приведены в Приложении.

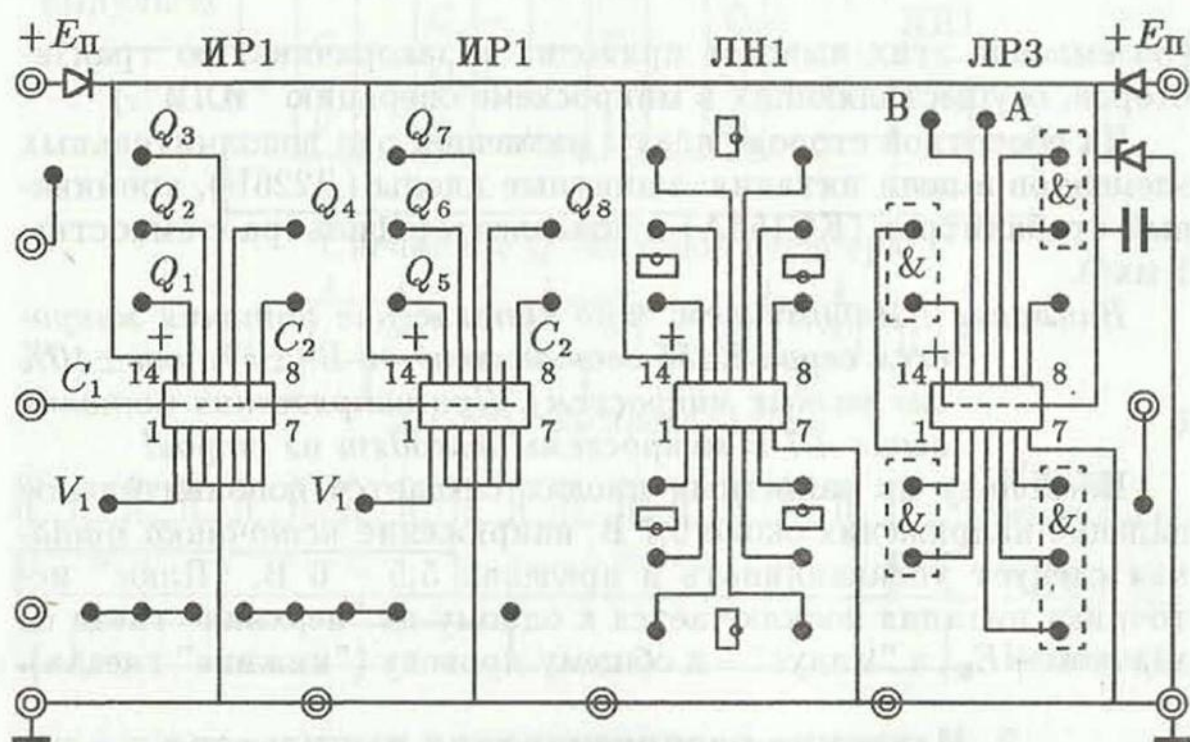


Рис. 9. Схема монтажной платы:

⊙ - контактные гнезда, ● - монтажные лепестки

Основные режимы работы МС ИР1 подробно рассмотрены в лабораторной работе 8. Напомним, что микросхема ИР1 имеет четыре разряда только с *прямыми* выходами. В предлагаемых ниже схемах используется последовательная запись информации в МС ИР1. При этом информационные сигналы подаются на вход V_1 , а поразрядная запись (сдвиг) происходит при подаче тактовых импульсов на вход C_1 . Входы V_2 и $D_1 - D_4$ заземлены. Вход C_2 не используется.

Операции конъюнкции и дизъюнкции в данном макете выполняются микросхемой трехступенчатой логики "2-2-2-3И-4ИЛИ-НЕ" типа К155ЛР3. Приведенная запись логической

функции микросхемы означает, что она содержит три логические ступени: на входе – три ячейки "2И" и одна ячейка "3И"; выходы всех четырех ячеек "И" подключены к ячейке "ИЛИ"; выходной сигнал ячейки "ИЛИ" инвертируется в ячейке "НЕ". Отсюда следует, что на выходе ЛРЗ логическая "1" может появиться только в том случае, когда по крайней мере на один из входов каждой ячейки "И" подан логический "0".

Микросхема ЛРЗ имеет дополнительные входы *A* и *B*, которые позволяют "расширить" логическую функцию "ИЛИ" путем подключения дополнительной ячейки "И". В лабораторной работе они не используются.

Заземлять входы A и B нельзя!

(Заземление этих выводов приводит к закорачиванию транзисторов, осуществляющих в микросхеме операцию "ИЛИ".)

