

Руководство пользователя

Программа схемотехнического моделирования uSpice



Москва
2025

Аннотация

Приведено описание учебной программы аналого-цифрового и радиочастотного схемотехнического моделирования uSpice. Программа имеет небольшой объем, равный примерно 10 мегабайт (в архиве), устанавливается простым копированием в заданную папку, имеет русский интерфейс и руководство пользователя с файлом помощи на русском языке. Обозначения радиоэлементов соответствуют ЕСКД. Работа программы проверена в операционных системах Windows 7/8/8.1/10/11.

В руководстве пользователя даны задания на моделирование типовых электронных устройств и электрических цепей, предназначенных для изучения учебного материала по дисциплине «Электроника и схемотехника». В связи с возрастающей актуальностью использования в технике вычислительных устройств первыми после заданий по полупроводниковым приборам даны задания на моделирование цифровых устройств. Задания на моделирование аналоговых и аналого-цифровых электрических цепей описаны в заключительной главе руководства пользователя.

Оглавление

1. Предисловие.....	5
2. Структура программ схемотехнического моделирования	6
3. Программа uSpice.....	8
3.1. Интерфейс программы uSpice.....	8
3.2. Создание схемы цепи.....	9
3.3. Расчет цепи	12
4. Задания на моделирование электронных приборов и цифровых устройств.....	23
4.1. Параметры и характеристики полупроводниковых диодов	23
4.2. Параметры и характеристики биполярных транзисторов	25
4.3. Параметры и характеристики полевых транзисторов	29
4.4. Электронные ключи на транзисторах	32
4.5. Динамические параметры электронных ключей	35
4.6. Синхронный <i>RS</i> -триггер	42
4.7. <i>D</i> -триггер со статической синхронизацией	48
4.8. Двухступенчатый <i>RS</i> -триггер	55
4.9. Дешифратор	59
4.10. Четырехразрядный счетчик.....	63
4.11. Пятиразрядный счетчик.....	68
4.12. Реверсивный счетчик	73
5. Задания на моделирование аналоговых и цифро-аналоговых устройств	79
5.1. Уравнения элементов и уравнения соединений.....	79
5.2. Метод комплексных амплитуд	81
5.3. Анализ сложных цепей	82
5.4. Частотные характеристики фильтров	83
5.5. Процессы в длинных линиях	84
5.6. Метод интеграла Фурье	86
5.7. Метод преобразования Лапласа.....	87
5.8. Форма и спектр модулированного сигнала	88
5.9. Комплексное и аналитическое представления АМ-сигнала	90
5.10. Усилитель на биполярном транзисторе	93

Оглавление

5.11. Резистивный усилитель на полевом транзисторе	94
5.12. Резонансный усилитель на биполярном транзисторе	96
5.13. Усилитель на операционном усилителе	98
5.14. Умножитель частоты на биполярном транзисторе.....	100
5.15. Удвоитель частоты на полевом транзисторе.....	102
5.16. Автогенератор на операционном усилителе	104
5.17. Цифро-аналоговый преобразователь	106
5.18. Аналого-цифровой преобразователь	108
5.19. Дискретное преобразование Фурье	111
5.20. Цифровой фильтр	113
Приложение. Кратные и дольные приставки	115
Литература	116

1. Предисловие

Учебная программа машинного моделирования uSpice знакомит с современными методами проектирования радиоэлектронной аппаратуры. При этом развиваются умения и навыки исследовательской работы, интенсифицируется индивидуальная работа студентов.

Моделирование на компьютерах позволяет изучить как принципы действия электронных устройств, так и взаимодействие между различными частями сложных устройств. При этом уменьшаются затраты на создание лабораторных стендов и учебных лабораторий, а студенты знакомятся с более разнообразной элементной базой, используемой в электронных устройствах.

Имеется много книг, посвященных программам схемотехнического моделирования [1–10]. В этих книгах содержится большое количество примеров использования различных моделирующих программ и описаны результаты моделирования большого числа схем с использованием разнообразных элементов.

Основная цель написания данного руководства по моделированию на uSpice заключается в том, чтобы помочь студенту освоить основные вопросы курса по электронике и схемотехники с использованием относительно небольшое число избранных, методически отработанных заданий по моделированию базовых электронных схем и электрических цепей, являющихся, как правило, основой для создания современных интегральных схем. Кроме этого приведенный набор заданий по моделированию позволяет пользователям усвоить основные приемы работы с программами схемотехнического моделирования. Отметим, что в руководстве используются формулы, рисунки, таблицы и т. п. из книги [12] (с разрешения авторов).

Все задания на моделирование, описанные в руководстве, являются многовариантными (предполагается, что в группе не более 25 студентов). Как правило, в задании предусмотрено выполнение небольшого аналитического расчета, результаты которого сравниваются с машинными расчетами.

Задания содержат основную и дополнительную части. Дополнительные пункты задания помечены звездочками. Основная часть задания рекомендуется для обязательного выполнения. Дополнительные пункты задания используются для углубленной проработки учебного материала.

В руководстве нумерация формул, рисунков и таблиц внутри каждой главы (раздела), а также внутри каждого параграфа заданий на моделирование начинается заново. При ссылке на формулу, рисунок или таблицу из другого параграфа или другой главы указываются соответствующие номера глав и параграфов.

2. Структура программ схемотехнического моделирования

Структурная схема типовой программы схемотехнического моделирования представлена на рис. 1. Кратко опишем основные части программы.

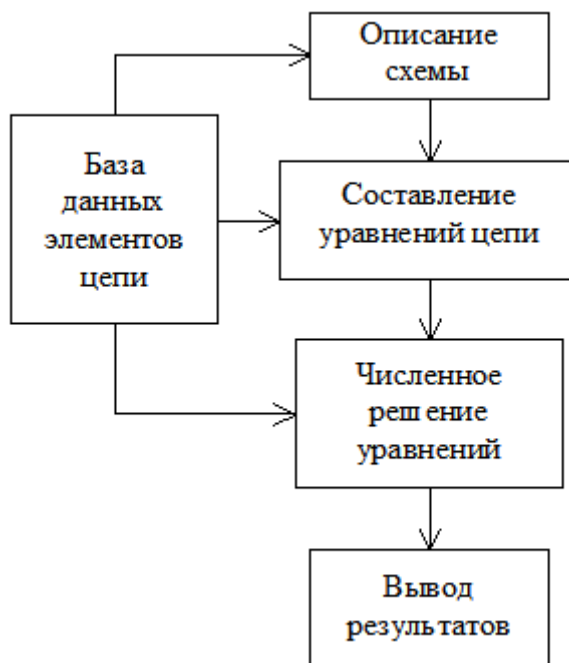


Рис. 1. Структурная схема программы моделирования

База данных элементов содержит сведения о радиоэлементах — резисторах, конденсаторах, катушках индуктивности, диодах транзисторах, микросхемах и т. д. Каждый элемент в базе данных представляется эквивалентной схемой и набором параметров. В программе uSpice используются подключаемые внешние библиотеки элементов. Внешние библиотеки легко редактировать, в них можно быстро добавить новые элементы, изменить графическое изображение и т. д. При появлении новых радиоэлементов с помощью программы uSpice можно быстро подготовить новую библиотеку.

Описание схемы устройства в программе uSpice базируется на графическом вводе схемы, при котором на экране монитора рисуются условные обозначения элементов, вводятся их названия (типы) и основные параметры. Элементы соединяются идеальными проводниками. Внутреннее описание схемы автоматически создается в виде текста, содержащего строки с последовательным перечислением используемых элементов, номеров узлов, к которым подключены элементы, и дополнительной информацией о типе элемента, его параметрах и т. п. Нумерация узлов схемы производится автоматически.

Корпусу (заземлению) схемы присваивается номер 0. Текстовое описание схемы затем используется при моделировании устройства.

Составление уравнений цепи базируется на использовании уравнений элементов и уравнений соединений. Для уменьшения числа уравнений в программах машинного моделирования используются методы узловых напряжений и контурных токов (последний метод используется реже и, в основном, для анализа подсхем со связанными катушками индуктивности). Алгоритмы составления уравнений цепи относительно просты. Например, процесс составления узловых уравнений цепи состоит из последовательного перебора всех узлов схемы (исключая нулевой узел-корпус) и учета проводимостей всех элементов, подключенных к этим узлам. Параметры элементов, необходимые для записи уравнений, запрашиваются из базы данных.

Решение уравнений цепи проводится с использованием численных методов. Для уменьшения вычислительных затрат уравнения решаются отдельно для разных видов сигналов и режимов цепей. Наиболее часто используются расчет цепей на постоянном токе: режим Operating Point (OP) — режим рабочей точки, и режим Direct Current (DC) — режим постоянного тока при вариации параметров источников. Расчет частотных характеристик проводится при малых по амплитуде гармонических воздействиях в режиме Alternative Current (AC). Для анализа переходных процессов используется режим Transient (Tran, Tr). В последнем случае токи и напряжения могут изменяться сложным образом. Их амплитуды могут достигать больших величин, при которых возникает нелинейный режим работы устройства. Для решения нелинейных уравнений из базы данных дополнительно запрашиваются нелинейные характеристики элементов.

Вывод результатов в современных программах машинного моделирования осуществляется в графическом (графики, диаграммы, рисунки и т. п.) и текстовом виде. Полученные данные можно вывести на экран монитора, на принтер или записать в файл.

В настоящее время используется большое число разнообразных программ машинного моделирования [1-10]. Ниже будет рассмотрена программа uSpice [12], обеспечивающая цифро-аналоговое моделирование с графическим вводом схемы. Для изучения основ электроники достаточно использовать учебную версию программы, которую можно найти в интернете.

С помощью программы uSpice можно создавать и моделировать как простые, так и сложные цифровые и аналоговые электронные устройства, устройства цифровой обработки сигналов и радиочастотные схемы. Для работы программ требуется операционная система Windows 7/8/10/11.

3. Программа uSpice

3.1. Интерфейс программы uSpice

Главное окно программы *uSpice* показано на рис. 1. Программа имеет графический интерфейс пользователя в стиле MDI (Multiple document interface — многодокументный интерфейс Windows). Главное окно программы содержит меню команд, панель инструментов (значков), окно схемы, диалоговую панель выбора элемента из библиотек элементов и строку состояния.

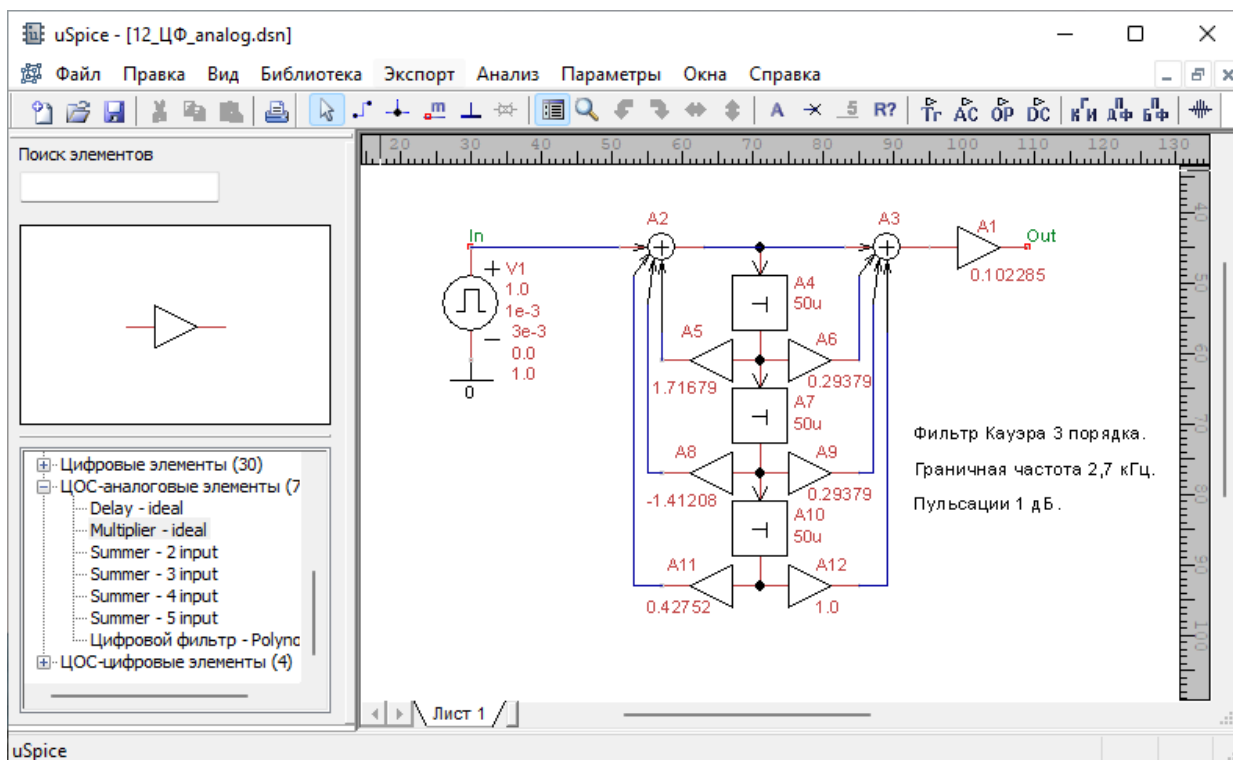


Рис. 1. Главное окно программы uSpice

Окно *схемы* занимает в центре наибольшую область главного окна программы. В этом окне, используя радиоэлементы и соединительные провода, создают и редактируют электрические схемы исследуемых цепей. На рис. 1 показана схема цифрового фильтра 3-го порядка.

Диалоговая панель выбора элементов по умолчанию располагается слева от окна схемы. С помощью этой панели выбирается требуемая библиотека и затем из библиотеки выбирается нужный радиоэлемент. Изображение выбранного радиоэлемента появляется в отдельном окне диалоговой панели (на рис. 1 изображен умножитель цифрового фильтра). Диалоговую панель выбора элементов можно переместить на новое место или удалить.

Меню команд находится в верхней части главного окна программы. Работа с программой, как правило, начинается с выбора пункта меню *Файл* и с загрузки из папки примеров одного из файлов, с описанием схемы радиоэлектронного устройства.

Панель инструментов (панель значков) располагается ниже окна меню команд. Значки панели дублируют наиболее часто используемые команды меню. В правой части панели инструментов располагаются *значки активизации* различных режимов расчета схемы.

Программа uSpice является сложным продуктом, с большим числом устанавливаемых параметров и режимов работы. После инсталляции программы большинство параметров и опций установлены по умолчанию так, чтобы обеспечить исследование большинства типовых электронных устройств. В дальнейшем при анализе учебных схем будут описываться только основные шаги, изменяющие состояние программы. Не упомянутые параметры должны быть равны параметрам по умолчанию.

3.2. Создание схемы цепи

При проектировании схемы большинство действий выполняется с использованием левой кнопки мыши. Правая кнопка используется для вызова контекстного меню свойств элементов.

Для создания цепи необходимо произвести следующие действия:

- найти и выбрать необходимые радиоэлементы;
- разместить элементы на рабочем пространстве окна схемы;
- соединить элементы проводниками;
- установить значение параметров элементов.

Программа uSpice содержит большую элементную базу в виде библиотек. В библиотеках описаны наиболее часто используемые радиоэлементы: резисторы, конденсаторы, катушки, источники тока и напряжения и т. д. Пассивные элементы резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности используются без учета паразитных параметров, т. е. пассивные элементы в программе uSpice являются идеальными элементами.

Поиск и выбор радиоэлементов производится с помощью мыши. При выборе радиоэлемента в окне на панели библиотек рисуется условное графическое обозначение элемента. Будьте внимательны. При выборе источников часто источник тока ошибочно используют вместо источника напряжения и, наоборот. Ошибки возникают при выборе линии передачи с потерями и линий передачи без потерь: у линии с потерями на значке условного графического изображения имеется обозначение резистора. Часто встречаются ошибки при выборе типа транзисторов. Например, вместо *p-n-p*-транзистора выбирается *n-p-n*-транзистор и наоборот.

Значения параметров элементов может быть целого типа (например, 12 или -57), с плавающей точкой (например, 3.45) или с плавающей точкой с использованием масштабного множителя, соответствующего степени числа

десять (например, $1e-2$ или $2.6e3$), а также с плавающей точкой, сопровождающейся символами масштабных коэффициентов, приведенными в табл. 1.

Таблица 1

<i>Множитель</i>	<i>Символ</i>	<i>Имя</i>
10^{-15}	f	femto
10^{-12}	p	pico
10^{-9}	n	nano
10^{-6}	u	micro
10^{-3}	m	milli
10^3	K	kilo
10^6	MEG	mega
10^9	G	giga
10^{12}	T	tera

Масштабные коэффициенты должны следовать сразу за числом без пробелов или других разделителей. Символы, следующие сразу за числом и не являющиеся масштабным коэффициентом, игнорируются. Например, числа 100V, 100.0, $1e2$, $1.0e2$ и 0.1K представляют собой запись напряжения величиной 100 вольт. В таблице выше используются строчные и заглавные буквы. Однако при моделировании все заглавные буквы преобразуются в строчные. Поэтому при использовании масштабных коэффициентов будьте внимательны. Например, число 10F будет соответствовать емкости величиной 10 фемтофарад, а не 10 фарад.

В состав схемы обязательно включается корпус (заземление). Без этого элемента правильный расчет схемы не гарантируется. Значок корпуса, в отличие от других элементов, выведен на панель инструментов программы.

Размещение элементов в окне схемы осуществляется мышью. Выбранный элемент "захватывается" и "устанавливается" в нужное место окна схем при нажатой левой клавише мыши. Для вращения элемента используются значки на панели инструментов. Все элементы в окне схем должны быть размещены без пересечений и наложений. Перемещение элемента на новое место производится новым "захватыванием" и передвижением при нажатии левой клавиши мыши.

Соединение выводов всех элементов друг с другом осуществляется проводниками. Допускается соединение элементов друг с другом касанием концов выводов.

Для создания проводника находим конец вывода (контакт) первого элемента, начинаем движение мышью в выбранном направлении и появившийся проводник при нажатой левой клавише мыши помещаем на контакт второго элемента. Только после этого плавно, без рывков отпускаем левую клавишу

мышь. Соединительные проводники можно, захватывая мышью, переместить на новое место. Нельзя оставлять в окне схемы элементы, не подключенные к другим элементам, — неиспользуемые элементы должны быть удалены.

Установка параметров элемента осуществляется наведением курсора на элемент, нажатием левой кнопки мышки и выбором соответствующего пункта в автоматически появляющейся диалоговой панели. Наиболее часто при установке параметров элементов встречается ошибка в размерности параметра: кило вместо мега, пико вместо нано и т. п.

Важную роль в схеме играют метки, установить которые можно, используя значок с буквой **m** на панели инструментов. В основном метки используются для указания узлов, напряжения в которых будут выведены на печать после проведения расчета схемы. Названия меток указываются в окнах видов анализа при печати графиков и выводе таблиц. Имя метки должно начинаться с латинской буквы. Одинаковые метки можно использовать для указания узлов с одинаковыми потенциалами, без соединения этих узлов с помощью проводников. Одинаковые метки требуется также указывать для связывания частей схемы, размещенной на нескольких листах, или для связывания схемы с подсхемой. Отметим, что при использовании одинаковых меток может появляться окно с предупреждением.

Метки размещают на проводниках (точнее, на проводниках размещают маленький красный прямоугольник метки) или на концах выводов элементов. Текст метки можно расположить горизонтально или вертикально. Если в конце текста метки имеется цифра (число), то после установки первой метки цифра (число) метки автоматически увеличивается на единицу.

Удаление элементов и проводов производится после наведения на них курсора, нажатия правой кнопки мышки и выбора пункта меню "Удалить". Выделить группу элементов можно, используя мышь и операцию "вытягивания прямоугольника". Эта операция производится с нажатой левой клавишей мыши. После выделения группу элементов можно удалить, нажав клавишу Delete, переместить на новое место или скопировать в буфер.

Увеличение или уменьшение изображения схемы осуществляется после выбора соответствующих пунктов меню "Вид" или при нажатии клавиш Page Up, Page Down, или после использования значка лупы на линейке значков программы. В последнем случае увеличение размеров изображения получаем, нажимая левую клавишу мыши, а уменьшение, — нажимая правую клавишу мыши.





Для установки дополнительных параметров отображения схемы используется меню "Параметры". С помощью этой диалоговой панели можно установить опции анализа, сетку в окне схемы, привязать изображения элементов

к сетке (рекомендуется), изменить цвета, используемые в программе, разместить визирные линии, установить режимы автосоединения элементов (рекомендуется) и автоматической расстановки узлов в схеме и т. д.

В программе uSpice участки большой схемы можно преобразовать в элемент-подсхему. Элемент-подсхема рисуется, обычно, как небольшой прямоугольник с выводами. Использование подсхем позволяет получить компактную схему сложного устройства.