На оборотной стороне платы размещен ряд дополнительных элементов в цепи питания: защитные диоды (Д226Б), кремниевый стабилитрон (КС156А) и конденсатор фильтра с емкостью 1 мкФ.

Внимание ! Напоминаем, что напряжение питания микросхем серии К155 составляет +5 В ($\pm 5\%$ или $\pm 10\%$ для разных микросхем). При напряжении питания выше +7 В микросхемы выходят из строя!

Поскольку на защитных диодах создается дополнительное падение напряжения около 0,7 В, напряжение источника питания следует устанавливать в пределах 5,5 – 6 В. "Плюс" источника питания подключается к одному из "верхних" гнезд со значком $+E_{п}$, а "минус" – к общему проводу ("нижние" гнезда).

2. Изучение распределителя импульсов

На рис. 10,а приведен пример распределителя, выполненного на двух МС ИР1 с использованием инвертора в цепи обратной связи, дополнительных элементов "НЕ" (МС ЛН1) и трех элементов "2И-НЕ" (МС ЛА3) (см. лабораторную работу 6). В этой схеме на выходах всех разрядов формируются меандры (прямоугольные волны со скважностью $q = 2$) с периодом $T_m = 2NT$. Меандры на выходах соседних разрядов сдвинуты на интервал T (рис. 10,б). Формирование выходных импульсов происходит аналогично рассмотренному в §2. Такой распределитель работает циклически с периодом T_m .

В лабораторной работе предлагается собрать по схеме рис. 10,а кольцевой распределитель импульсов с тремя выходными каналами. Длительности импульсов и задержки относительно входных сигналов задаются преподавателем.

2.1. В соответствии с заданными параметрами импульсов в выходных каналах составьте схему кольцевого распределителя. Для определения выходов регистра, подключаемых к элементам "2И-НЕ", нарисуйте систему выходных меандров регистра и сопоставьте ее с заданными импульсами (ср. с рис. 10, б).

2.2. Соберите кольцевой распределитель, используя МС ИР1 и ЛН1 (на плате рис. 9) и МС ЛАЗ (на отдельной плате).

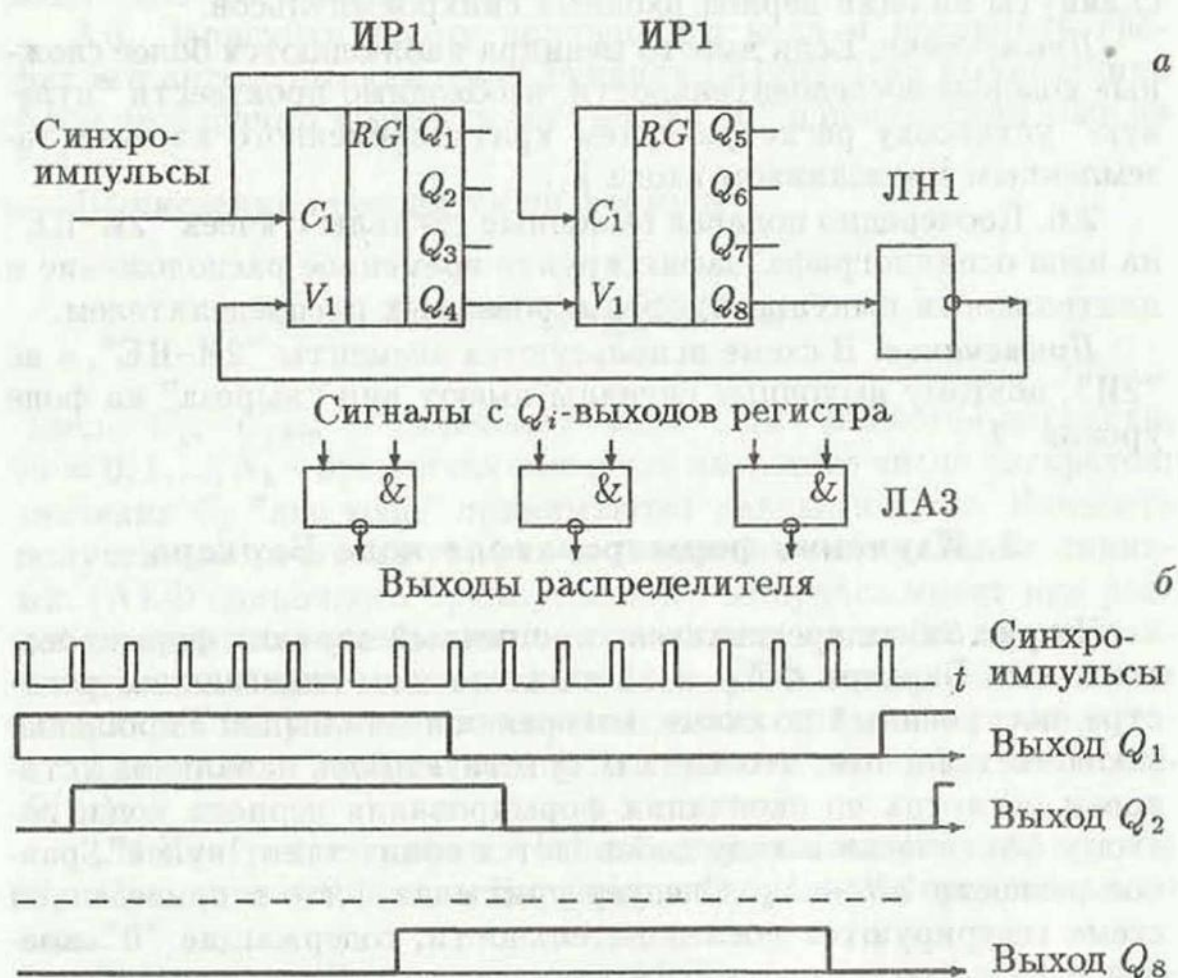


Рис. 10. Блок-схема кольцевого распределителя (а) и диаграммы меандров на выходах регистра (б)

2.3. Подключите платы к источнику питания. Убедитесь в том, что "земли" обеих плат соединены. На вход C_1 регистра подайте импульсы с амплитудой в пределах логической "1", периодом следования T порядка $10 \div 100$ мкс и длительностью $\tau_{и} < 0,2T$.

2.4. При наблюдении сигналов используйте режим внешней синхронизации развертки осциллографа сигналом, снимаемым со входа V_1 первой микросхемы ИР1.

2.5. Подайте на открытый Y -вход осциллографа сигнал с выхода Q_1 (выход первого разряда регистра). Частоту следования входных импульсов и частоту развертки осциллографа удобно подобрать так, чтобы период меандра занимал точно 8 больших делений горизонтальной шкалы. В этом случае период следования входных импульсов занимает половину деления шкалы осциллографа.

Убедитесь, что меандры на соседних разрядах регистра сдвинуты на один период входных синхроимпульсов.

Примечание. Если вместо меандра наблюдаются более сложные кодовые последовательности, необходимо произвести "нулевую" установку регистра путем кратковременного касания заземленным проводником входа V_1 .

2.6. Поочередно подавая выходные сигналы с ячеек "2И-НЕ" на вход осциллографа, зафиксируйте временное расположение и длительности импульсов, сформированных распределителем.

Примечание. В схеме используются элементы "2И-НЕ", а не "2И", поэтому выходные сигналы имеют вид "выреза" на фоне уровня "1".

3. Изучение формирователя кода Баркера

На рис. 3 был представлен упрощенный вариант формирователя кода Баркера с $N_k = 13$ на кольцевом сдвигающем регистре, построенный по схеме, которая описана выше. Упрощение заключается в том, что здесь отсутствует блок начальной установки регистра по окончании формирования периода кода, поэтому фактически к коду добавляется количество "нулей", равное разности $2N - N_k$. Следует учитывать, что в приведенной схеме генерируются последовательности, содержащие "0" вместо "-1".

На схеме не показаны цепи питания, а также те выводы микросхем, которые не используются в данной работе.

3.1. Соберите формирователь кода Баркера для заданного N_k на основе кольцевого сдвигающего регистра с инверсией сигнала в цепи обратной связи (см. рис. 3). Для получения кода длиной N_k дискретов необходимо использовать регистр с числом разрядов $N > N_k/2$.

3.2. Нарисуйте временные диаграммы выходных сигналов (меандров) для всех разрядов регистра. Там же постройте заданный код Баркера (с заменой символов "-1" на "0" реального кода, который будет генерироваться в схеме).

3.3. Выберите пары выходных сигналов регистра (прямых и инвертированных), с помощью которых можно сформировать

отдельные фрагменты кода. (Инвертированные меандры получаются с помощью элементов "НЕ" микросхемы ЛН1.) Подайте соответствующие пары сигналов на входы ячеек "И" микросхемы ЛР3.

3.4. Подключите плату к источнику питания и измерительным приборам.

3.5. На выходе микросхемы ЛР3 получается инвертированный код Баркера. Для получения прямого кода используйте элемент "НЕ" (МС ЛН1).

3.6. Зарисуйте форму полученного кода и постройте график его автокорреляционной функции (АКФ). При вычислениях АКФ необходимо заменить логические "0" в полученном коде на "-1".