3.3. Расчет цепи

В программе uSpice используется обычный для большинства программ моделирования порядок анализа схемы — выбор режимов анализа с помощью меню "Анализ" или с помощью соответствующих значков на панели инструментов. Программа uSpice позволяет проводить четыре основных вида анализа:

- исследование переходных процессов (режим Tran, значок ),
- расчет схем методом комплексных амплитуд (режим AC, значок ),
- расчет рабочих точек на постоянном токе (режим OP, значок ),
- многовариантный расчет на постоянном токе (режим DC, значок ).

Кроме этого с помощью программы uSpice можно провести расчет коэффициента гармонических искажений (КГИ), провести цифровую обработку сигналов с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и быстрого преобразования Фурье (БПФ), а также найти огибающую и фазу аналитического сигнала. Указанные расчеты проводятся после исследования переходных процессов во временной области.

Для старта этих видов анализа используем:

- значок , расчет КГИ,
- значок , проведение ДПФ,
- значок , запуск БПФ,
- значок , расчет аналитического сигнала (АС).

После нажатия одного из указанных восьми значков появляется соответствующая диалоговая панель с параметрами расчета. После заполнения панели данными формируется *.sig файл задания, содержащий описание цепи и директивы для проведения расчета. Этот *.sig файл записывается в тот же каталог, куда записывается файл *.dsn, содержащий графическое описание схемы цепи. Затем подготовленный *.sig файл передается подпрограмме uXSpice, которая проводит расчет цепи и представляет выходные данные-вектора в виде таблиц и графиков.

В табл. 1 представлены операции, которые можно выполнять после расчетов над полученными данными-векторами.

Таблица 1

Операция	Описание операции над вектором t
$\text{abs}(m)$	Абсолютная величина вектора
$\text{db}(m)$	Значения $20 \cdot \lg(\text{mag}(m))$
$\text{exp}(m)$	Экспоненциальная функция от компонентов вектора
$\log(m)$ $\log_{10}(m)$	Десятичный логарифм от компонентов вектора
$\ln(m)$	Натуральный логарифм от компонентов вектора
$\text{sqrt}(m)$	Квадратный корень от компонентов вектора
$\sin(m)$	Синусоидальная функция от вектора
$\cos(m)$	Косинусоидальная функция от вектора
$\tan(m)$	Тангенс от вектора
$\text{atan}(m)$	Арктангенс от вектора в градусах. Если m комплексный вектор, то вычисляется арктангенс отношения $\text{im}(m)/\text{re}(m)$ в диапазоне от -180 до $+180$ градусов
$\text{norm}(m)$	Нормирование вектора к 1 (наибольшая амплитуда одного из компонентов вектора будет равна 1).
$\text{rnd}(m)$	Каждая компонента есть случайное натуральное число, значение которого находится в диапазоне от 0 до амплитуды исходной компоненты
$\text{pos}(m)$	Компонента вектора равна 1, если значение исходной компоненты больше нуля, и 0 в противном случае
$\text{mean}(m)$	Среднее арифметическое от значений компонентов вектора
$\text{sum}(m)$	Число, равное сумме значений компонентов вектора
$\text{vecmax}(m)$	Число, равное максимальному из значений компонентов вектора
$\text{vecmin}(m)$	Число, равное минимальному из модулей компонентов вектора
$\text{vector}(n)$	Создание вектора длиной n с компонентами 0, 1, ..., $n - 1$. Если n — вектор, то используется его первый элемент. Если n не является натуральным числом, используется операция округления floor
$\text{mag}(m)$ $\text{magnitude}(m)$	Модуль или амплитуда компонентов комплексного вектора
$\text{ph}(m)$ $\text{phase}(m)$	Начальные фазы комплексных компонентов вектора. Если переменная units не задана, то фаза рассчитывается в радианах, если units имеет значение degrees , то фаза рассчитывается в градусах
$\text{j}(m)$	Мнимая единица j умножается на комплексный вектор
$\text{real}(m)$ $\text{re}(m)$	Вещественная часть комплексного вектора m
$\text{imag}(m)$ $\text{im}(m)$	Мнимая часть комплексного вектора m

Руководство пользователя

<code>unitvec(<i>m</i>)</code>	Создание единичного вектора
<code>length(<i>m</i>)</code>	Длина вектора
<code>gd(<i>m</i>)</code>	Групповая задержка для комплексного вектора <i>m</i>
<code>rad(<i>m</i>)</code>	Преобразование градусов в радианы
<code>deg(<i>m</i>)</code>	Преобразование радиан в градусы
<code>interpolate(<i>m</i>)</code>	Интерполяция вектора с использованием данных для текущей печати. Используется переменная <code>polydegree</code> — степень интерполирующего полинома.
<code>deriv(<i>m</i>)</code>	Вычисление производной. Данные предварительно интерполируются.

Операции, представленные в таблице, как правило, можно применять к узловым напряжениям или токам через источники напряжения при редактировании выходных переменных-меток.

3.3.1. Расчет переходного процесса (режим Tran)

Расчет переходных процессов в электрической цепи предполагает получение выходных напряжений или токов как функций времени в заданном временном диапазоне. Так как радиоэлектронные цепи в программе uSpice в общем случае описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, то расчет переходного процесса проводится с использованием численных методов интегрирования. При этом используется метод трапеций или метод Гира.

Перед началом расчета переходных процессов по умолчанию производится расчет рабочих точек (статического режима). Предварительный расчет рабочих точек может быть отменен, — вместо него можно задать нулевые начальные условия или начальные условия, определяемые пользователем.

Отметим, что шаг численного интегрирования при расчете переходных процессов может существенно меняться, так как он каждый раз выбирается системой автоматически, исходя из условий минимизации времени вычислений и допустимых погрешностей. С помощью параметра TMAX можно ограничить максимальную величину автоматически устанавливаемого шага интегрирования. Отметим, что если опция TMAX не задана, то в программе uXSpice автоматически используется минимальное из двух постоянных TMAX1 и TMAX2, где $TMAX1 = (TSTOP - TSTART)/250$ и $TMAX2 = TSTEP/5$. В последнем соотношении учитывается, что потребуется, по крайней мере, пять точек с данными, чтобы достоверно отобразить выходные данные.

Минимальный шаг интегрирования в программе uXSpice автоматически выбирается наибольшим из двух значений: $TMAX * 1e-12$ и $1e-21$. Если при расчете шаг интегрирования будет меньше любой из указанных величин, то вычисления прекращаются и пользователь получает сообщение об ошибке.

3.3.2. Расчет частотных характеристик (режим AC)

Частотные характеристики описывают изменения комплексных амплитуд напряжений или токов, или их отношения друг к другу при изменении частоты гармонического сигнала. Перед началом расчета частотных характеристик по умолчанию производится расчет статического режима схемы. Это требуется для определения рабочих точек нелинейных элементов и расчета их дифференциальных (динамических) параметров.

После этого полученная линейная модель схемы анализируется в заданном частотном диапазоне с использованием метода комплексных амплитуд. Для каждой выходной переменной рассчитываются амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики.

3.3.3. Расчет рабочих точек (режим OP)

Статический режим работы электрической схемы (рабочие точки или режим по постоянному току) устанавливается после окончания переходных процессов, протекающих в схеме после включения питания. При расчете статических режимов все катушки индуктивности в электрической схеме замыкаются, а все конденсаторы размыкаются.

3.3.4. Многовариантный расчет на постоянном токе (режим DC)

В отличие от рассмотренного выше расчета рабочих точек при многовариантном расчете на постоянном токе проводится определение статических режимов при пошаговом изменении (вариации) напряжений или токов одного или двух выбранных источников.

3.3.5. Расчет коэффициента гармонических искажений

Коэффициент гармонических искажений (КГИ) характеризует степень отличия формы анализируемого сигнала от формы идеального гармонического сигнала. Форма гармонического сигнала искажается в нелинейных цепях, содержащих элементы, параметры которых зависят от протекающих токов или приложенных напряжений.

Для оценки гармонических искажений необходимо предварительно провести спектральный анализ исследуемого сигнала, т. е. рассчитать амплитуду основной (первой) гармоники A_1 с частотой f_1 и $n - 1$ амплитуд высших гармоник: A_2, A_3, \dots, A_n с частотами f_2, f_3, \dots, f_n , соответственно. Коэффициент гармонических искажений (в процентах) рассчитывается по формуле

$$\text{КГИ} = 100 \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1}.$$

Для получения приемлемой точности обычно число рассчитываемых гармоник $n \geq 9$. Чем меньше амплитуды высших гармоник A_2, A_3, \dots, A_n относительно амплитуды основной гармоники A_1 в спектре сигнала, тем ближе форма исследуемого сигнала к форме гармонического сигнала и меньше КГИ.

3.3.6. Дискретное преобразование Фурье

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) позволяет представить дискретный сигнал на конечном интервале времени T в виде суммы дискретных гармонических сигналов

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \exp(j \frac{2\pi}{N} nk).$$

Здесь $s(k)$ — отсчеты исследуемого сигнала, k — номер отсчета, \dot{C}_n — комплексная амплитуда n -й гармоники, N — объем выборки.

При проведении ДПФ для уменьшения влияния разрывов сигнала на концах интервала T широко используются оконные функции. В диалоговом окне можно указать шесть разновидностей, наиболее часто используемых на практике оконных функций: hanning, hamming, bartlet, blackman, gaussian и kaiser. Причем для двух последних окон указывается вспомогательный параметр A . Для окна Гаусса параметр A изменяется, как правило, в диапазоне от 1 до 10 (по умолчанию 3). Для окна Кайзера параметр A выбирается, как правило, от 0 до 100 (по умолчанию 3).

При использовании оконных функций учитывается коэффициент ослабления β , равный отношению постоянной составляющей A_w заданной оконной функции к постоянной составляющей A_0 прямоугольного окна,

$$\beta = \frac{A_w}{A_0} = \frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt.$$

В случае дискретного спектрального анализа используем N отсчетов оконной функции $w(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, взятых через промежуток времени Δ , равный периоду дискретизации. Тогда интервал анализа $T = N \cdot \Delta$ и интеграл в записанном выше выражении для β заменяется на сумму

$$\beta = \frac{1}{N\Delta} \sum_{k=0}^{N-1} w(k)\Delta = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w(k).$$

Амплитуды спектральных составляющих при использовании указанных выше оконных функций уменьшаются. Для компенсации этого уменьшения после ДПФ каждый спектральный отсчет умножается на $1/\beta$.

Результаты расчетов представляются как физический односторонний спектр (только по положительным частотам). Амплитуды спектральных

составляющих на графике определяются соотношениями: $A_n = C_n$, если $n = 0$, $n = N/2$ и $A_n = 2C_n$, если $0 < n < N/2$.

3.3.7. Быстрое преобразование Фурье

С помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) для дискретного сигнала, заданного на конечном интервале времени T , определяется спектр в соответствии со следующей формулой

$$\dot{C}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \exp(-j \frac{2\pi}{N} nk).$$

Здесь \dot{C}_n — комплексная амплитуда n -й гармоники, N — объем выборки, $s(k)$ — отсчеты исследуемого сигнала, k — номер отсчета сигнала. Для расчета спектра используются быстрые алгоритмы, учитывающие периодичность комплексной экспоненты в приведенной выше формуле. В отличие от ДПФ объем выборки N при использовании БПФ должен быть равен степени двойки.

При БПФ для уменьшения влияния разрывов на концах интервала T также используются оконные функции. В диалоговом окне можно указать шесть часто используемых на практике оконных функций, указанных выше. Для используемой оконной функции рассчитывается коэффициент ослабления β , равный

$$\beta = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w(k),$$

где $w(k)$ — отсчеты оконной функции, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. После БПФ каждый спектральный отсчет делится на β . Например, для окна Кайзера при параметре A , равным 3, коэффициент β равен 0,68417.

Спектральный анализ производится после завершения расчета переходного процесса. Разрешение по частоте и временной интервал анализа связаны при использовании БПФ соотношением $F = 1/T$.

При использовании в программах моделирования БПФ возникает необходимость проведения интерполяции входных данных, так как расчет переходного процесса проводится с переменным шагом, а для БПФ требуется равномерная дискретизация с шагом, равным периоду дискретизации T_d . По умолчанию интерполяция проводится полиномом 1 степени. Если степень интерполирующего полинома $P > 1$ и число дополнительных точек $M > 0$, то в графических окнах между каждой парой точек исходного графика добавляются M точек интерполирующего полинома. Будьте внимательны, при $M > 0$ не рекомендуется использование столбчатого графика, так как к спектру добавляются дополнительные интерполяционные компоненты, отсутствующие в анализируемом сигнале. Степень интерполирующего полинома выбираем из

диапазона 1...8 (по умолчанию 1), а число точек M — от 0 до 10 (по умолчанию 0).

Результаты расчетов представляются на графиках как физический односторонний спектр с использованием только положительных частот. Амплитуды спектральных составляющих на графике определяются соотношениями: $A_n = C_n$, если $n = 0$, $n = N/2$ и $A_n = 2C_n$, если $0 < n < N/2$.

3.3.8. Расчет аналитического сигнала

Аналитический сигнал (АС) используется для однозначного определения амплитуды и фазы модулированного сигнала. Для получения АС к исходному сигналу $u(t)$ применяется преобразование Гильберта

$$u_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(\tau)}{t - \tau} d\tau.$$

Здесь $u_r(t)$ — сигнал, сопряженный по отношению к исходному колебанию $u(t)$. Аналитический сигнал определяем в виде комплексной функции

$$\dot{z}(t) = u(t) + ju_r(t).$$

Огибающая $U_A(t)$ модулированного сигнала однозначно определяется как модуль $\dot{z}(t)$

$$U_A(t) = \sqrt{u^2(t) + u_r^2(t)},$$

а полная фаза — как аргумент комплексного сигнала

$$\Phi_A(t) = \arg\{z(t)\}.$$

После расчета полной фазы задаем частоту ω_0 несущего колебания. Как правило, частота ω_0 выбирается равной центральной частоте в спектре модулированного сигнала. Зная частоту ω_0 и полную фазу, получим переменную начальную фазу сигнала

$$\varphi_A(t) = \Phi_A(t) - \omega_0 t - \varphi_0.$$

Здесь φ_0 — постоянная начальная фаза модулированного сигнала.

Если для модулированного сигнала $u(t)$ определено преобразование Фурье $u(j\omega)$, то для сопряженного сигнала получим

$$u_r(j\omega) = -j \operatorname{sign}(\omega) u(j\omega),$$

где $\operatorname{sign}(\omega)$ — функция знака, равная +1, если частота ω больше нуля, равная 0, если частота равна 0, и равная -1, если частота ω меньше нуля. Преобразование Фурье для аналитического сигнала находим как сумму $z(j\omega) = u(j\omega) + ju_r(j\omega)$. Используя выше записанную формулу для $u_r(j\omega)$, получим

$$\begin{aligned} z(j\omega) &= 2u(j\omega), \quad \omega > 0, \\ z(j\omega) &= u(j\omega), \quad \omega = 0, \\ z(j\omega) &= 0, \quad \omega < 0. \end{aligned}$$

Эти выражения можно использовать для получения дискретного аналитического сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье. Для этого вначале, с помощью БПФ, рассчитываем спектр исходного дискретного сигнала. Затем приравниваем нулю спектральные компоненты в области отрицательных частот (при использовании БПФ отрицательным частотам соответствуют нормированные частоты от $N/2+1$ до $N-1$). Амплитуды гармоник с частотами от 1 до $N/2$ увеличиваем в два раза. Применяя обратное БПФ (ОБПФ), находим комплексный дискретный сигнал, соответствующий аналитическому сигналу, а затем амплитуду и фазу модулированного сигнала.

При проведении расчетов АС с использованием БПФ имеется возможность оценки погрешности, вносимой преобразованием Гильберта. Среднюю квадратическую погрешность при условии нормального распределения ошибок находим по формуле

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} (u(k) - u'(k))^2}.$$

Здесь $u(k)$ — отсчеты исходного сигнала, $u'(k)$ — отсчеты вещественной составляющей АС, полученной после определения спектра АС и применения ОБПФ. Эта погрешность выводится в окне подпрограммы uXSpice для каждого анализируемого сигнала.

3.3.9. Расчет комплексного модулированного сигнала

При схемотехническом моделировании радиочастотных устройств параметры несущего колебания и модулирующих сигналов, а также характеристики модуляторов и демодуляторов, как правило, заданы. В этом случае удобно использовать комплексный модулированный сигнал (КМС) [12]. В этом случае только при исследовании выходных сигналов автогенераторов или при анализе внешних (например, заданных в виде файлов) сигналов нужно использовать аналитический сигнал.

Комплексный модулированный сигнал $\dot{u}_K(t)$ описывается следующим выражением

$$\dot{u}_K(t) = \dot{U}_K(t) e^{j\omega_0 t},$$

где $\dot{U}_K(t) = U_K(t) e^{j\varphi_K(t)}$ — комплексная огибающая, $U_K(t)$ — огибающая, $\varphi_K(t) = \varphi(t) + \varphi_0$ — начальная фаза КМС, $\varphi(t)$ — переменная начальная фаза, φ_0 — постоянная начальная фаза (начальная фаза несущей), ω_0 — частота несущей. На ширину спектра комплексной огибающей КМС не накладывается

ограничений, возникающих при использовании аналитического сигнала. В двустороннем спектре комплексной огибающей могут содержаться составляющие, частоты которых выше частоты несущей. Комплексная огибающая источников сигналов однозначно описывается характеристиками амплитудных, фазовых, частотных и т. п. модуляторов.

Для использования КМС в программах схемотехнического моделирования запишем его в виде

$$\dot{u}_K(t) = u_R(t) + ju_I(t),$$

где $u_R(t)$ и $u_I(t)$ — вещественная и мнимая составляющие КМС. В свою очередь комплексную огибающую КМС представим в виде суммы синфазной (СМ) и квадратурной (КМ) составляющих

$$\dot{U}_K(t) = a(t) + jb(t).$$

Тогда вещественный $u_R(t)$ и мнимый $u_I(t)$ модулированные сигналы можно записать в виде

$$\begin{aligned} u_R(t) &= a(t)\cos(\omega_0 t) - b(t)\sin(\omega_0 t), \\ u_I(t) &= a(t)\sin(\omega_0 t) + b(t)\cos(\omega_0 t). \end{aligned}$$

Эти формулы используются в программе uSpice для получения модулированных сигналов со сложными видами модуляции.

Для решения обратной задачи — выделения комплексной огибающей, достаточно КМС умножить на экспоненту с отрицательным мнимым показателем

$$\dot{u}_K(t) \cdot e^{-j\omega_0 t} = [\dot{U}_K(t)e^{j\omega_0 t}]e^{-j\omega_0 t} = \dot{U}_K(t).$$

Отметим, что такое детектирование в общем случае дает комплексную огибающую, отличающуюся от комплексной огибающей аналитического сигнала.

В программе схемотехнического моделирования комплексное умножение в вышеприведенном выражении заменяем на операции с вещественными и мнимыми частями. Для вещественной $a(t)$ и мнимой $b(t)$ составляющих комплексной огибающей получим следующие формулы

$$\begin{aligned} a(t) &= u_R(t)\cos(\omega_0 t) + u_I(t)\sin(\omega_0 t), \\ b(t) &= u_I(t)\cos(\omega_0 t) - u_R(t)\sin(\omega_0 t). \end{aligned}$$

Эти формулы в программе uSpice используются для построения детекторов КМС. Таким образом, при детектировании КМС требуется в общем случае использовать как вещественную, так и мнимую составляющие КМС. При этом можно выделить высокочастотную модуляцию при относительно низкой

частоте несущей, т.е. реализовать одно из важных преимуществ представления сигналов в виде КМС.

3.3.10. Расчет цифровых фильтров в аналоговой области

Цифровые фильтры (ЦФ), как и аналоговые цепи, имеют непрерывные характеристики в частотной области. Поэтому, несмотря на дискретный характер работы цифровых фильтров, их анализ можно проводить с использованием специальных аналоговых элементов.

В программах схемотехнического моделирования OrCad, PSpice, Micro-Cap и др. такое моделирование ЦФ основано на использовании преобразования Лапласа и соотношения, связывающем комплексную переменную z -преобразования и s -область преобразования Лапласа: $z = e^{+s \cdot Td}$, где Td — период дискретизации. Недостаток такого способа — необходимость вычисления обратного преобразования Лапласа и появление в связи с этим нарушений причинности [12].

В программе uSpice используется кодовая модель элемента, осуществляющего непосредственную задержку во времени при расчете переходного процесса и расчет соответствующего фазового сдвига в частотной области. Это позволяет исключить недостатки, возникающие при использовании преобразования Лапласа.

Для моделирования ЦФ с помощью аналоговых элементов создана библиотека «ЦОС-аналоговые элементы», включающая семь элементов: Delay, Multiplier, Summer-2 input, Summer-3 input, Summer-4 input, Summer-5 input, Цифровой фильтр-Polynomial. С использованием этих элементов можно моделировать работу сложных цифровых фильтров.