Вычисления проводятся по формуле

$$B(m) = \frac{1}{N_k} \sum_{j=1}^{N_k} C_j C_{j+m}.$$

Здесь C_j, C_{j+m} — значения кода для каждого дискрета; $m = 0, 1, \dots, N_k$ — временная задержка на данное число дискретов; значения C_j "вне кода" принимаются равными нулю. Нанесите полученные точки на график и соедините их прямыми линиями. (АКФ одиночного прямоугольного импульса имеет вид равнобедренного треугольника с основанием, длина которого равна удвоенной длительности импульса. АКФ последовательности импульсов получается наложением таких треугольников.)

Для $m < 0$ график можно достроить, используя четность $B(m)$.

3.7. Постройте график АКФ для произвольного кода длиной N_k . Сравните АКФ кода Баркера и выбранного произвольного кода.

Примечание. Для вычисления АКФ можно использовать программу FСOD, заложенную в ЭВМ.

4. Изучение формирователя M -последовательности

4.1. Соберите схему "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ" на микросхеме ЛР3 и двух элементах "НЕ" микросхемы ЛН1. Подключите плату к источнику питания +5,7 В ($\pm 5\%$) и убедитесь, что схема работает в соответствии с таблицей истинности.

4.2. Соберите формирователь M -последовательности, используя регистр с заданным числом разрядов (см. рис. 5). Выход схемы "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ" (выход МС ЛР3) подключается к входу V_1 первой микросхемы ИР1. В разрыв этой цепи включите тумблер К, размещенный на плате.

4.3. Подключите плату к источнику питания +5,7 В, генератору импульсов (ГИ) и осциллографу.

4.4. При включении питания регистр, как правило, устанавливается в нулевое состояние, поскольку все *D*-входы микросхем ИР1 на плате заземлены. Для запуска формирователя нужно на мгновение отключить выход микросхемы ЛРЗ от входа V_1 первой микросхемы ИР1 с помощью тумблера К. Если генератор импульсов работает в режиме автоматического запуска, то при разрыве цепи обратной связи во все разряды регистра будут записаны "1".

Можно также записать в регистр любое желаемое начальное состояние. В этом случае используется режим "ручного" запуска ГИ. Перед запуском каждого импульса ГИ необходимо устанавливать на входе V_1 регистра "1" и "0" в нужном порядке: для установки "0" заземлить вход V_1 , а для установки "1" оставить его свободным.

После установки начального состояния регистра тумблер К нужно включить (т.е. замкнуть цепь обратной связи).

4.5. Выберите скорость развертки осциллографа такой, чтобы можно было рассмотреть 2–3 периода кода. Сравните форму кода на выходах разных разрядов.

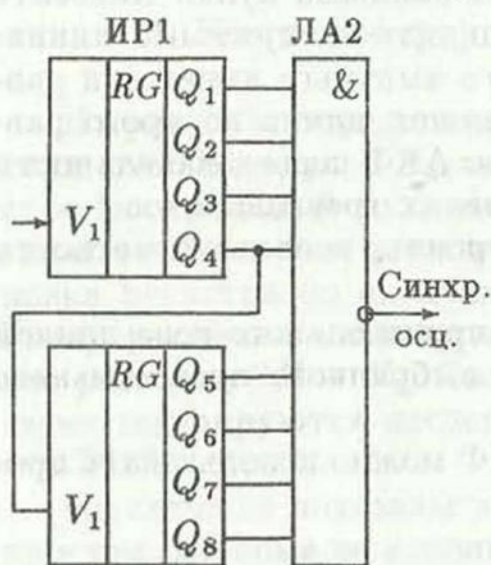


Рис. 11. Дешифратор на микросхеме ЛА2 для синхронизации осциллографа

Для получения устойчивой картины на экране осциллографа лучше всего использовать режим внешней синхронизации развертки специально сформированным сигналом. Такой сигнал можно получить с помощью дешифратора на микросхеме ЛА2, расположенной на отдельной плате (рис. 11). На выходе МС ЛА2 сохраняется уровень логической "1" до тех пор, пока на всех выходах регистра не появятся логические "1". В этот момент на выходе МС ЛА2 формируется отрицательный импульс, которым и синхронизируется осциллограф.

Для синхронизации можно также использовать простую интегрирующую *RC*-цепочку (показана на рис. 5) с постоянной времени τ_{RC} , которая выбирается в соответствии с условием

$$T \ll \tau_{RC} \ll N_k T$$

(T – период следования синхроимпульсов).

4.6. Используя программу FCOD, получите на ЭВМ теоретическую кодовую M -последовательность и ее автокорреляционную функцию. Сравните код, полученный экспериментально, с теоретическим.