Для анализа частотных характеристик и переходных процессов в сложных полиномиальных цифровых фильтрах разработан линейный блок `z_xfer`. Коэффициент передачи линейного блока в z -области задается в виде

$$K(z) = gain \frac{k_m z^{-m} + \dots + k_2 z^{-2} + k_1 z^{-1} + k_0}{d_n z^{-n} + d_{n-1} z^{-(n-1)} + \dots + d_2 z^{-2} + d_1 z^{-1} + d_0},$$

где $gain$ — постоянная, k_i — коэффициенты полинома в числителе, $i = 0, 1, \dots, m$, d_p — коэффициенты полинома в знаменателе, $p = 0, 1, \dots, n$. Коэффициент d_0 в формуле не должен быть равен нулю. Комплексная переменная z и частота входного сигнала ω связаны соотношением

$$z = e^{j\omega}.$$

Здесь $\omega = 2\pi f / f_d$, f_d — частота дискретизации в герцах. Блок `z_xfer` включен как элемент «Цифровой фильтр-Polynomial» в состав библиотеки «ЦОС-аналоговые элементы».

3.3.11. Расчет цифровых фильтров в области, управляемой событиями

Для моделирования устройств цифровой обработки сигналов в подпрограмме uXSpice, как и в других XSpice-программах, кроме аналоговых и цифровых узлов предусмотрены специальный узел Real, а также интерфейсы digital-real и real-analog, блоки real_delay и real_gain.

Интерфейс analog-real, отсутствующий в программе XSpice, был создан для uXSpice в области управляемой событиями как кодовая модель пользователя. Новый элемент analog-real включен в состав .dll файла, который автоматически подключается после старта подпрограммы uXSpice.

С использованием элемента analog-real для моделирования ЦФ в области, управляемой событиями, создана библиотека «ЦОС-цифровые элементы». Библиотека включает четыре элемента: Converter Analog-Real, Converter Real-Analog, Real-delay и Real-multiplier. Отметим, что создавать элемент «Сумматор» для построения ЦФ в данном случае нет необходимости, так его роль играют узлы Real схемы.

С помощью программы uSpice в области, управляемой событиями, можно анализировать сложные цифровые фильтры. Недостаток анализа в области событий — невозможность использования режима АС и анализа частотных характеристик цифровых фильтров в широком диапазоне частот. В этом случае частотные характеристики цифровых фильтров можно рассчитать при использовании библиотеки аналоговых элементов ЦФ.

4. Задания на моделирование электронных приборов и цифровых устройств

4.1. Параметры и характеристики полупроводниковых диодов

1. Для исследования вольт-амперных характеристик (ВАХ) полупроводникового диода используется схема со стабилитроном, показанная на рис. 1. Для проведения исследования выбираем диод типа “Diode - BV”, для которого задаем *напряжение лавинного пробоя* $BV = 2 + H/2$, где H — номер варианта (номер по журналу группы). Например, на рис. 1 у диода D1 указано напряжение пробоя $BV = 5$ В.

В схеме на рис. 1 имеется контрольный резистор R1 с малым сопротивлением, равным 1 Ом. Такой резистор практически не оказывает влияния на работу диода. Напряжение на контрольном резисторе изменяется пропорционально протекающему через диод току и численно равно величине этого тока.

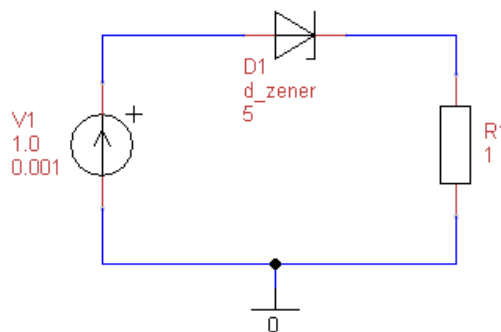


Рис. 1. Схема для исследования ВАХ и динамических параметров полупроводникового диода

При прямом включении диода прямое напряжение $V1$ изменяем от 0 до 1 вольта с шагом 0,01 В. При обратном смещении напряжение $V1$ изменяем от $-(BV + 1)$ В до 0 В с шагом 0,01 В.

Схему, показанную на рис. 1 можно использовать для расчета динамического (дифференциального) сопротивления диода. Используемый в этой схеме источник может вырабатывать как постоянное, так и переменное напряжения. Например, на рис. 1 источник создает большое постоянное напряжение 1,0 В и гармоническое напряжение с малой амплитудой, равной 1 мВ для режима АС.

Используя режим АС, можно рассчитать переменный ток, протекающий через диод и определить динамическое сопротивление диода, т. к. в режиме АС нелинейный диод автоматически замещается линейной моделью,

Задания на моделирование

параметры которой рассчитываются для выбранной рабочей точки на постоянном токе.

2. Используя режим DC и изменяя напряжение источника V1 в диапазоне от 0 до 1 вольт, получить вольт-амперную характеристику исследуемого диода в случае прямого включения. Примерный вид ВАХ приведен на рис. 2. Выбрать самостоятельно рабочую точку диода при напряжениях на диоде от 0,5 до 0,9 вольт. Например, на рис. 2 рабочая точка A выбрана при напряжении $U_A = 850$ мВ и при прямом токе, равном примерно $I_A = 27$ мА.

Рассчитать по формулам статическое и динамическое сопротивление диода в рабочей точке при подаче прямого напряжения. Например, для диода, ВАХ которого приведена на рис. 2, статическое сопротивление равно $R_{СТ} = U_A / I_A \approx 31,5$ Ом, а динамическое сопротивление равно $R_D \approx \Delta u / \Delta i \approx 14,3$ Ом.

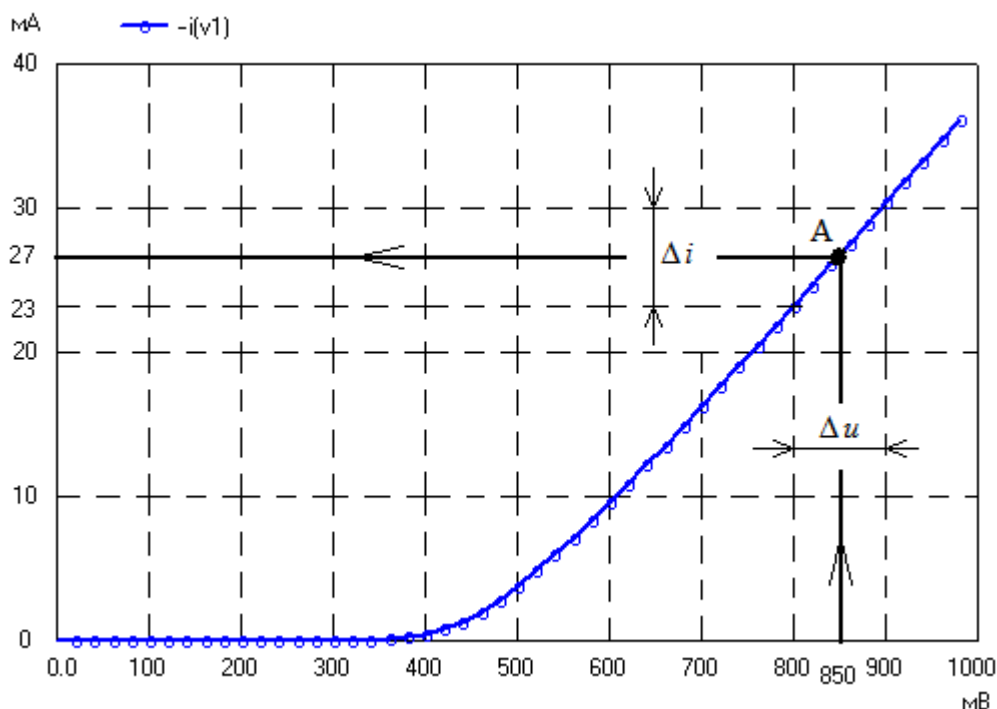


Рис. 2. Пример ВАХ полупроводникового диода

3. Изменяя напряжение источника V1 в диапазоне от $-(BV + 1)$ В до 0 В с шагом 0,01 В, получить ВАХ исследуемого диода при обратном смещении. Сравнить заданное напряжение пробоя BV и напряжение пробоя, полученное при моделировании. Отличие этих напряжений не должно превышать 0,5 В.

Изменяя напряжение источника V1 в диапазоне от $-(BV - 0.5)$ В до 0 В с шагом 0,01 В, получить ВАХ исследуемого диода без пробоя. Найти обратный ток при обратном напряжении, равном $-(BV - 0.5)$ В, и рассчитать для рассматриваемого случая статическое сопротивление диода. Сравнить статические сопротивления при прямом и обратном напряжениях и проверить свойство односторонней проводимости диода.

4*. Установить в схеме, изображенной на рис. 1, постоянное напряжение $V1$, равным выбранному выше прямому смещению U_A . Например, постоянное напряжение источника на рис. 1 установлено равным 850 мВ. Тем самым в схеме будет задана рабочая точка, аналогичная рабочей точке, показанной на рис. 2.

Установить амплитуду переменного напряжения источника $V1$, равной 1 мВ. В режиме АС на частотах 1...5 кГц определить с помощью uSpice амплитуду переменного тока через диод и его динамическое сопротивление. При этом учесть, что переменный ток через диод и переменный ток через источник $V1$ одинаковы. Частота переменного сигнала выбрана относительно низкой для того, чтобы пренебречь током через емкость диода. Сравнить результаты компьютерных расчетов и расчетов по формулам, проведенных выше.

5*. В схеме на рис. 1 вместо источника $V1$ включить Sine source — источник гармонического сигнала с амплитудой 1 вольт и частотой 1...5 кГц. В режиме Tran, рассчитать форму напряжения на контрольном резисторе $R1$. Объяснить эффект выпрямления тока, получаемый с помощью диода. Подключить параллельно резистору $R1$ конденсатор с большой емкостью и получить на выходе практически постоянное выпрямленное напряжение.

6*. Изменяя сопротивление контрольного резистора $R1$ в схеме рис. 1, исследовать его влияние на ВАХ диода. При каком сопротивлении контрольного резистора необходимо учитывать его влияние на ВАХ диода? С какой целью на практике последовательно с диодом включаются добавочные резисторы?

7*. Найти емкость диода при подаче обратного напряжения, не превышающего напряжение пробоя. Для измерения емкости частота входного сигнала должна быть установлена такой большой, чтобы емкостное сопротивление диода было много меньше активного сопротивления диода.

4.2. Параметры и характеристики биполярных транзисторов

1. Для исследования параметров и характеристик биполярного $n-p-n$ -транзистора используем схему включения с общим эмиттером (ОЭ), приведенную на рис. 1. Выходные вольт-амперные характеристики (ВАХ) транзистора получим при изменении постоянного тока базы, величину которого задаем с помощью источника тока $I1$.

Напряжение на базе равно напряжению в узле $m1$ (рис. 1). Напряжение на коллекторе задается с помощью источника постоянного напряжения $V1$. Ток базы изменяем в пределах 0...250 мкА, а напряжение на коллекторе — от 0 до 10 вольт.

Задания на моделирование

Статический коэффициент передачи тока базы транзистора равен $\beta_{СТ} = (3 + \Gamma) * H$, где Γ — номер группы, H — номер варианта. Например, в схеме на рис. 1 используется транзистор, у которого $\beta_{СТ} = 25$. Исследование выходных ВАХ, в основном, проводим в активном режиме работы транзистора.

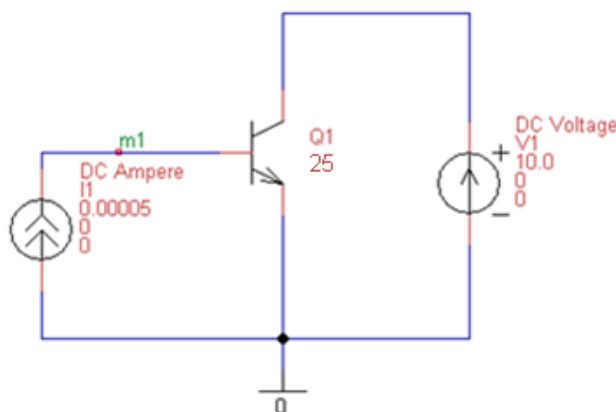


Рис. 1. Схема для исследования выходных ВАХ
биполярного транзистора

Используя заданный выше статический коэффициент передачи тока базы, нарисовать выходные ВАХ транзистора. При этом напряжение на коллекторе изменяем от 0 до 10 В, а ток базы — от 0 до 250 мкА с шагом 50 мкА. Напряжение насыщения на коллекторе выбрать равным примерно 0,5 вольтам.

2. Собрать электрическую схему, изображенную на рис. 1, в окне схем программы uSpice. Изменяя напряжение на коллекторе от 0 до 10 В с малым шагом 0,01 В и варьируя ток базы от 0 до 250 мкА с шагом 50 мкА, получить выходные вольт-амперные характеристики моделируемого транзистора.

Используя полученные ВАХ, определить статический коэффициент передачи тока базы $\beta_{СТ.М}$ моделируемого транзистора в рабочей точке при токе базы, равном 100 мкА, и при напряжении на коллекторе, равном 5 вольт. Сравнить статический коэффициент передачи тока базы $\beta_{СТ.М}$ моделируемого транзистора с заданным статическим коэффициентом передачи тока базы $\beta_{СТ}$.

3. Для исследования входных ВАХ транзистора в схеме с общим эмиттером собрать схему, показанную на рис. 2. Напряжение на базе задается с помощью источника напряжения V2. Напряжение этого источника изменяется от 0 до 0,75 В с шагом 0,01 В. Напряжение на коллекторе задается с помощью источника постоянного напряжения V1. Напряжение этого источника равно 10 вольт и не изменяется.

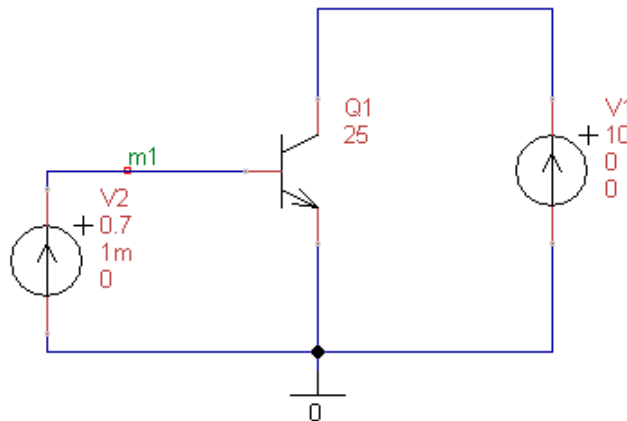


Рис. 2. Схема для исследования входных ВАХ, статических и динамических входных сопротивлений биполярного транзистора

Используя режим DC и изменяя напряжение источника V2 от 0 до 0,75 В с шагом 0,01 В, получить входную ВАХ исследуемого транзистора. Примерный вид входной ВАХ приведен на рис. 3.

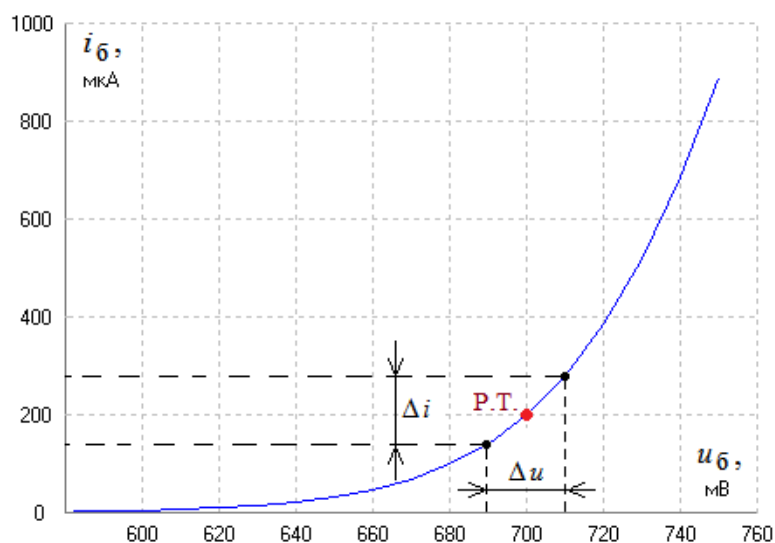


Рис. 3. Входная ВАХ биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером

Выбрать рабочую точку на входной ВАХ при напряжении на базе, равном 0,7 В. Такая рабочая точка (Р.Т.) показана на рис. 3.

Рассчитать по формулам статическое и динамическое входные сопротивления транзистора в схеме ОЭ в выбранной рабочей точке. Для ВАХ и рабочей точке, показанных на рис. 3, входное статическое сопротивление транзистора равно $R_{СТ} = 0,7/0,2e-3 \approx 3,5$ кОм, а динамическое сопротивление равно $R_{д} \approx \Delta u/\Delta i \approx 20e-3/140e-6 \approx 143$ Ом. Обратите внимание на то, что динамическое сопротивление существенно меньше статического сопротивления.

4*. Схему, показанную на рис. 2, можно использовать для машинного расчета динамического входного сопротивления транзистора. Используемый в этой схеме источник может вырабатывать как постоянное напряжение, так и переменное напряжение. Например, на рис. 2 источник создает большое постоянное напряжение 0,7 вольт и гармоническое напряжение с малой амплитудой, равной $U_m = 1$ мВ. Гармоническое напряжение используем для исследования динамических параметров схемы в режиме АС. Как известно, при малом входном переменном напряжении характеристики транзистора на переменном токе линеаризуются.

Рассчитать с помощью программы uSpice в режиме АС входной переменный ток I_m на низкой частоте 1 кГц и рассчитать входное динамическое сопротивление моделируемого транзистора $R_{д.м} \approx U_m/I_m$. Сравнить входное динамическое сопротивление $R_{д.м}$ моделируемого транзистора с рассчитанным выше входным динамическим сопротивлением $R_{д.}$

5*. Включить в схему на рис. 1 вместо биполярного транзистора полевой транзистор с управляющим p - n -переходом типа n-Channel JFET. Входное напряжение отсечки этого транзистора, при котором ток стока становится равным нулю, установить равным $V_{TO} = -0,5 \cdot H$, где H — номер варианта.

Для получения выходных ВАХ этого транзистора во входной цепи вместо источника тока требуется включить источник постоянного напряжения, плюс которого нужно подключить к затвору транзистора. При этом будет реализовано управление током стока полевого транзистора с помощью электрического поля.

Изменяя напряжение на стоке от 0 до 10 В с шагом 0,01 В и варьируя напряжение на затворе от V_{TO} до 0 В с шагом $|V_{TO}|/5$, получить выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора.

6*. В активном режиме работы полевого транзистора с управляющим p - n -переходом на его затвор подается запирающее напряжение. Поэтому входная проводимость полевого транзистора на постоянном токе пренебрежимо мала. Однако при подаче на вход транзистора переменного сигнала может возникать увеличенный переменный входной ток, обусловленный входной емкостью полевого транзистора.

Устанавливая амплитуду переменного напряжения на затворе транзистора равной 1 мВ (аналогично исследованию в п. 4*), определить на частоте 1 МГц амплитуду входного тока и рассчитать входную емкость полевого транзистора с управляющим p - n -переходом.

Исследование провести при постоянном запирающем напряжении смещения, равным $-0,25$ вольт. Напряжение отсечки транзистора установить равным V_{TO} в соответствии с п. 5*. Постоянное напряжение на стоке транзистора

должно быть равно 5 В. Расчет входного тока проводим в режиме АС, задавая частоту входного сигнала в диапазоне от 0,5 МГц до 1,5 МГц и устанавливая линейный масштаб по оси частот.

4.3. Параметры и характеристики полевых транзисторов

1. Исследование параметров и характеристик полевых транзисторов проводим для широко используемой на практике схемы включения транзистора с общим истоком (ОИ) (рис. 1). При расчете выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) постоянное напряжение на затворе задаем с помощью источника напряжения V1. Напряжение на стоке транзистора равно напряжению на источнике V2.

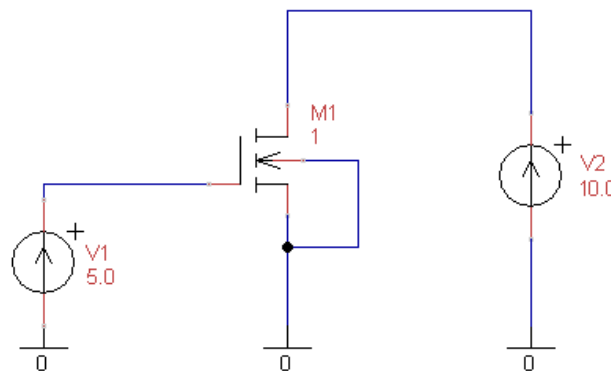


Рис. 1. Схема для исследования выходных ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом

В исследуемой схеме используем полевой транзистор с изолированным затвором (МДП-транзистор) с индуцированным n -каналом типа NMOS - VTO. Параметр транзистора — *напряжение отсечки* VTO тока стока транзистора, устанавливаем равным $VTO = 0,1 * H$, где H — номер варианта.

Например, в схеме на рис. 1 используется полевой транзистор M1, у которого напряжение отсечки VTO равно 1 В. При входном напряжении на затворе, равном VTO, ток стока транзистора практически равен нулю.

На практике кроме напряжения отсечки VTO используется *пороговое напряжение* $u_{пор}$ открывания транзистора. Для маломощных транзисторов это напряжение примерно на 0,5 вольта больше напряжения отсечки, а именно $u_{пор} = VTO + 0,5$. Т. е. при росте напряжения на затворе открывание транзистора происходит не сразу при достижении напряжения VTO, а только тогда, когда входное напряжение в вольтах будет примерно равно $u_{пор} = VTO + 0,5$.

Используя заданный выше параметр — напряжение отсечки VTO, нарисовать выходные ВАХ транзистора. При этом напряжение на стоке изменяем

от 0 до 15 В, а напряжение на затворе — от 0 до 5 В с шагом 1 В. Напряжение насыщения для простоты выбрать постоянным и равным примерно 1 вольт.

Для определения тока стока *передаточную вольт-амперную характеристику* транзистора при входном напряжении на затворе, превышающем пороговое напряжение, аппроксимируем полиномом второй степени:

$$i_c = \begin{cases} 0, & u_3 < V_{TO}; \\ a(u_3 - V_{TO})^2, & u_3 \geq V_{TO}, \end{cases} \quad (1)$$

где i_c — ток стока, u_3 — входное напряжение на затворе транзистора, $a = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ А/В}^2$ — коэффициент. Например, для транзистора M1 на рис. 1, у которого $V_{TO} = 1 \text{ В}$, при напряжении на затворе 5 В получим ток стока 8 мА. Отметим, что формула (1) используется при условии, что напряжение на стоке транзистора больше напряжения насыщения.

2. Собрать электрическую схему, изображенную на рис. 1, в окне схемы программы uSpice. В режиме DC, изменяя напряжение на стоке от 0 до 15 В с малым шагом, равным 0,01 В, и варьируя напряжение на затворе от 0 до 5 В с шагом 0,5 В, получить выходные вольт-амперные характеристики моделируемого транзистора.

Используя полученные ВАХ, определить пороговое напряжение $u_{\text{пор}}$ и рассчитать для моделируемого транзистора напряжение отсечки по формуле $V_{TO_{\text{мод}}} = u_{\text{пор}} - 0,5$. Сравнить напряжение отсечки $V_{TO_{\text{мод}}}$ моделируемого транзистора с заданным напряжением отсечки V_{TO} .

3. Динамической *крутизной транзистора* S называется отношение малого приращения тока стока к вызвавшему его малому изменению напряжения на затворе. Дифференцируя (1), при $u_3 \geq V_{TO}$ получим

$$S = \frac{di_c}{du_3} = 2a(u_3 - V_{TO}). \quad (2)$$

Рассчитайте по формуле (2) крутизну S исследуемого транзистора при напряжении на затворе, равном 5 В.

Получите передаточную вольт-амперную характеристику $i_c(u_3)$ полевого транзистора в режиме DC. Для этого изменяйте напряжение на затворе от 0 до 5 В с малым шагом, равным 0,01 В, а напряжение на стоке задайте фиксированным и равным 10 вольтам. По полученной ВАХ при напряжении на затворе, примерно равном 5 В, найти крутизну S_m моделируемого транзистора. Сравните крутизну S , рассчитанную по формуле (2), и крутизну S_m , полученную при моделировании полевого транзистора.

4*. Динамическим *сопротивлением между стоком и истоком* $R_{\text{си}}$ транзистора называется отношение малого приращения напряжения на стоке к появляющемуся малому изменению тока стока транзистора. В соответствии с п. 2

получите выходные вольт-амперные характеристики моделируемого транзистора. При входном напряжении, равном 5 В, определите на линейном участке ВАХ вблизи напряжения на стоке, равном 10 В, сопротивление $R_{си}$ между стоком и истоком транзистора.

Схему, показанную на рис. 1, можно использовать для машинного расчета динамического сопротивления между стоком и истоком $R_{си}$ транзистора на переменном токе. Используемый в этой схеме источник V2 может вырабатывать как постоянное напряжение, так и переменное напряжение. Установите для источника V2 кроме исходного большого постоянного напряжения, равного 10 В, дополнительно, амплитуду, равную $U_m = 1$ мВ, для гармонического напряжения. Как известно, при малых переменных напряжениях характеристики транзистора на переменном токе линеаризируются.

Определите с помощью программы uSpice в режиме АС амплитуду выходного переменного тока I_m на низкой частоте 1 кГц и рассчитайте выходное динамическое сопротивление моделируемого транзистора $R_{си.м} = U_m/I_m$.

Исследование провести при постоянном напряжении на затворе, равном 5 В, и при постоянном напряжении на стоке транзистора, равном 10 В. Расчет амплитуды тока I_m проводим в режиме АС, задавая частоту входного сигнала в диапазоне от 1 кГц до 4 кГц и устанавливая линейный масштаб по оси частот.

Сравните входное динамическое сопротивление $R_{си.м}$ моделируемого транзистора с рассчитанным выше выходным динамическим сопротивлением $R_{си}$.

5*. Особенность конструкции полевого транзистора, — его металлический затвор отделяется от полупроводникового канала высококачественным диэлектриком. Поэтому на постоянном токе входная проводимость полевого транзистора пренебрежимо мала. Однако при подаче на вход транзистора переменного напряжения с высокой частотой возникает переменный входной ток, обусловленный емкостью затвор-исток $C_{зи}$ полевого транзистора.

Устанавливая амплитуду переменного напряжения на затворе транзистора равной $U_{вх} = 100$ мВ, определить на частоте $F_{вх} = 1$ МГц амплитуду входного тока $I_{вх}$ и рассчитать входную емкость $C_{зи}$ полевого транзистора.

Как известно, амплитуда тока через емкость $C_{зи}$, рассчитывается по формуле

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{1/\omega_{вх} C_{зи}},$$

где $\omega_{вх}$ — частота входного сигнала в радианах на секунду, равная $2\pi F_{вх}$, $F_{вх}$ — частота входного сигнала в герцах. Следовательно, емкость $C_{зи}$ полевого транзистора определяется выражением

$$C_{\text{зи}} = \frac{I_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} 2\pi F_{\text{вх}}}.$$

Исследование провести при постоянном напряжении на затворе, равном 5 В. Постоянное напряжение на стоке транзистора должно быть равно 10 В. Расчет входного тока проводим в режиме АС, задавая частоту входного сигнала в диапазоне от 0,5 МГц до 1,5 МГц и устанавливая линейный масштаб по оси частот.

4.4. Электронные ключи на транзисторах

1. Исследуем электронный ключ на полевом транзисторе (рис. 1). В схеме ключа используем полевой транзистор типа NMOS - VTO- Γ , где $\Gamma = 1, 2, \dots, 5$ — номер группы. *Напряжение отсечки* VTO тока стока транзистора устанавливаем равным $VTO = 0,1 * H$, где H — номер варианта. Транзистор имеет изолированный затвор и индуцированный канал n -типа (рис. 1).

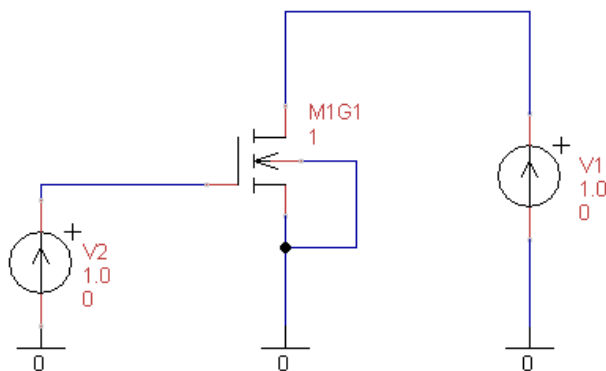


Рис. 1. Схема для исследования выходных ВАХ полевого транзистора

Схема, показанная на рис. 1, используется для получения выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) полевого транзистора. Напряжение на стоке задается с помощью источника постоянного напряжения V1. Постоянное напряжение на затворе задаем с помощью источника напряжения V2. В схеме на рис. 1 показан полевой транзистор, у которого напряжение отсечки VTO равно 1 В.

Собрать электрическую схему, изображенную на рис. 1, в окне схем программы uSpice. В режиме DC, изменяя напряжение на стоке от 0 до 5 В с малым шагом, равным примерно 0,01 В, и варьируя напряжение на затворе от 0 до 5 В с шагом 0,5 В, получить выходные вольт-амперные характеристики моделируемого транзистора. Заметим, что при увеличении напряжения на затворе открывание транзистора происходит не сразу после достижения напряжения VTO, а при появлении *порогового напряжения* $u_{\text{пор}}$, равного в вольтах $u_{\text{пор}} = 0,5 + VTO$.

Увеличить размер окна с выходными ВАХ и скопировать полученные ВАХ в окно графического редактора Paint. Нанести на выходные ВАХ *нагрузочную прямую* для сопротивления нагрузки, равном 5 кОм. Определить напряжения u_0 и u_1 , соответствующие логическому нулю и логической единице на выходе ключа, соответственно. Здесь и далее для простоты полагаем, что входное напряжение, соответствующее логическому нулю на входе, равно нулю, а входное напряжение, соответствующее логической единице на входе, равно 5 вольтам.

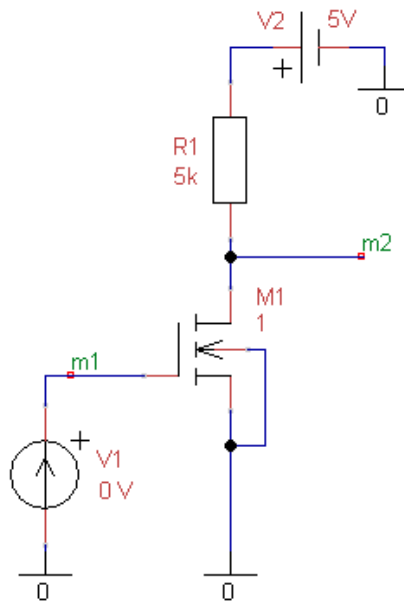


Рис. 2. Схема ключа для проверки напряжений, соответствующих логическому нулю и логической единице

2. Для проверки полученных выше напряжений u_0 и u_1 собрать электрическую схему, изображенную на рис. 2. Установить напряжение на входе ключа, равное 5 В, и в режиме ОР найти напряжение $m2_0$ на выходе, соответствующее логическому 0. Затем установить напряжение на входе ключа, равное 0 В, и в режиме ОР найти напряжение $m2_1$ на выходе, соответствующее логической 1.

Сравнить напряжения $m2_0$, $m2_1$ с напряжениями u_0 и u_1 , рассчитанными с использованием выходных ВАХ полевого транзистора и нагрузочной прямой.

3. Для получения переключательной характеристики электронного ключа на полевом транзисторе собрать схему, показанную на рис. 3. Напряжение на затворе транзистора задается с помощью источника напряжения V2. Напряжение этого источника изменяем от 0 до 5 В с малым шагом, равным примерно 0,01 В. С помощью источника постоянного напряжения V1 задается фиксированное напряжение на коллекторе. Напряжение источника V1 задаем равным 5 вольтам и не изменяем.

Задания на моделирование

Используя режим DC и изменяя напряжение входного источника V2 от нуля до 5 В с малым шагом, равным примерно 0,01 В, получить переключательную характеристику исследуемого ключа. По переключательной характеристике определить напряжения $u_{п0}$ и $u_{п1}$, соответствующие логическому нулю и логической единице на выходе ключа, соответственно.

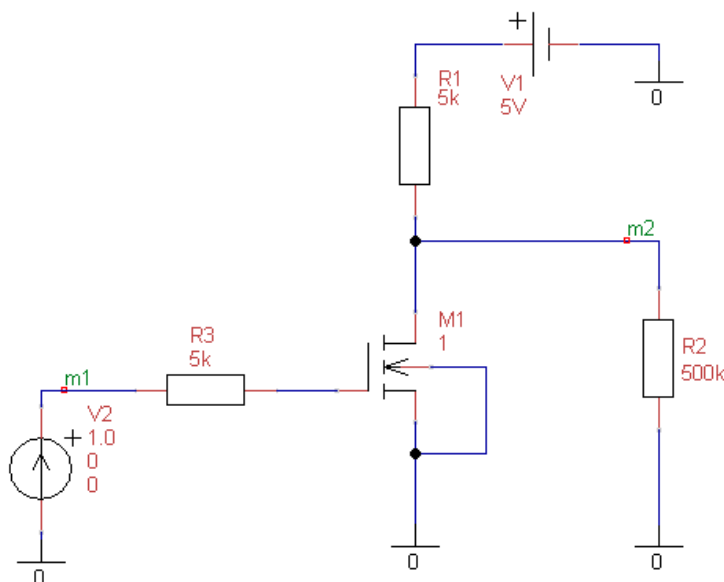


Рис. 3. Схема электронного ключа для получения переключательной характеристики

Сравнить напряжения $u_{п0}$ и $u_{п1}$, полученные с использованием переключательной характеристики, и напряжения u_0 и u_1 , полученные с использованием выходных ВАХ полевого транзистора при построении нагрузочной прямой.

4*. Исследовать влияние сопротивления нагрузки на напряжение u_1 , соответствующее логической единицы. Для этого подать на вход схемы, изображенной на рис. 3 входное напряжение, равное нулю, и используя режим ОР определить напряжения m2, равные u_1 , при разных сопротивлениях R_2 нагрузочного резистора R2, изменяющихся, например, следующим образом: 2,5 кОм, 5 кОм, 10 кОм, 20 кОм, 50 кОм, 500 кОм. Данные занести в таблицу. Построить график зависимости $u_1(R_2)$.

Полагая, что минимальное напряжение, соответствующее логической единицы, равно примерно 2,5 В, найти минимальное допустимое сопротивление нагрузки $R_{н.мин}$, при котором на выходе сохраняется логическая единица.

Используя формулу закона Ома, рассчитать с использованием калькулятора одно из напряжений u_1 , приведенное в полученной выше таблице. При расчете сопротивлением закрытого транзистора M1 в схеме рис. 3 можно пренебречь.

5*. Определить основные статические параметры ключа на биполярном транзисторе. Для этого установить в схеме электронного ключа на рис. 3 вместо полевого транзистора биполярный транзистор типа NPN - beta, с изменяемым коэффициентом передачи тока базы. Статический коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора установить равным $\beta_{СТ} = 5 \cdot H$. Здесь H — номер варианта.

Установить напряжение на входе ключа, равное 0 В, и в режиме ОР найти напряжение $m2_1$ на выходе, соответствующее логической 1. Установить напряжение на входе ключа, равное 5 В, и в режиме ОР найти напряжение $m2_0$ на выходе, соответствующее логическому 0.

Сравнить полученные напряжения $m2_0$ и $m2_1$ и напряжения u_0 и u_1 , рассчитанные ранее для ключа на полевом транзисторе при сопротивлении нагрузки, равном 500 кОм.

6*. Получить переключательную характеристику ключа на биполярном транзисторе. Для этого в схеме электронного ключа на рис. 3 устанавливаем биполярный транзистор типа NPN - beta. Статический коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора установить равным $\beta_{СТ} = 5 \cdot H$. Здесь H — номер варианта.

Используя режим ДС и изменяя напряжение входного источника $V2$ от нуля до 5 В с малым шагом, равным примерно 0,01 В, получить переключательную характеристику ключа на биполярном транзисторе. По переключательной характеристике определить напряжения $u_{к0}$ и $u_{к1}$, соответствующие логическому нулю и логической единице на выходе ключа, соответственно.

Сравнить напряжения $u_{к0}$ и $u_{к1}$, полученные с использованием переключательной характеристики, и напряжения $m2_0$ и $m2_1$, полученные с использованием режима ОР. Отметить преимущества и недостатки ключа на биполярном транзисторе по сравнению с ключом на полевом транзисторе.

4.5. Динамические параметры электронных ключей

1. Исследуем динамические параметры электронного ключа на полевом транзисторе. В схеме ключа на рис. 1 используем полевой транзистор из библиотеки «МДП-транзисторы» типа NMOS - VTO- Γ , где $\Gamma = 1, 2, \dots, 5$ — номер группы. Используемый транзистор имеет изолированный затвор и индуцированный канал n -типа.

Напряжение отсечки VTO тока стока транзистора устанавливаем равным $VTO = 0,1 \cdot H$, где H — номер варианта. Например, в схеме, приведенной на рис. 1, используется полевой транзистор M1, у которого напряжение отсечки VTO равно 1 В (номер варианта $H = 10$).

Задания на моделирование

Заметим, что в представленных ниже схемах открытие транзистора происходит при подачи увеличенного по сравнению с V_{TO} , так называемого, *порогового напряжения* открытия транзистора, равного в вольтах $u_{пор} = 0,5 + V_{TO}$.

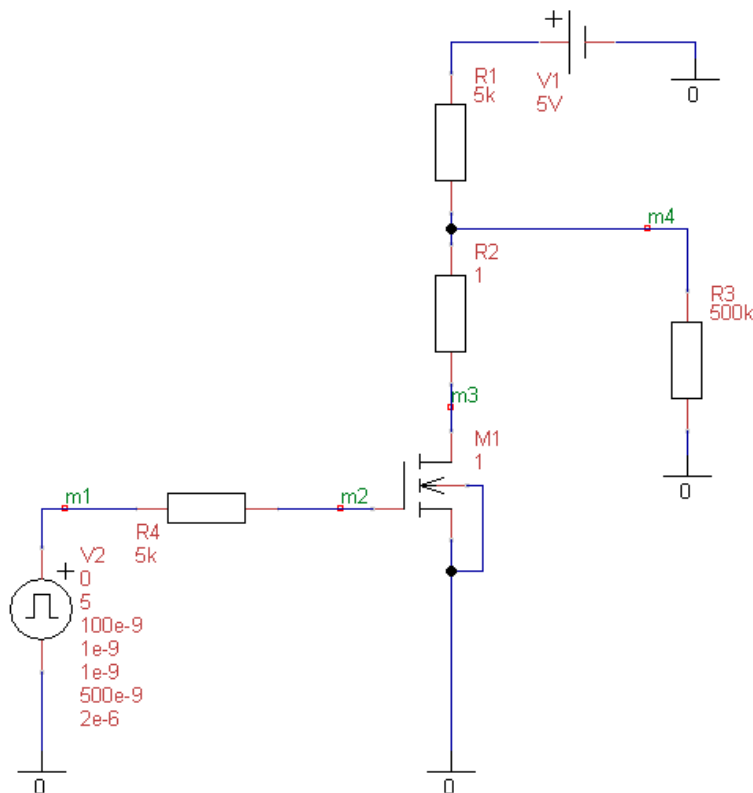


Рис. 1. Схема для исследования влияния входной емкости полевого транзистора на переходные процессы в ключе

В окне схем программы uSpice собрать электрическую схему ключа, изображенную на рис. 1. На входе ключа включить источник V2, генерирующий короткий прямоугольный импульс. Амплитуда импульса равна 5 В, длительность импульса равна 500 нс. Для удобства исследования начало импульса задерживаем на 100 нс. Для того чтобы наблюдать реакцию только на один импульс, устанавливаем увеличенный период повторения входных импульсов, равный 2 мкс.

Длительности переднего и заднего фронтов входного импульса оставляем равными 1нс по умолчанию. В этом случае на входе получим практически идеальный прямоугольный импульс, при воздействии которого удобно наблюдать изменение формы импульсов на выходе ключа.

Для измерения тока стока транзистора в схему ключа включен контрольный резистор R2 с малым сопротивлением, равным 1 Ом. Напряжение на этом резисторе численно равно току стока транзистора.

Сопrotивление внешней нагрузки R3 установлено большим, равным 500 кОм. Этот резистор имитирует большое входное сопротивление полевого транзистора следующего каскада и практически не влияет на переходные процессы в схеме.

2. Исследовать влияние входной емкости полевого транзистора на переходные процессы в электронном ключе (рис. 1). Используемый в схеме транзистор M1 типа NMOS-VTO-Г имеет относительно большую входную емкость, равную $C_{зи} = (10+5*Г)$ пФ, где Г — номер группы.

Используя режим Tran и устанавливая время анализа, равным примерно 1,5 мкс, получить зависимости напряжений m1, m2, m4 от времени. Для анализа формы тока стока рекомендуется в окне графиков одновременно ввести величину $1000*(m4-m3)$, где $(m4-m3)$ — падение напряжения на контрольном резисторе R2, численно равное току стока транзистора. Умножение на 1000 здесь используется для удобства наблюдения формы тока стока на графиках, совместно с напряжениями, которые рассчитываются в вольтах. В этом случае изменению напряжения на один вольт на таких графиках будет соответствовать изменение тока стока, равное 1 мА.

Определить по полученным графикам *задержку открывания* t_3 , *длительность переднего фронта* $t_{пф}$ и *задержку распространения* t_p для моделируемого ключа. Задержку открывания t_3 определяем, как время от начала входного импульса до момента появления положительного тока стока. Длительность переднего фронта $t_{пф}$ выходного импульса напряжения измеряем на графике по уровням 0,5 В и 4,5 В. Задержку распространения измеряем на графике выходного напряжения, как время от начала входного импульса до момента, когда спад выходного напряжения достигнет уровня, равного 2,5 В.