4.7. Убедитесь, что при подключении к ячейке "ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ" произвольно выбранных разрядов могут формироваться несколько укороченных кодов различной длины и структуры, при этом сумма периодов укороченных кодов, выраженных в дискретах, равна периоду кода максимальной длины.

5. Наблюдение свертки сложного кода

5.1. Подключите плату регистра свертки, описанного в §5, к источникам питания $+5$ В и ± 15 В, а плату формирователя кода Баркера – к источнику питания $+5$ В. Синхровходы обеих плат подключите к генератору импульсов.

5.2. Выход формирователя кода подключите к входу "Код" регистра свертки, а выход регистра свертки – к осциллографу. Синхронизация осциллографа – выходным сигналом формирователя.

При подаче на регистр свертки кода, близкого по структуре к 13-элементному коду Баркера, будет наблюдаться картина распределения напряжения с явно выраженным пиком. При подаче других кодовых последовательностей такой пик наблюдаться не будет.

5.3. Просчитайте форму сигнала на выходе регистра свертки для случая прохождения 13-элементного кода Баркера и сравните с эюрой, наблюдаемой на осциллографе.

5.4. Просчитайте также форму выходного сигнала регистра для произвольного кода и сравните с экспериментально наблюдаемой. Убедитесь, что в этом случае выраженный пик отсутствует или отношение амплитуд пика и "остатков" мало.

6. Изучение генератора случайных чисел

6.1. Добавьте ЦАП к формирователю M -последовательности, собранному при выполнении задания п.4 (см. также рис. 8).

6.2. Подключите генератор импульсов на вход C_1 регистра, выход схемы формирования синхросигнала – на вход внешней синхронизации осциллографа, выход ЦАП – на Y -вход осциллографа. Просмотрите картину распределения "случайного" напряжения.

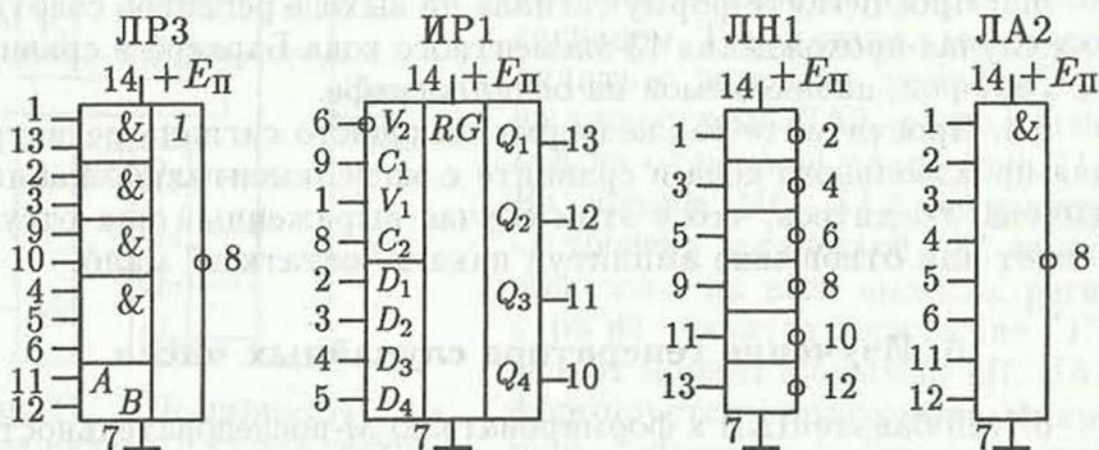
6.3. Выключите развертку осциллографа, отключите кабель внешней синхронизации. Оцените равномерность распределения дискретных уровней напряжения.

Таблица 2

Основные параметры микросхем

Параметр	Тип микросхемы			
	ИР1	ЛН1	ЛР3	ЛП5
Мощность потребления, мВт	410	173	47	262
Задержка переключения, нс				
"1" → "0"	35	15	15	17
"0" → "1"	35	22	22	23
Нагрузочная способность		10	10	10
Напряжение питания, В	5±5%		5±10%	
Для всех микросхем				
Входной ток, мА				
"1"			0,04	
"0"			-1,6	
Выходное напряжение, В				
"1"			2,4 - 4,5	
"0"			0 - 0,4	

Условные обозначения микросхем



ЛИТЕРАТУРА

1. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы. Челябинск: Металлургия, 1988.
2. Букреев И.Н., Мансуров Б.М., Горячев В.И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Сов.радио, 1990.
3. Алексеев А.И. и др. Теория и применение псевдослучайных сигналов. М.: Наука, 1969.