Сравнить полученные в результате моделирования динамические параметры с параметрами, рассчитанными по приведенным ниже формулам.

Задержку открывания рассчитываем по формуле

$$t_3^p = \tau_{вх} \ln \left(\frac{E_{п}}{E_{п} - u_{пор}} \right),$$

где $\tau_{вх} = R_{г}C_{зи}$ — постоянная времени входной цепи, $R_{г}$ — внутреннее сопротивление генератора, равное сопротивлению резистора R4, $C_{зи}$ — входная емкость между затвором и истоком транзистора, равная примерно $(10+5*Г)$ пФ, $E_{п}$ — напряжение питания, равное 5 В, $u_{пор}$ — пороговое напряжение, равное 0,5+VTO.

Длительность переднего фронта определяем по формуле

$$t_{пф}^p = \tau_{вх} \ln \left(\frac{E_{п} - u_{пор}}{E_{п} - u_{зи}} \right),$$

Задания на моделирование

где $u_{3н}$ — напряжение насыщения на затворе, при котором ток стока достигает насыщения и перестает расти (определяется по графику для тока стока).

Задержку распространения рассчитываем по формуле

$$t_{3р}^p = t_3^p + \frac{t_{пф}^p}{2}.$$

Указать возможные причины расхождения результатов, рассчитанных по формулам, и данных, полученных при моделировании.

3. Для исследования влияния выходной емкости полевого транзистора и емкости нагрузки на переходные процессы в электронном ключе собрать схему, показанную на рис. 2.

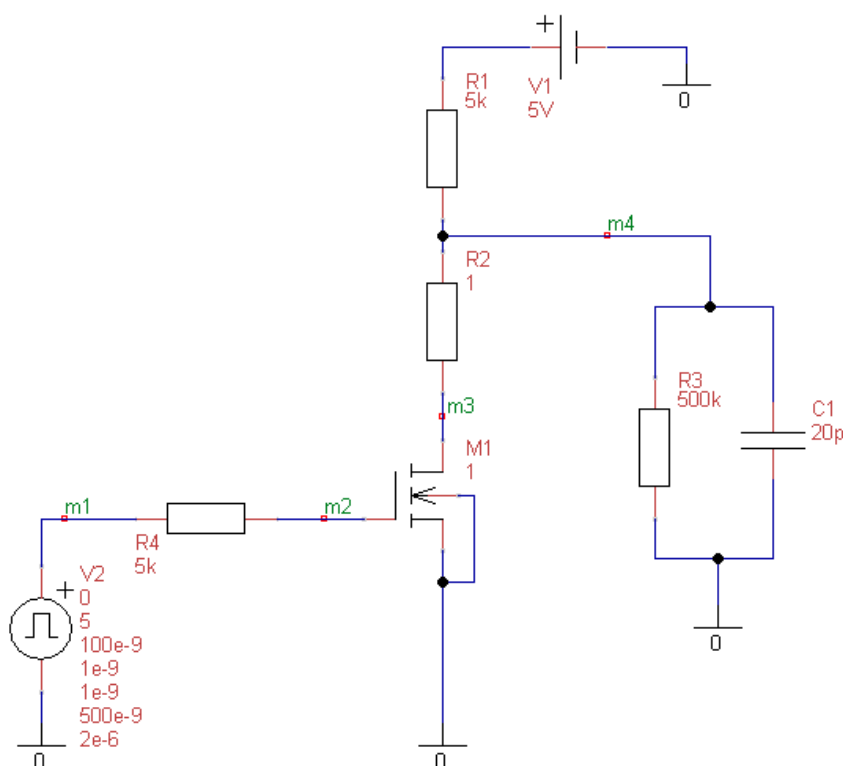


Рис. 2. Схема для исследования влияния выходной емкости полевого транзистора и емкости нагрузки на переходные процессы в ключе

Выходная емкость $C_{си}$ между стоком и истоком используемого полевого транзистора равна примерно 10 пФ. Емкость внешней нагрузки C_n выбрана равной входной емкости $C_{зи}$ полевого транзистора, — предполагается, что в качестве нагрузки на выходе ключа включен аналогичный ключ на полевом транзисторе. На рис. 2 показана емкость нагрузки, равная 20 пФ (вариант для 2-ой группы). На затвор транзистора воздействует короткий прямоугольный импульс, описанный в п. 2.

Используя режим Tran и устанавливая время анализа, равным примерно 1,5 мкс, получить зависимость напряжений m1, m2, m4 от времени. Для

анализа формы тока стока в окне графиков вводим величину $1000 \cdot (m4 - m3)$. Умножение на 1000 при использовании вертикальной оси в вольтах позволяет определить ток стока в миллиамперах.

Найти по полученным графикам *амплитуду всплеска* Δi_c в начале импульса тока стока. Этот всплеск обусловлен разрядом конденсатора C_n через открывающийся транзистор ключа.

Определить для моделируемого ключа *длительность заднего фронта* $t_{зф}$ выходного импульса напряжения по уровням 0,5 В и 4,5 В. Расчетная длительность заднего фронта определяется по формуле

$$t_{зф}^p = 2,2 \tau_{вых},$$

где $\tau_{вых} = R_c C_{вых}$ — постоянная времени выходной цепи, R_c — сопротивлению резистора R1, $C_{вых}$ — результирующая выходная емкость, равная сумме емкости между стоком и истоком и емкости нагрузки: $C_{вых} = C_{си} + C_n$. Сравнить полученную при моделировании длительность $t_{зф}$ с расчетной длительностью заднего фронта $t_{зф}^p$.

4. Для исследования влияния емкости между затвором и стоком полевого транзистора (проходной емкости) на переходные процессы в электронном ключе собрать схему, показанную на рис. 3. Здесь для наглядности исследования между затвором и стоком транзистора включен дополнительный внешний конденсатор, емкость которого равна 3 пФ. Собственная внутренняя емкость между стоком и затвором используемого полевого транзистора равна примерно $(1 + 0,5 \cdot \Gamma)$ пФ, где Γ — номер группы. Следовательно, результирующая проходная емкость будет равна $C_{зс} = (4 + 0,5 \cdot \Gamma)$ пФ.

Используя режим Tran и устанавливая время анализа, равным примерно 1,5 мкс, получить зависимость напряжений m1, m2, m4 от времени. Для анализа формы тока стока в окне графиков вводим величину $1000 \cdot (m4 - m3)$.

Появление проходной емкости обуславливает появление небольшого всплеска на графике выходного напряжения, длящегося для схемы на рис. 3 примерно от момента времени 100 нс до момента времени (170...200) нс. Этот всплеск обусловлен прямым прохождением входного импульса напряжения через емкость $C_{зс}$, на выход ключа. Транзистор в эти моменты времени практически закрыт и ток, протекающий через конденсатор $C_{зс}$, в транзистор не ответвляется, а весь поступает на выход. Определите по полученным графикам *амплитуду всплеска напряжения* Δu_c на стоке транзистора.

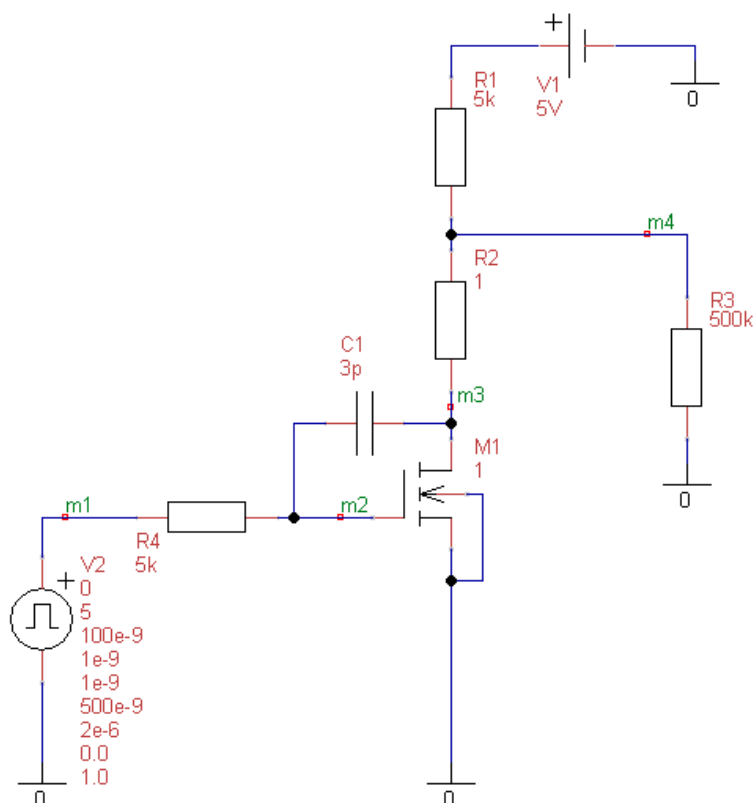


Рис. 3. Схема для исследования влияния емкости между затвором и стоком полевого транзистора на переходные процессы в ключе

Аналогичный небольшой всплеск, только отрицательной полярности, возникает на графике тока стока. Он длится для схемы, приведенной на рис. 3, примерно от момента времени 100 нс до момента времени (170 ... 200) нс. Ток через емкость $C_{зс}$ будет направлен против тока стока, который появляется при открывании транзистора. Поэтому он имеет отрицательную полярность. Найти по полученным графикам отрицательную *амплитуду всплеска тока* Δi_c тока стока транзистора.

5*. Определить задержку открывания, длительность переднего фронта и задержку распространения для ключа на высокочастотном биполярном транзисторе. Для этого установить в схеме электронного ключа на рис. 1 вместо полевого транзистора биполярный транзистор типа NPN - beta, с изменяемым коэффициентом передачи тока базы. Статический коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора установить равным $\beta_{ст} = (3 + \Gamma) * H$. Здесь H — номер варианта, Γ — номер группы.

Используя режим Tran и устанавливая время анализа, равным примерно 1,5 мкс, получить зависимости напряжений m1, m2, m4 от времени. Для анализа формы тока коллектора транзистора рекомендуется в окне выходных переменных одновременно ввести величину $1000 * (m4 - m3)$, где $(m4 - m3)$ — падение напряжения на контрольном резисторе R2, численно равное току

коллектора транзистора. Умножение на 1000 здесь используется для удобства наблюдения формы тока коллектора, совместно с напряжениями, которые рассчитываются в вольтах. В этом случае изменению напряжения на один вольт на таких графиках будет соответствовать изменение тока коллектора, равное 1 мА.

Определить по полученным графикам *задержку открывания* t_z , *длительность переднего фронта* $t_{пф}$ и *задержку распространения* t_p для моделируемого ключа. Задержку открывания t_z определяем, как время от начала входного импульса до момента появления положительного тока коллектора. Длительность переднего фронта $t_{пф}$ выходного импульса напряжения измеряем на графике по уровням 0,5 В и 4,5 В. Задержку распространения измеряем на графике выходного напряжения, как время от начала входного импульса до момента, когда спад выходного напряжения достигнет уровня, равного 2,5 В.

Сравнить полученные в результате моделирования динамические параметры ключа на биполярном транзисторе с аналогичными параметрами, рассчитанными для ключа на полевом транзисторе.

6*. Определить *длительность заднего фронта* $t_{зф}$ и *длительность выходного импульса* $t_{и}$ для ключа на высокочастотном биполярном транзисторе. Для этого установить в схеме электронного ключа на рис. 2 вместо полевого транзистора высокочастотный биполярный транзистор типа NPN - beta, с изменяемым коэффициентом передачи тока базы. Статический коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора установить равным $\beta_{ст} = (3 + \Gamma) * H$. Здесь H — номер варианта, Γ — номер группы

В схеме ключа к выходной емкости между коллектором и эмиттером транзистора добавляется емкость внешней нагрузки, равная 20 пФ (емкость конденсатора С1). На базу биполярного транзистора ключа поступает короткий прямоугольный импульс, описанный в п. 2. Для удобства исследования длительность импульса можно уменьшить.

Используя режим Tran и устанавливая время анализа, равным примерно 1,5 мкс, получить зависимость напряжений m1, m2, m4 от времени. Для анализа формы тока коллектора в окне графиков вводим величину $1000 * (m4 - m3)$. Умножение на 1000 при использовании вертикальной оси в вольтах позволяет определить ток в миллиамперах.

Определить для моделируемого ключа длительность заднего фронта $t_{зф}$ выходного импульса по уровням 0,5 В и 4,5 В и длительность выходного импульса напряжения $t_{и}$ по уровню, равному 2,5 В.

Отметить недостаток ключа на биполярном транзисторе, заключающийся в возникновении существенного увеличения длительности выходного импульса по сравнению с длительностью входного импульса. Определить в

процентах увеличение длительности выходного импульса по сравнению с длительностью входного импульса напряжения.

Сравнить длительность заднего фронта импульса на выходе ключа на биполярном транзисторе и длительность заднего фронта импульса на выходе ключа на полевом транзисторе.

4.6. Синхронный *RS*-триггер

1. В окне схем программы uSpice собрать электрическую схему синхронного *RS*-триггера со статической синхронизацией (рис. 1). В схеме используйте встроенную модель «Trigger-RS - static» из библиотеки «Цифровые элементы». Для исследования работы триггера на его входы подайте импульсы от генераторов V1, V2, ..., V5. Длительности импульсов, их периоды повторения и задержки установить в соответствии с графиками, показанным на рис. 2. Шаг по времени на рис. 2 равен $\Delta = H + 25 \cdot (Г - 1)$ микросекунд, где H — номер варианта (равный номеру по журналу), $Г$ — номер группы.

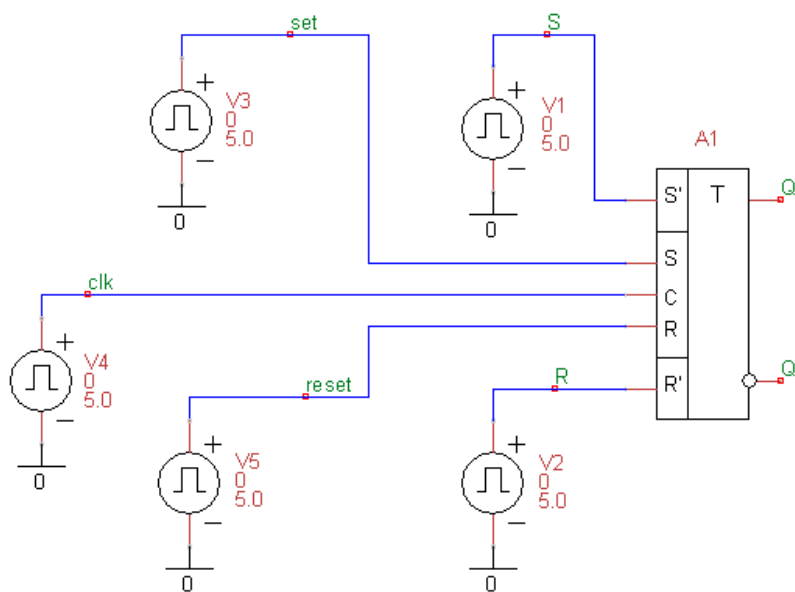


Рис. 1. Схема для исследования работы синхронного *RS*-триггера

Из анализа графиков на рис. 2 следует, что исследование работы триггера начинается с подачи от генераторов V1 и V2 импульсов принудительной асинхронной установки триггера сначала в единицу (начиная с $t = \Delta$), а затем в ноль (начиная с $t = 2\Delta$). Затем от генератора V4 подается синхроимпульс длительностью 8Δ , разрешающий установку триггера в 1 при сигнале $set = 1$ и сброс триггера в ноль при сигнале $reset = 1$.

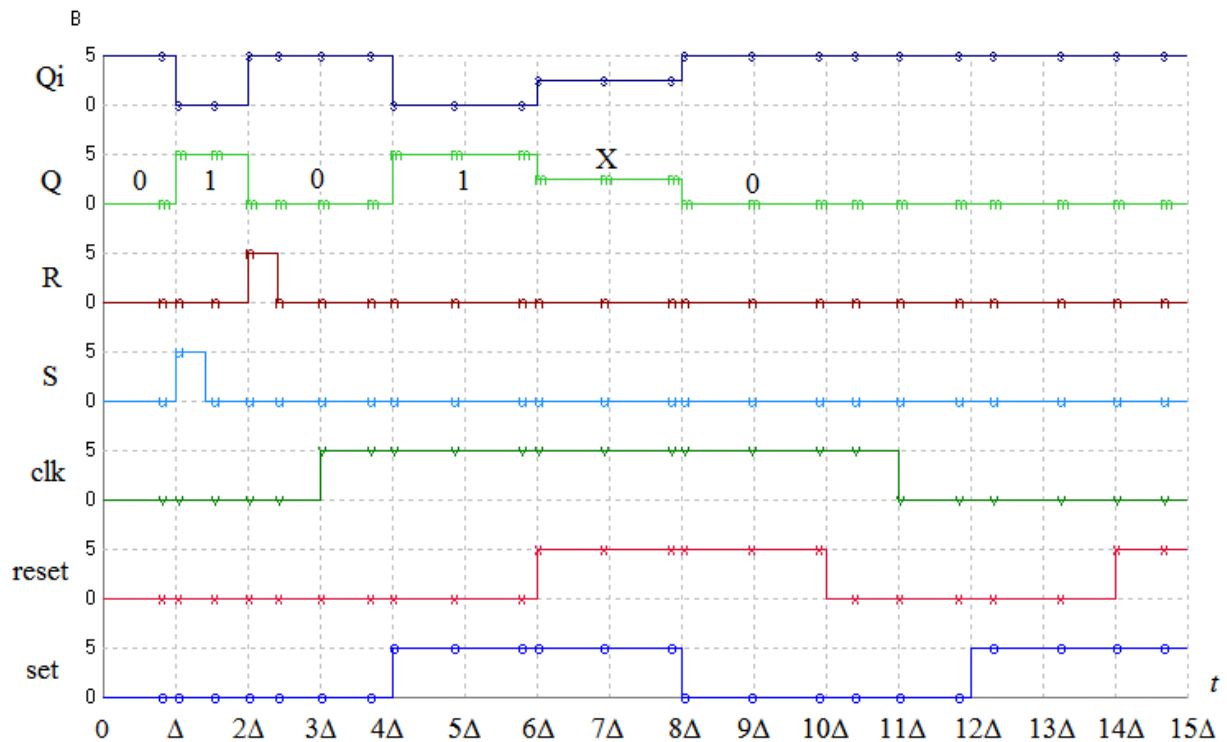


Рис. 2. Временная диаграмма работы синхронного *RS*-триггера

Отметим, что, начиная с $t = 6\Delta$, на входах триггера возникает запрещенная комбинация управляющих сигналов: $set = 1$ и $reset = 1$. В этом случае на выходах используемого триггера устанавливаются неопределенные состояния, обозначенные буквой X. Напряжения на выходах триггера в этом случае равны примерно 2,5 В.

При $t = 11\Delta$ синхросигнал $clk = 0$ и триггер переходит в режим хранения нуля.

Таблица 1

t , мкс	S	R	clk	set	reset	Q	Qi
0	0	0	0	0	0	0	1
$\Delta \approx$	1	0	0	0	0		
$2\Delta \approx$	0	1	0	0	0		
$3\Delta \approx$	0	0	1	0	0		
$4\Delta \approx$	0	0	1	1	0		
$6\Delta \approx$	0	0	1	1	1		
$8\Delta \approx$	0	0	1	0	1		
$10\Delta \approx$	0	0	1	0	0		
$11\Delta \approx$	0	0	0	0	0		
$12\Delta \approx$	0	0	0	1	0		
$14\Delta \approx$	0	0	0	1	1		

Задания на моделирование

Используя временную диаграмму, записать таблицу переходов синхронного RS -триггера, учитывая, что в исходном состоянии на основном выходе Q триггера установлен ноль (табл. 1).

2. На основе элементов И-НЕ, собрать электрическую схему синхронного RS -триггера со статической синхронизацией, показанную на рис. 3.

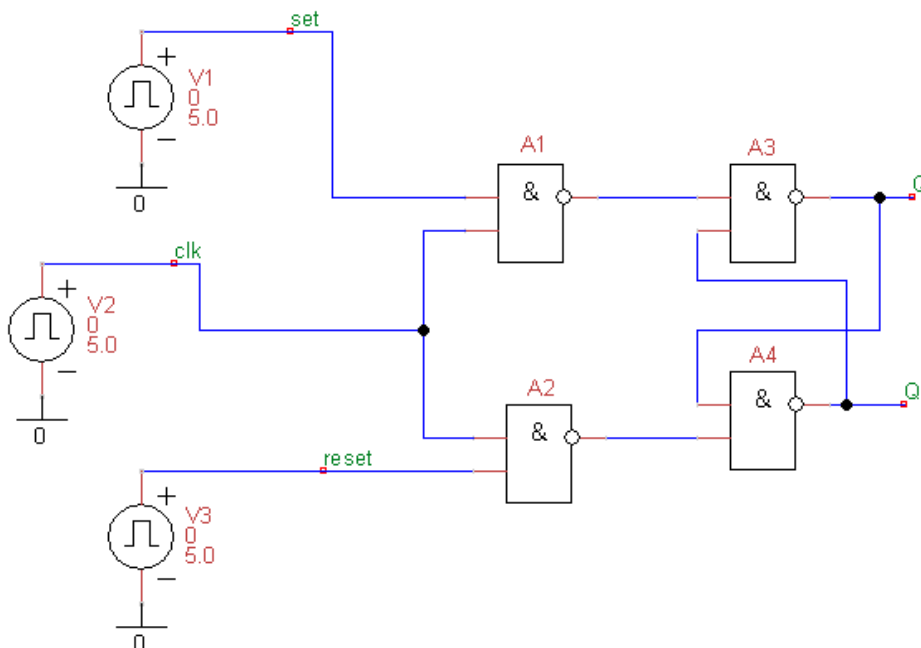


Рис. 3. Схема синхронного RS -триггера на элементах И-НЕ

Схема RS -триггера на рис. 3 для простоты не имеет асинхронный вход S' для установки триггера в 1 и асинхронный вход R' для сброса триггера в 0. Генераторы V1, V2 и V3, включенные на его входах, должны иметь такие же параметры, как и генераторы V3, V4 и V5 на схеме рис. 1 (скопируйте нужные генераторы из схемы на рис. 1 в схему на рис. 3).

Для получения нулевого начального состояния на основном выходе Q триггера установите значения параметров Delay, Time Rise и Time Fall элемента A3, равными 0,5 нс. В этом случае элемент A3 будет более быстродействующим по сравнению с элементом A4 и на выходе триггера при нулевых начальных условиях установится ноль.

Устанавливая время анализа, равное 15Δ (как на рис. 2), получить временную диаграмму работы синхронного RS -триггера на элементах И-НЕ. На этой диаграмме, в отличие от диаграммы на рис. 2, будут отсутствовать графики для сигналов S' и R' . Сравнить полученную диаграмму с временной диаграммой на рис. 2.

Используя временную диаграмму RS -триггера на элементах И-НЕ, запишите укороченную таблицу переходов синхронного RS -триггера (табл. 2).

Таблица 2

t , мкс	clk	set	reset	Q	Qi
0	0	0	0	0	1
$3\Delta\approx$	1	0	0		
$4\Delta\approx$	1	1	0		
$6\Delta\approx$	1	1	1		
$8\Delta\approx$	1	0	1		
$10\Delta\approx$	1	0	0		
$11\Delta\approx$	0	0	0		
$12\Delta\approx$	0	1	0		
$14\Delta\approx$	0	1	1		

3. Используя элементы ИЛИ-НЕ и И, собрать электрическую схему синхронного RS -триггера со статической синхронизацией, показанную на рис. 4. Генераторы V1, V2 и V3, включенные на его входах, должны иметь такие же параметры, как и генераторы V1, V2 и V3 на схеме рис. 3 (скопируйте нужные генераторы из схемы на рис. 3 в схему на рис. 4).

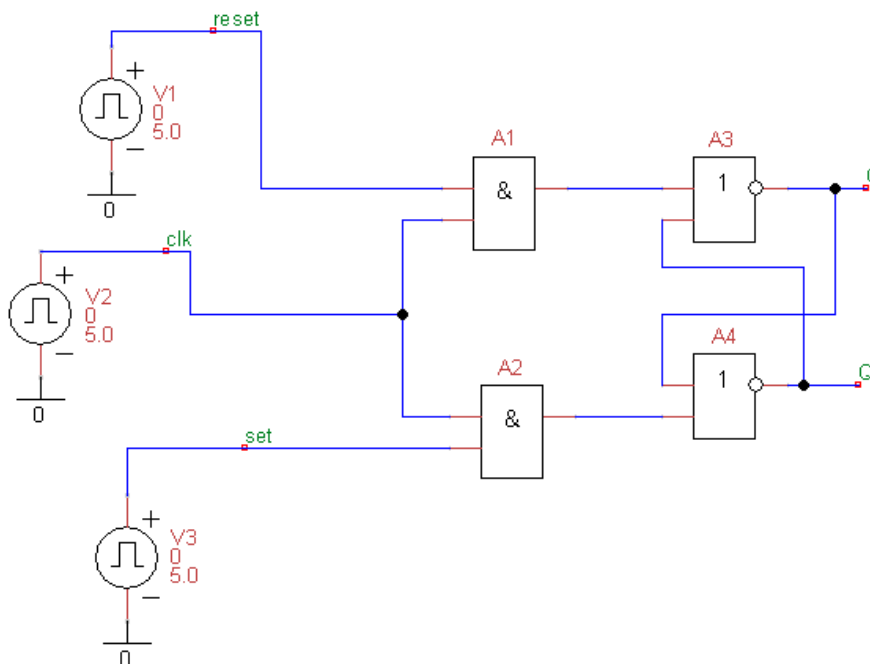


Рис. 4. Схема синхронного RS -триггера на элементах ИЛИ-НЕ и И

Для получения нулевого начального состояния на основном выходе Q триггера установите значения параметров Delay, Time Rise и Time Fall элемента A3, равными 0,5 нс. В этом случае элемент A3 будет более быстродействующим по сравнению с элементом A4 и на выходе триггера при нулевых начальных условиях установится ноль.

Задания на моделирование

Устанавливая время анализа, равное 15Δ (как на рис. 2), получить временную диаграмму работы синхронного RS -триггера на элементах ИЛИ-НЕ и И. На этой диаграмме, в отличие от диаграммы на рис. 2, будут отсутствовать графики для сигналов S' и R' . Сравнить полученную диаграмму с временной диаграммой на рис. 2.

Таблица 3

t , мкс	clk	set	reset	Q	Qi
0	0	0	0	0	1
$3\Delta \approx$	1	0	0		
$4\Delta \approx$	1	1	0		
$6\Delta \approx$	1	1	1		
$8\Delta \approx$	1	0	1		
$10\Delta \approx$	1	0	0		
$11\Delta \approx$	0	0	0		
$12\Delta \approx$	0	1	0		
$14\Delta \approx$	0	1	1		

Используя полученную временную диаграмму, записать укороченную таблицу переходов синхронного RS -триггера, выполненного на элементах ИЛИ-НЕ и И (табл. 3).

4*. Важный параметр триггера — задержка распространения t_p (рис. 5). Параметр t_p определяется по уровню 0,5 от амплитуды импульсов, как время, на которое сигналы на используемых выходах триггера запаздывают относительно фронта управляющего импульса или фронта синхроимпульса на входе триггера.

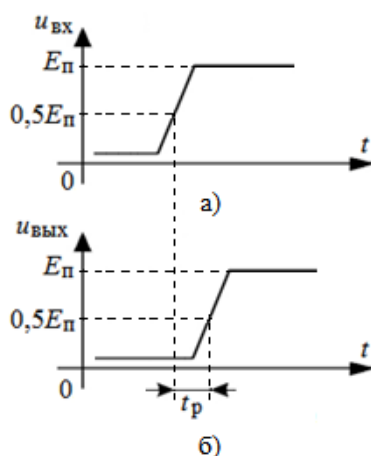


Рис. 5. Определение задержки распространения

Для определения задержки удобно, например, сравнивать передний фронт импульса на входе set и передний фронт импульса на выходе Q триггера.

Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся триггеры. На рис. 5, а показан сигнал, создаваемый входным генератором и поступающий на вход триггера. Запаздывающий сигнал на выходе триггера показан на рис. 5, б

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа, вблизи фронтов входного и выходного импульсов, найдите задержки распространения в триггерах, выполненных в базисе И-НЕ и в базисе ИЛИ-НЕ. Сравните эти задержки распространения.

5*. При воздействии очень коротких управляющих импульсов на входы триггера возникает неустойчивость в его работе, когда состояние на одном выходе или состояния на обоих выходах триггера перестают изменяться или изменяются на короткое время и тут же возвращаются в исходное состояние.

Уменьшая длительность управляющего импульса на входе set или на входе reset триггера, выполненного в базисе И-НЕ или в базисе ИЛИ-НЕ, найти неустойчивость в работе триггера.

Для упрощения исследования влияния только длительности (Width) входного импульса рекомендуется длительности переднего (Rise) и заднего (Fall) фронтов установить, как минимум, на порядок меньшими по сравнению с длительностью импульса.

Для сравнения получите временную диаграмму правильно функционирующего триггера при подаче импульса, длительность которого примерно в полтора, два раза больше длительности импульса, при котором возникает некорректная работа триггера.

Сравните длительность импульса, при которой возникает неустойчивость в работе триггера, и время задержки распространения сигнала в триггере.

6*. Используя элементы ИЛИ-НЕ, собрать электрическую схему асинхронного RS-триггера, показанную на рис. 6. Для получения нулевого начального состояния на основном выходе Q триггера установите значения параметров Delay, Time Rise и Time Fall элемента A1, равными 0,5 нс. В этом случае элемент A1 будет более быстродействующим по сравнению с элементом A2 и на выходе триггера при нулевых начальных условиях установится ноль.

В представленной на рис. 6 схеме задержки вносимые триггером зависят от задержек распространения сигналов в элементах ИЛИ-НЕ. Рассчитывая с помощью программы uSpice временные диаграммы для асинхронного триггера, определить задержки распространения в триггере при записи 1 и при сбросе в ноль. Сравнить полученные задержки в триггере и задержки распространения в элементах ИЛИ-НЕ.

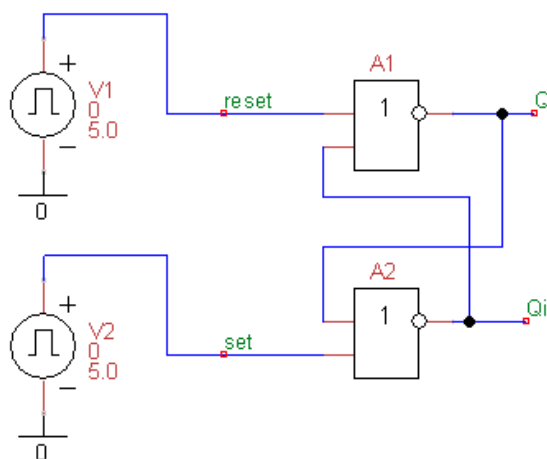


Рис. 6. Схема асинхронного *RS*-триггера на элементах ИЛИ-НЕ

При расчетах задержек распространения для простоты можно установить малыми длительности переднего и заднего фронтов управляющих импульсов и длительности переднего и заднего фронтов, вносимые элементами ИЛИ-НЕ так, чтобы эти длительности были, как минимум, на порядок меньше, чем задержки в элементах ИЛИ-НЕ.

7*. Используя данные табл. 2, нарисовать карту Карно и записать в минимальной дизъюнктивной форме (МДФ) логическое уравнение для выходной логической переменной $Q_1^+ = f_1(Q, C, S, R)$, описывающее синхронный *RS*-триггер, выполненный на элементах И-НЕ (рис. 3). Здесь Q^+ — новое логическое состояние триггера на основном выходе, Q — предыдущее состояние триггера на основном выходе, C — логическое состояние на входе *clk* триггера, S — логическое состояние на входе *set* триггера, R — логическое состояние на входе *reset* триггера.

Аналогично, используя данные табл. 3, нарисовать карту Карно и записать в минимальной дизъюнктивной форме логическое уравнение $Q_2^+ = f_2(Q, C, S, R)$, описывающее синхронный *RS*-триггер, выполненный на элементах ИЛИ-НЕ и И. Сравнить два логических уравнения для синхронных *RS*-триггеров в базисах И-НЕ и ИЛИ-НЕ.

4.7. *D*-триггер со статической синхронизацией

1. В окне схем программы uSpice собрать электрическую схему синхронного *D*-триггера со статической синхронизацией (рис. 1). В схеме используйте встроенную модель «Trigger-D - static» из библиотеки «Цифровые элементы».

Для исследования работы триггера на его входы поданы импульсы от генераторов V1, V2, V3 и V4. Длительности импульсов, их периоды повторения и задержки необходимо установить в соответствии с графиками, показанным

на рис. 2. Шаг по времени на рис. 2 равен $\Delta = H + 25 \cdot (\Gamma - 1)$ микросекунд, где H — номер варианта (равный номеру по журналу), Γ — номер группы.

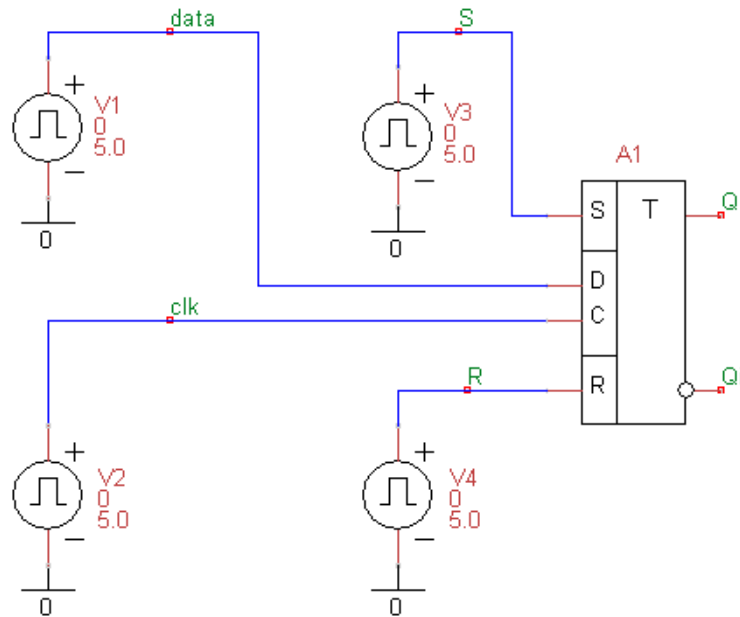


Рис. 1. Схема для исследования работы синхронного D -триггера

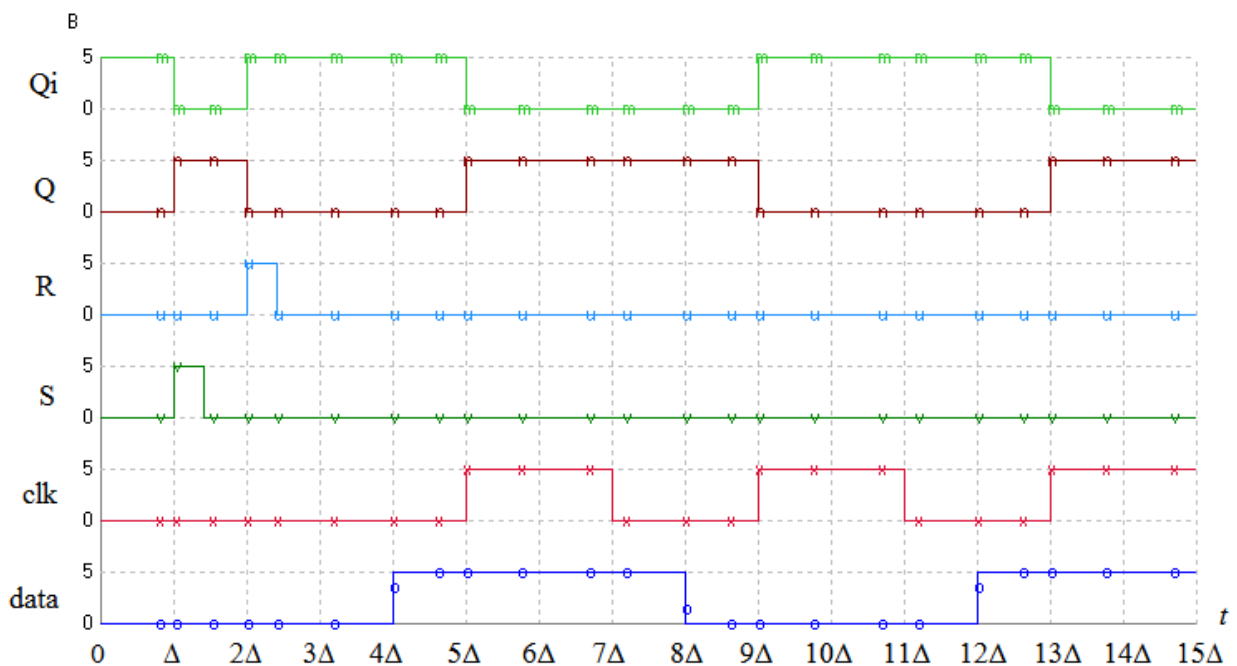


Рис. 2. Временная диаграмма работы синхронного D -триггера

Из анализа графиков на рис. 2 следует, что исследование работы триггера начинается с подачи от генераторов V3 и V4 импульсов принудительной асинхронной установки триггера сначала в единицу (начиная с $t = \Delta$), а затем в ноль (начиная с $t = 2\Delta$).

Задания на моделирование

Затем от генератора V1 подается сигнал $data = 1$ (начиная с $t = 4\Delta$). Однако логическая 1 на выходе Q триггера возникает только с приходом синхроимпульса $clk = 1$, начиная с момента времени $t = 4\Delta$.

С момента времени $t = 8\Delta$ от генератора V1 подается сигнал $data = 0$. Логический 0 на выходе Q триггера возникает только с приходом синхроимпульса $clk = 1$, начиная с момента времени $t = 9\Delta$.

Отметим, что у D-триггера не возникает запрещенных комбинаций входных сигналов. При $clk = 0$ триггер переходит в режим хранения.

Таблица 1

t , мкс	S	R	clk	data	Q	Qi
0	0	0	0	0	0	1
$\Delta \approx$	1	0	0	0		
$2\Delta \approx$	0	1	0	0		
$4\Delta \approx$	0	0	0	1		
$5\Delta \approx$	0	0	1	1		
$7\Delta \approx$	0	0	0	1		
$8\Delta \approx$	0	0	0	0		
$9\Delta \approx$	0	0	1	0		
$11\Delta \approx$	0	0	0	0		
$12\Delta \approx$	0	0	0	1		
$13\Delta \approx$	0	0	1	1		

Используя временную диаграмму, записать укороченную таблицу переходов синхронного D-триггера, учитывая, что в исходном состоянии на основном выходе Q триггера установлен ноль (табл. 1).

2. Используя элементы И-НЕ и инвертор, собрать электрическую схему синхронного D-триггера со статической синхронизацией, показанную на рис. 3. Схема D-триггера на рис. 3 для простоты не имеет асинхронный вход S для установки триггера в 1 и асинхронный вход R для сброса триггера в 0.

Генераторы V1 и V2, включенные на его входах, должны иметь такие же параметры, как и генераторы V1 и V2 на схеме рис. 1 (скопируйте нужные генераторы из схемы на рис. 1 в схему на рис. 3).

Для получения нулевого начального состояния на основном выходе Q триггера установите значения параметров Delay, Time Rise и Time Fall элемента A4, равными 0,5 нс. В этом случае элемент A4 будет более быстродействующим по сравнению с элементом A5 и на выходе Q триггера при нулевых начальных условиях установится ноль.

Устанавливая время анализа, равное 15Δ (как на рис. 2), получить временную диаграмму работы синхронного D-триггера на элементах И-НЕ. На этой

диаграмме, в отличие от диаграммы на рис. 2, будут отсутствовать графики для сигналов S и R. Сравнить полученную диаграмму с временной диаграммой на рис. 2.

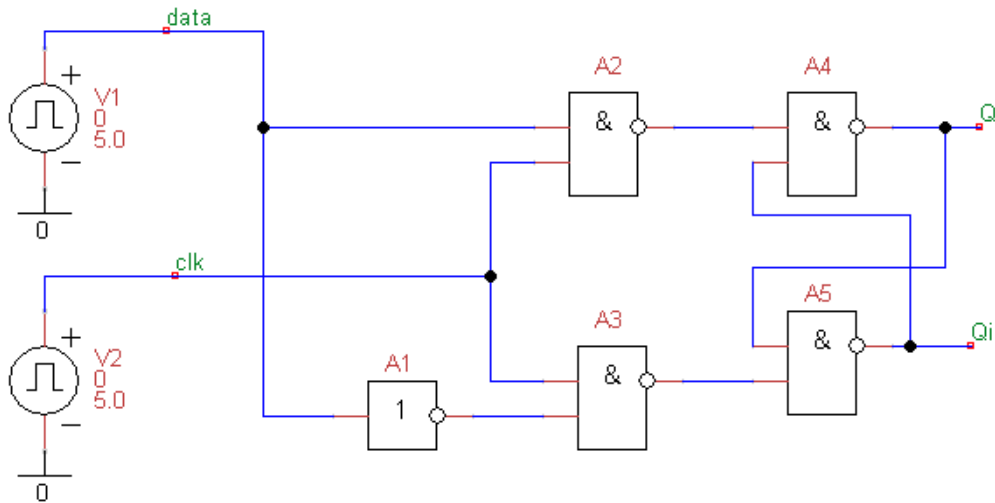


Рис. 3. Схема синхронного *D*-триггера на элементах И-НЕ и инверторе

Используя временную диаграмму *D*-триггера на элементах И-НЕ, запишите укороченную таблицу переходов синхронного *D*-триггера (табл. 2).

Таблица 2

t , мкс	clk	data	Q	Qi
0	0	0	0	1
$4\Delta\approx$	0	1		
$5\Delta\approx$	1	1		
$7\Delta\approx$	0	1		
$8\Delta\approx$	0	0		
$9\Delta\approx$	1	0		
$11\Delta\approx$	0	0		
$12\Delta\approx$	0	1		
$13\Delta\approx$	1	1		

3. Схему на рис. 3 можно минимизировать, уменьшая числом логических элементов. Легко заметить, что на выходе верхнего левого элемента И-НЕ на рис. 3 при $\text{clk} = 1$ получается инверсия входного *D*-сигнала, а при $\text{clk} = 0$ на выходе нижнего левого элемента И-НЕ на рис. 3 всегда получим 1. Следовательно, инвертор в схеме на рис. 3 можно исключить и использовать только элементы И-НЕ. Используя только элементы И-НЕ, собрать

Задания на моделирование

минимизированную электрическую схему синхронного D -триггера со статической синхронизацией, показанную на рис. 4.

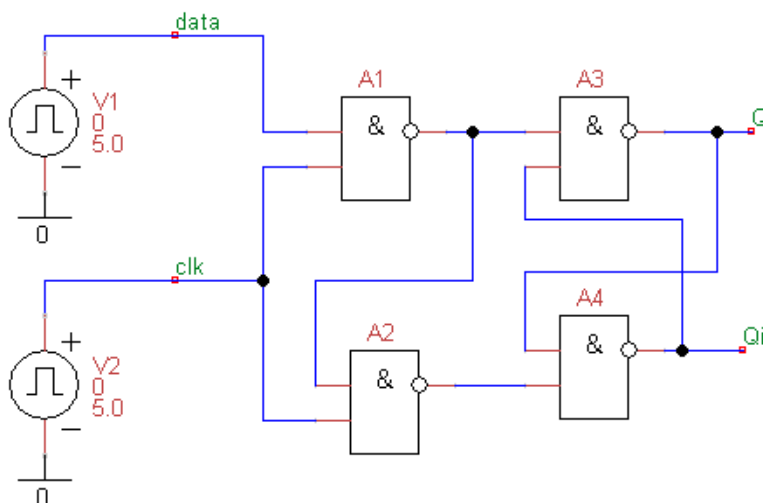


Рис. 4. Схема синхронного *D*-триггера на 4-х элементах И-НЕ

Генераторы V1 и V2, включенные на его входах, должны иметь такие же параметры, как и генераторы V1 и V2 на схеме рис. 3 (скопируйте нужные генераторы из схемы на рис. 3 в схему на рис. 4).

Таблица 3

t , МКс	clk	data	Q	Qi
0	0	0	0	1
$4\Delta\approx$	0	1		
$5\Delta\approx$	1	1		
$7\Delta\approx$	0	1		
$8\Delta\approx$	0	0		
$9\Delta\approx$	1	0		
$11\Delta\approx$	0	0		
$12\Delta\approx$	0	1		
$13\Delta\approx$	1	1		

Для получения нулевого начального состояния на основном выходе Q триггера установите значения параметров Delay, Time Rise и Time Fall элемента АЗ, равными 0,5 нс. В этом случае элемент АЗ будет более быстродействующим по сравнению с элементом А4 и на выходе триггера при нулевых начальных условиях установится ноль.

Устанавливая время анализа, равное 15Δ (как на рис. 2), получить временную диаграмму работы синхронного D -триггера на элементах И-НЕ. На этой диаграмме, в отличие от диаграммы на рис. 2, будут отсутствовать графики

для сигналов S и R. Сравнить полученную диаграмму с временной диаграммой на рис. 2.

Используя полученную временную диаграмму, записать укороченную таблицу переходов синхронного *D*-триггера, выполненного только на элементах И-НЕ (табл. 3).

4*. Важный параметр триггера — задержка распространения t_p . Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся триггеры. Параметр t_p определяется по уровню 0,5 от амплитуды импульсов, как время, на которое сигналы на используемых выходах триггера запаздывают относительно фронта управляющего импульса или фронта синхроимпульса на входе схемы (рис. 5).

Для определения задержки удобно, например, сравнивать передний фронт импульса на входе *clk* (при *set* = 1) и передний фронт возникающего с задержкой импульса на выходе *Q* триггера.

На рис. 5, а показан сигнал, создаваемый входным генератором и поступающий на вход *clk* триггера. Запаздывающий сигнал на выходе *Q* триггера показан на рис. 5, б

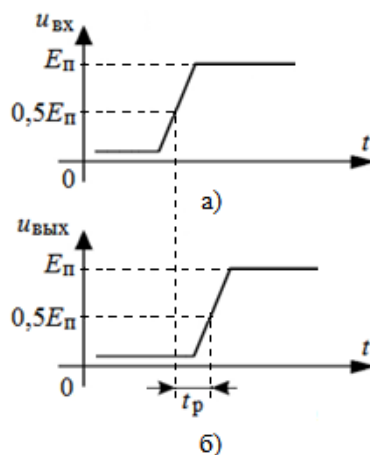


Рис. 5. Определение задержки распространения

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа, вблизи фронтов входного и выходного импульсов, найдите задержки распространения в триггере, выполненном на инверторе и на элементах И-НЕ (рис. 3), а также в триггере, выполненном только на 4-х элементах И-НЕ (рис. 4). Сравните эти задержки распространения.

5*. Используя данные табл. 2, нарисовать карту Карно и записать в минимальной дизъюнктивной форме (МДФ) логическое уравнение для выходной логической переменной $Q^+ = f(Q, C, D)$, описывающее синхронный *D*-триггер, выполненный на элементах И-НЕ и инверторе (рис. 3). Здесь Q^+ — новое логическое состояние триггера на основном выходе, *Q* — предыдущее состояние

Задания на моделирование

триггера на основном выходе, C — логическое состояние на входе clk триггера, D — логическое состояние на входе $data$ триггера.

Преобразуя с использованием теоремы де Моргана сумму в полученном логическом уравнении в произведение, получить логическое уравнение триггера Эрла. Схему триггера Эрла (рис. 6) составьте на основе схемы минимизированного D -триггера на 4-х элементах И-НЕ. При этом сохраните параметры генераторов $V1$ и $V2$ и параметры элементов $A1$, $A2$, $A3$ и $A4$. Обратите внимание на то, что в схеме триггера Эрла инверсный выход не используется.

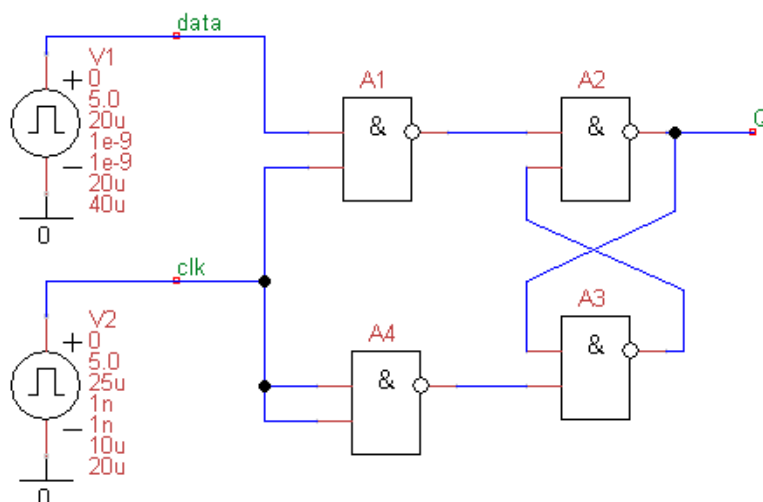


Рис. 6. Схема триггера Эрла

Устанавливая время анализа, равное 15Δ (как на рис. 2), получить временную диаграмму работы триггера Эрла. Сравнить полученную диаграмму с временной диаграммой минимизированного D -триггера на 4-х элементах И-НЕ.

6*. При воздействии очень коротких управляющих импульсов на входы триггера возникает неустойчивость в его работе, когда состояние на одном выходе или состояния на обоих выходах триггера перестают изменяться или изменяются на короткое время и тут же возвращаются в исходное состояние.

Уменьшая длительность управляющего импульса на входе clk D -триггера, выполненного на 4-х элементах И-НЕ, найти неустойчивость в работе триггера.

Для упрощения исследования рекомендуется длительности переднего (Rise) и заднего (Fall) фронтов импульсов на входе clk установить, как минимум, на порядок меньшими по сравнению с длительностью импульса.

Для сравнения получите и сохраните корректную временную диаграмму правильно функционирующего триггера при подаче импульса на вход clk , длительность которого примерно в полтора, два раза больше длительности импульса, при котором возникает некорректная работа триггера.

Сравните длительность импульса, при которой возникает неустойчивость в работе триггера, и время задержки распространения сигнала в триггере.

4.8. Двухступенчатый *RS*-триггер

1. В окне схем программы uSpice собрать электрическую схему двухступенчатого *RS*-триггера с динамической синхронизацией (рис. 1). В схеме используйте встроенную модель «Trigger-RS - clk-fall» из библиотеки «Цифровые элементы».

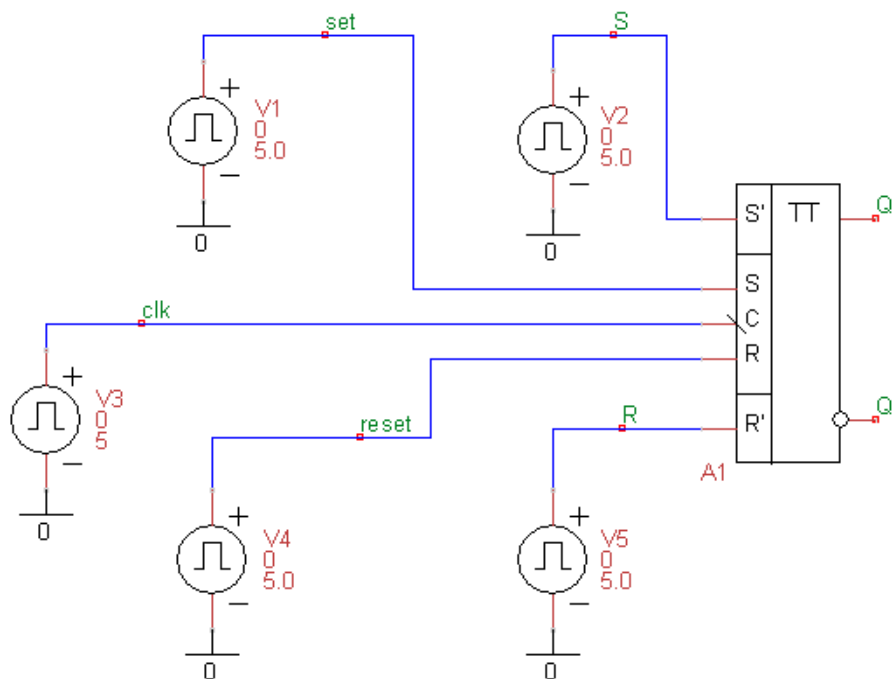


Рис. 1. Схема для исследования работы двухступенчатого *RS*-триггера

Для исследования работы триггера на его входы подайте импульсы от генераторов $V1, V2, \dots, V5$. Длительности импульсов, их периоды повторения и задержки нужно установить в соответствии с графиками, показанным на рис. 2. Шаг по времени на рис. 2 равен $\Delta = H + 25 \cdot (G - 1)$ микросекунд, где H — номер варианта (равный номеру по журналу), G — номер группы.

Из анализа графиков на рис. 2 следует, что работа триггера начинается с подачи от генераторов $V2$ и $V5$ импульсов принудительной асинхронной установки триггера сначала в единицу (начиная с $t = \Delta$), а затем в ноль (начиная с $t = 2\Delta$). От генератора $V3$ на вход C триггера подаются синхроимпульсы. Триггер изменяет свое состояние по заднему фронту синхроимпульсов. В момент времени $t = 4\Delta$ при $set = 1$ и $reset = 0$ по заднему фронту синхроимпульса в триггере устанавливается 1, а при $t = 8\Delta$, когда $set = 0$ и $reset = 1$ по заднему фронту синхроимпульса в триггере устанавливается 0.

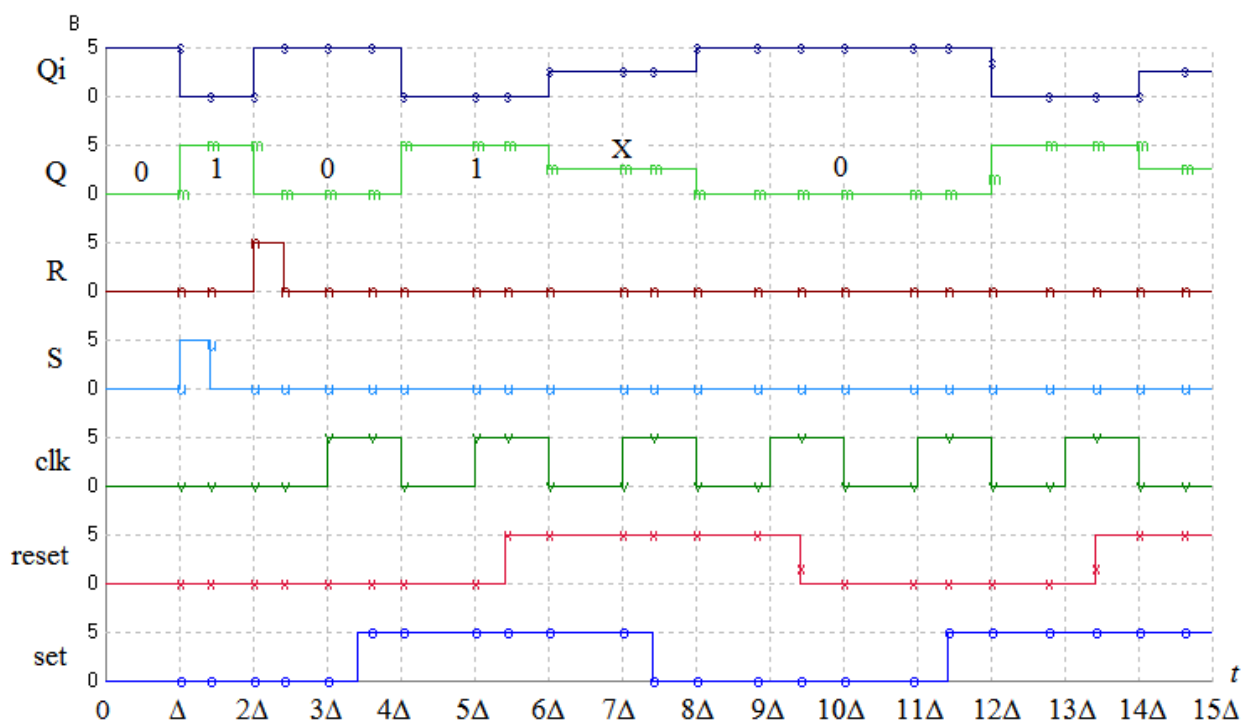


Рис. 2. Временная диаграмма работы двухступенчатого *RS*-триггера

Отметим, что, начиная с $t \approx 5,5\Delta$, на входах триггера возникает запрещенная комбинация управляющих сигналов: $set = 1$ и $reset = 1$. В этом случае на выходах используемого триггера устанавливаются неопределенные состояния, обозначенные буквой X. Напряжения на выходах триггера в этом случае равны примерно 2,5 В.

Таблица 1







t , мкс	S	R	clk	set	reset	Q	Qi
0	0	0	0	0	0	0	1
$\Delta \approx$	1	0	0	0	0		
$2\Delta \approx$	0	1	0	0	0		
$4\Delta \approx$	0	0	\downarrow	1	0		
$6\Delta \approx$	0	0	\downarrow	1	1		
$8\Delta \approx$	0	0	\downarrow	0	1		
$10\Delta \approx$	0	0	\downarrow	0	0		
$12\Delta \approx$	0	0	\downarrow	1	0		
$14\Delta \approx$	0	0	\downarrow	1	1		

При $t = 8\Delta$, когда $set = 0$ и $reset = 1$ по заднему фронту синхроимпульса на основном выходе *RS*-триггера устанавливается ноль. При $t = 10\Delta$, когда $set = 0$ и $reset = 0$ по заднему фронту синхроимпульса в *RS*-триггере устанавливается режим хранения нуля.

Задания на моделирование

3. Используя временную диаграмму двухступенчатого *RS*-триггера, собранного на элементах И-НЕ и инверторе, запишите укороченную таблицу переходов *RS*-триггера (табл. 2).

Таблица 2

t , мкс	clk	set	reset	Q	Qi
0	0	0	0	0	1
$4\Delta\approx$		1	0		
$6\Delta\approx$		1	1		
$8\Delta\approx$		0	1		
$10\Delta\approx$		0	0		
$12\Delta\approx$		1	0		
$14\Delta\approx$		1	1		

4*. Важный параметр триггера — задержка распространения t_p . Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся триггеры. Параметр t_p определяется по уровню 0,5 от амплитуды импульсов, как время, на которое сигналы на используемых выходах триггера запаздывают относительно фронта управляющего импульса или фронта синхроимпульса на входе схемы (рис. 5).

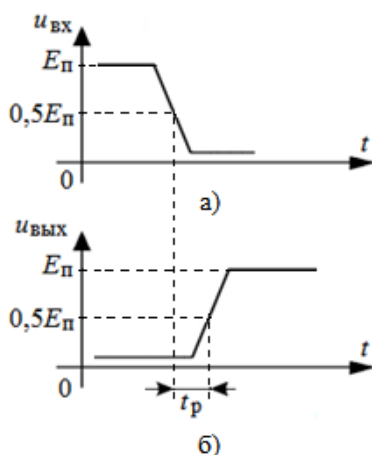


Рис. 5. Определение задержки распространения

Для определения задержки удобно, например, сравнивать задний фронт синхроимпульса на входе clk триггера (при set = 1 и reset = 0) и передний фронт возникающего с задержкой импульса на выходе Q триггера.

На рис. 5, а показан задний фронт синхросигнала, создаваемый входным генератором V2 и поступающий на вход clk триггера. Запаздывающий сигнал на выходе Q триггера показан на рис. 5, б

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа вблизи фронтов входного и выходного импульсов, найдите задержку распространения в двухступенчатом *RS*-триггере, выполненных на

основе элементов И-НЕ и инвертора. Сравните эту задержку распространения и задержки в элементах И-НЕ.

5*. При воздействии очень коротких управляющих или синхронизирующих импульсов может возникать неустойчивость в работе триггера, когда состояния на его выходах перестают изменяться или изменяются на короткое время и тут же возвращаются в исходное состояние.

Уменьшая длительность синхроимпульса на входе clk двухступенчатого RS-триггера, выполненного на элементах И-НЕ и инверторе, найти неустойчивость в работе триггера.

Для упрощения исследования рекомендуется длительности переднего (Rise) и заднего (Fall) фронтов импульсов на входе clk установить, как минимум, на порядок меньшими по сравнению с длительностью импульса.

Для сравнения получите и сохраните корректную временную диаграмму правильно функционирующего триггера при подаче на вход clk импульса, длительность которого примерно в полтора, два раза больше длительности импульса, при котором возникает некорректная работа триггера.

Сравните длительность импульса, при которой возникает неустойчивость в работе триггера, и время задержки распространения сигнала в триггере.

4.9. Дешифратор

1. Составить схему сдвоенного неполного дешифратора — комбинационной схемы (КС), имеющей 5 входов и 1 выход. Сигнал на выходе дешифратора должен быть равен логической единице в двух случаях: когда двоичное число на входе равно номеру варианта H , а также когда входное число равно $H + G$, где G равно номеру группы ($G = 1, 2, \dots$).

Например, схема линейного сдвоенного неполного дешифратора с 4 входами для $H = 1$ и $G = 1$ представлена на рис. 1. Логические сигналы на входы m_0, m_1, \dots, m_3 комбинационной схемы поступают от генератора G , вырабатывающего возрастающую последовательность двоичных чисел 0000, 0001, 0010, ..., 1111. Временной промежуток между сменой чисел установлен равным 1 мкс (частота дискретизации равна 1 МГц). На внутренней шине данных дешифратора формируются сигналы генератора и их инверсии.

Логическая функция комбинационной схемы, показанной на рис. 1, записанная в совершенной дизъюнктивной нормальной форме, имеет вид: $out = \overline{x_3} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_1} \cdot x_0 + \overline{x_3} \cdot \overline{x_2} \cdot x_1 \cdot \overline{x_0}$, где $x_0 = m_0, x_1 = m_1, \dots, x_3 = m_3$. Следовательно, логическая 1 на выходе дешифратора появляется при поступлении от генератора десятичных чисел 1 и 2 или чисел 0001_2 и 0010_2 в двоичном коде.

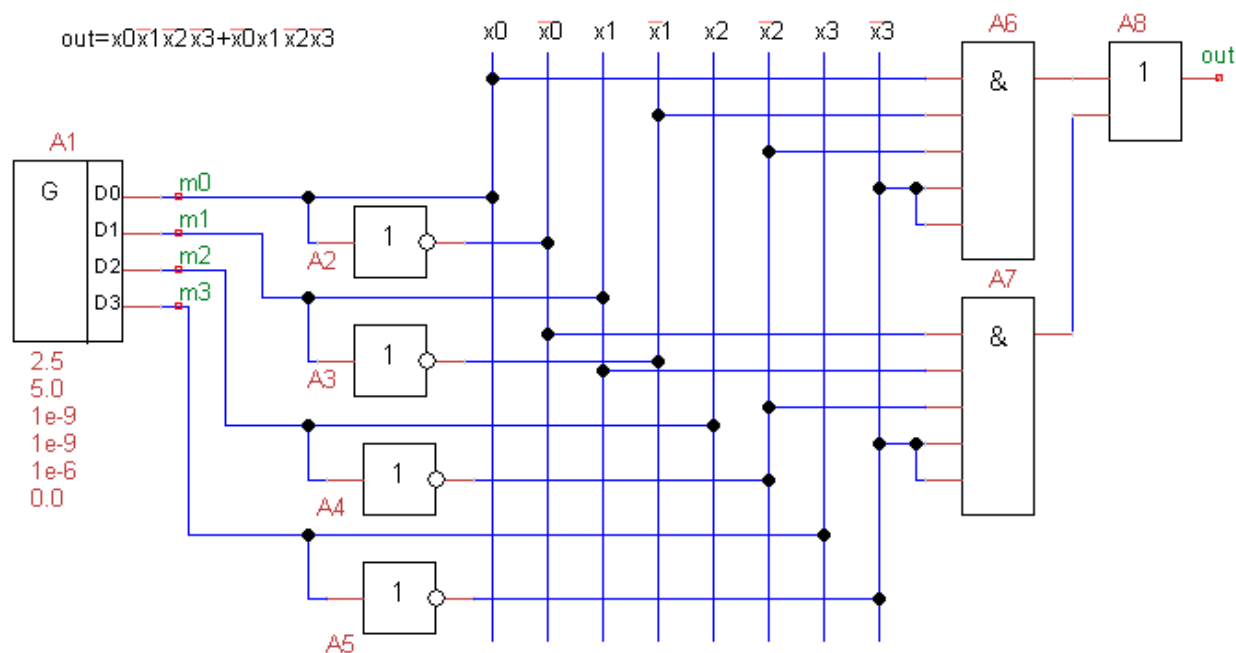


Рис. 1. Пример схемы дешифратора с 4 входами

На рис. 2 представлена временная диаграмма, иллюстрирующая работу четырехразрядного дешифратора, схема, которого приведена на рис. 1. Логическим единицам на рис. 2 соответствуют высокие уровни напряжения, равные примерно 5 вольт. Логические нули на рис. 2 представлены низкими, практически нулевыми, уровнями напряжения. Для удобства наблюдения входные и выходные напряжения сдвинуты друг относительно друга.

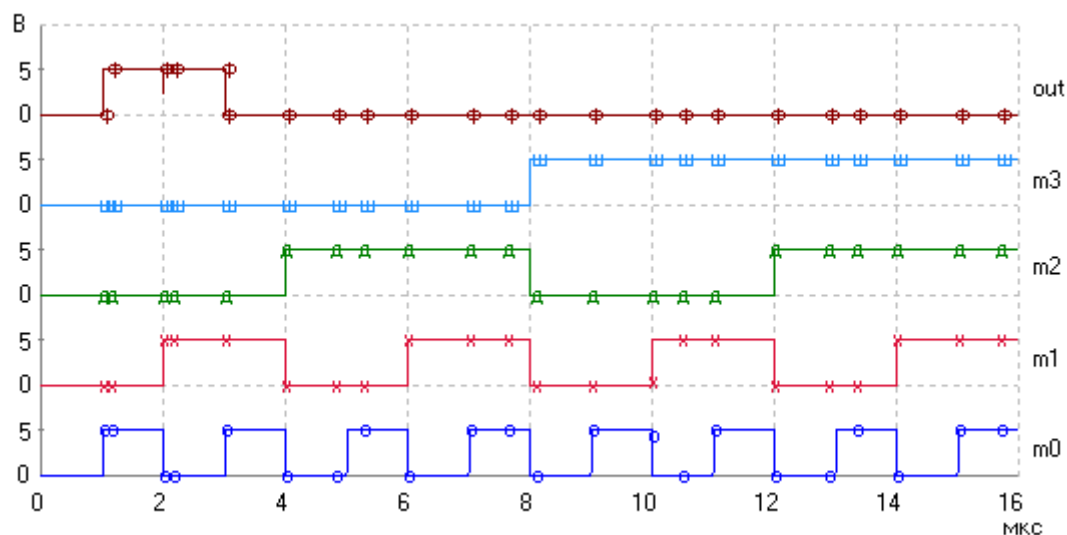


Рис. 2. Временная диаграмма работы дешифратора с 4 входами

Обратите внимание на то, что отметки на временной оси в мкс соответствуют десятичным числам на выходе генератора G после прохождения соответствующего числа тактов. Например, после 1 мкс на выходе генератора возникает десятичное число 1, после 2 мкс — число 2 и т. д. Самая верхняя кривая,

соответствующая сигналу на выходе дешифратора, показывает, что логическая единица на выходе возникает только при подаче на вход двоичных чисел 0001_2 и 0010_2 .

2. В соответствии с заданным вариантом записать в совершенной дизъюнктивной нормальной форме логическую функцию, описывающую работу пятиразрядного дешифратора. Собрать схему пятиразрядного дешифратора и подключить ее к пятиразрядному генератору импульсных сигналов. Убедиться в правильной работе комбинационной схемы. Моделирование провести в режиме Tran, задавая увеличенное время анализа, равное примерно 35 мкс.

3. Используя теоремы алгебры логики провести минимизацию логической функции, описывающей заданный дешифратор. Цель минимизации — уменьшить число логических элементов и (или) число входов логических элементов. Реализовать полученную минимальную форму логической функции. Сравнить логические сигналы на выходах исходного дешифратора и дешифратора с минимизированной структурой.

Например, логическую функцию $out = \overline{x_3} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_1} \cdot x_0 + \overline{x_3} \cdot \overline{x_2} \cdot x_1 \cdot \overline{x_0}$, описывающую дешифратор с четырьмя входами, с использованием *теоремы дистрибутивности* перепишем в виде $out = \overline{x_3} \cdot \overline{x_2} \cdot (\overline{x_1} \cdot x_0 + x_1 \cdot \overline{x_0})$. Заметим, что выражение в круглых скобках соответствует элементу исключающее ИЛИ. Минимизированная структура дешифратора 4х1 представлена на рис. 3.

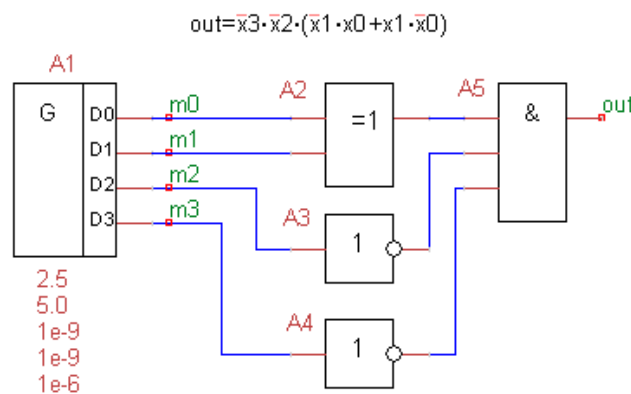


Рис. 3. Пример минимизированной схемы дешифратора 4х1

В некоторых случаях, в зависимости от номера варианта задания, можно использовать *теорему склеивания*. В этом случае одну из входных логических переменных от генератора G на схему минимизированного дешифратора можно не подавать.

Если не удастся использовать теоремы дистрибутивности и склеивания, то тогда рекомендуется использовать *теорему де Моргана*. В этом случае несколько инверторов и конъюнкцию заменяем дизъюнкцией и одним инвертором.

Задания на моделирование

4*. Основным динамическим параметром комбинационной схемы — задержка распространения t_p . Параметр t_p определяется по уровню 0,5 от амплитуды импульсов, как время, на которое сигнал запаздывает при прохождении по комбинационной схеме (рис. 4). Заметим, что при линейном возрастании напряжений импульсов задержку распространения можно также определить по минимальным или по максимальным уровням напряжения импульсов.

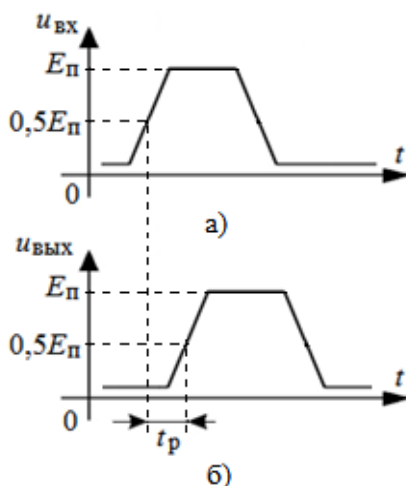


Рис. 4. Определение задержки распространения t_p при сравнении
входного $u_{вх}$ и выходного $u_{вых}$ импульсов

Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся логические элементы. На рис. 4, а показан один из импульсов, создаваемый входным генератором и поступающий на вход дешифратора. Запаздывающий импульс на выходе дешифратора показан на рис. 4, б.

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа, вблизи входного и выходного импульсов, найдите задержки распространения в исходной и в минимизированной схемах исследуемых дешифраторов. Сравните эти задержки распространения.

5*. В некоторых случаях в выходном сигнале дешифратора наблюдается артефакт — паразитный короткий импульсный сигнал А с амплитудой, равной примерно 2,5 В (рис. 5). На рис. 5 паразитный короткий импульс появляется в момент времени, равный 8 мкс.

Для поиска причин появления артефакта рекомендуется вначале определить одну из двух конъюнкций в исходной схеме дешифратора, на выходе которой возникает артефакт. Конъюнкцию, на выходе которой исследуемый артефакт не возникает можно удалить (перед удалением сохраните схему исходного дешифратора).

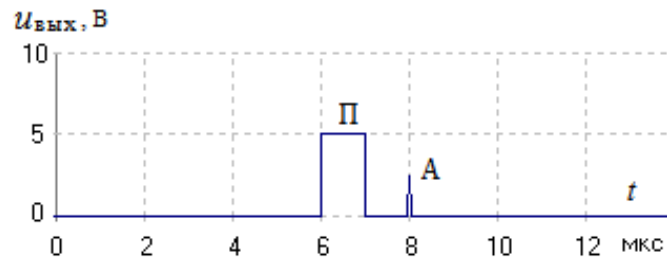


Рис. 5. Полезный (П) и паразитный (А) сигналы на выходе дешифратора

Как правило, артефакт появляется при одновременной подаче на элемент И переднего и заднего фронтов импульсов. Задавая уменьшенный временной интервал анализа вблизи времени появления артефакта и устанавливая две метки на проводниках внутренней шины данных, найдите фронты двух импульсов и два входа элемента И, обуславливающих возникновение артефакта.

Отключите от других входов элемента И проводники, соединяющие эти входы с внутренней шиной данных, и подайте на освободившиеся входы напряжение, соответствующее логической 1. Проверьте наличие артефакта в полученной упрощенной схеме цифрового устройства.

Изменяя один или два параметра элементов цифрового устройства (например, параметры Time Rise, Time Fall, Time Delay и т.п.), устранить появление паразитного сигнала на выходе схемы. Провести аналогичные изменения параметров в исходной схеме дешифратора и убедиться в отсутствии артефакта.

6*. Синтезировать схему дешифратора, используя только элементы И-НЕ (NAND) с двумя входами.

Для простоты и для обеспечения взаимозаменяемости рекомендуется последовательно заменить вначале один инвертор, а затем один элемент И и, наконец, элемент ИЛИ на схемы, состоящие только из элементов И-НЕ. Дальнейшие замены можно произвести, используя копирование и вставку части схемы.

7*. Синтезировать схему дешифратора с двумя выходами. Единичный сигнал на первом выходе появляется при описанных выше двух случаях: число на входе равно N или $N + \Gamma$, где Γ равно номеру группы. Сигнал, равный логической 1 на втором выходе, появляется при поступлении на вход чисел $N + 2 + \Gamma$.

4.10. Четырехразрядный счетчик

1. Используя четыре JK -триггера, составить схему суммирующего счетчика (для группы с нечетным номером) или вычитающего счетчика (для

группы с четным номером). Модуль счета счетчика равен $M = \langle H \rangle_{13} + 2$, где H — номер варианта.

Студенты с номерами вариантов $1 \leq H \leq 13$ используют JK -триггеры, срабатывающие по заднему фронту синхроимпульса, а студенты с номерами вариантов $H > 13$ используют триггеры, срабатывающие по переднему фронту синхроимпульса.

Минимальное показание суммирующего счетчика равно 0. Максимальное показание суммирующего счетчика равно $(M - 1)$. Сброс триггеров такого счетчика в нулевое состояние должен происходить при появлении на мгновение кода, соответствующего модулю M . Для сброса счетчика в нулевое состояние используется комбинационное устройство и дополнительные R -входы триггеров. Комбинационное устройство, управляющее работой счетчика, можно выполнить на основе элемента И с несколькими входами.

Максимальное показание вычитающего счетчика равно 15 (четыре двоичные единицы $1111_2 = 15_{10}$). Минимальное показание вычитающего счетчика равно $(16 - M)$. Установка триггеров счетчика в единичные состояния должна происходить при появлении на мгновение кода $(16 - M - 1)$. Для установки всех триггеров счетчика в единичное состояние используются комбинационное устройство и дополнительные S -входы триггеров. Комбинационное устройство, можно выполнить с использованием элемента И с несколькими входами. Отметим, что для приведения, как суммирующего, так и вычитающего счетчиков снова в нулевые или единичные состояния на вход счетчика необходимо подать ровно M импульсов.

Например, на рис. 1 приведена схема суммирующего счетчика, выполненная на двух JK -триггерах $A2$ и $A3$, срабатывающих по заднему фронту, с модулем счета $M = 3$. Входной сигнал на этот счетчик поступает от генератора двоичных сигналов $A1$. На входы J и K триггеров подается логическая единица (напряжение, равное 5 В). Комбинационное устройство $A4$ выполнено с использованием элемента И с двумя входами. На выходах счетчика $m0$ и $m1$ можно наблюдать только числа 0, 1 и 2.

При появлении на мгновение на выходах счетчика десятичного числа 3 (двоичного числа 11_2) комбинационная схема $A4$ генерирует единицу и показания счетчика обнуляются. Счетчик начинает новый цикл работы. Временная диаграмма работы счетчика приведены на рис. 2. Как видим, для приведения счетчика снова в нулевое состояние требуется на его вход подать ровно 3 импульса.

Для удобства наблюдения входных и выходных напряжений в схеме к напряжениям $m0$, $m1$ и $m2$ прибавлены постоянные напряжения 10, 20 и 30 вольт соответственно.

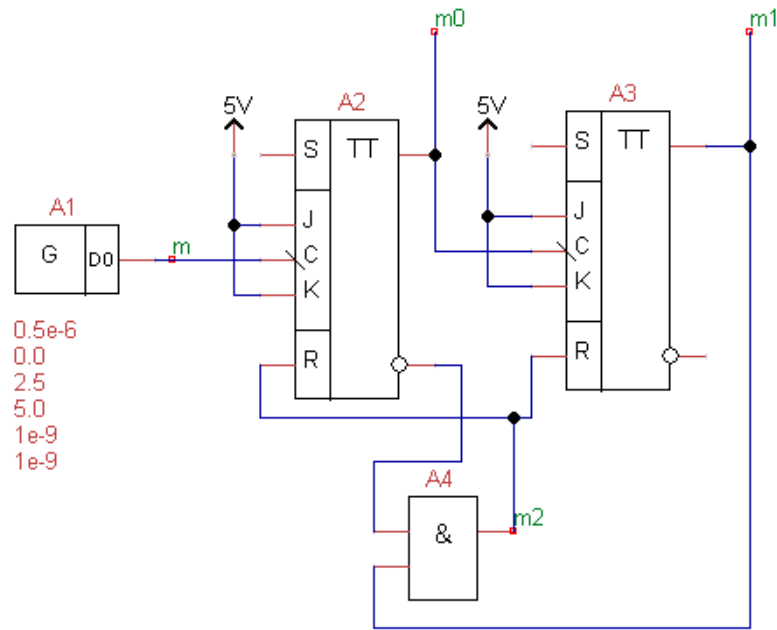


Рис. 1. Схема двухразрядного суммирующего счетчика с модулем счета $M = 3$

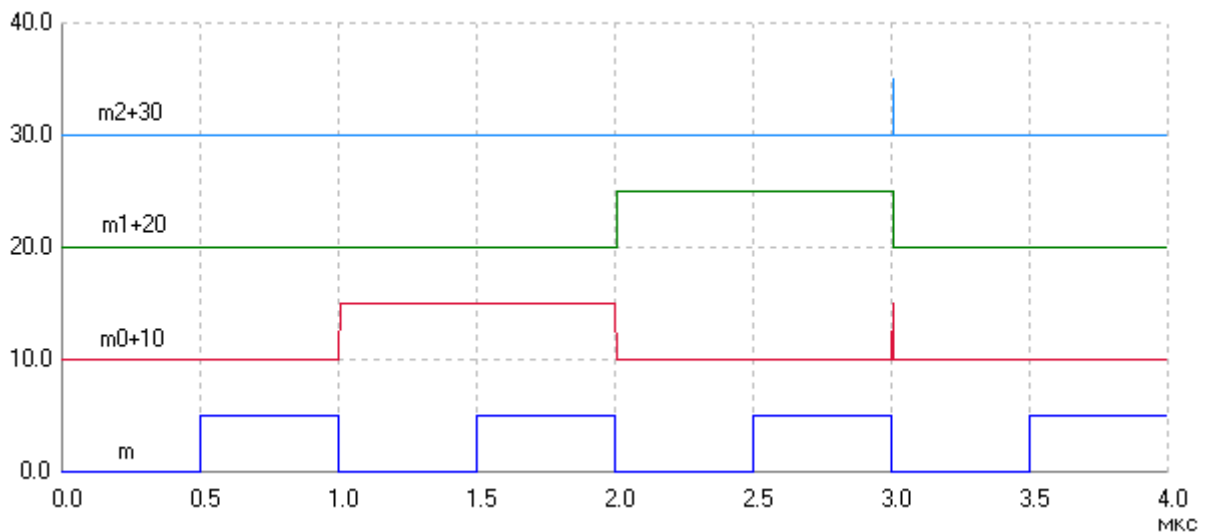


Рис. 2. Временная диаграмма работы двухразрядного счетчика

2. Про моделировать работу четырехразрядного счетчика с помощью программы uSpice. Период дискретизации, равный параметру Time Delta генератора G, установить равным 0,5 мкс. Частота входного сигнала $f_{вх}$ при этом будет равна 1 МГц.

Обратите внимание, что в этом случае время в микросекундах, прошедшее с начала анализа схемы, будет численно равно числу импульсов, поступивших на вход счетчика. Например, сразу после 1 мкс на рис. 2 на вход счетчика поступит 1 импульс, после 2 мкс — два импульса и т. д. Получите для

Задания на моделирование

заданной схемы временные диаграммы работы счетчика и убедитесь в соответствии получающегося модуля счета заданному модулю счета.

3. Используя карту Карно для комбинационной схемы счетчика, провести минимизацию логической функции комбинационной схемы.

Например, карта Карно для схемы сброса суммирующего четырехразрядного счетчика с модулем $M = 2$ приведена на рис. 3. Маленькими числами в круглых скобках в таблице представлены десятичные цифры, соответствующие четырехразрядным двоичным цифрам. На рис. 3 буква X соответствует неопределенным логическим значениям. Овал на карте содержит $2^3 = 8$ ячеек. Как видим, в овале не изменяется только m_1 . Минимизированное логическое уравнение для суммирующего счетчика получим в виде: $y = m_1$.

Реализуйте минимальную форму логической функции. Сравните логические сигналы на выходах исходного счетчика и счетчика с минимизированной структурой. Обратите внимание, что при анализе минимизированного вычитающего счетчика необходимо установить нулевые начальные условия.

m_1, m_0 m_3, m_2	00	01	11	10
00	0 ⁽⁰⁾	0 ⁽¹⁾	X ⁽³⁾	1 ⁽²⁾
01	X ⁽⁴⁾	X ⁽⁵⁾	X ⁽⁷⁾	X ⁽⁶⁾
11	X ⁽¹²⁾	X ⁽¹³⁾	X ⁽¹⁵⁾	X ⁽¹⁴⁾
10	X ⁽⁸⁾	X ⁽⁹⁾	X ⁽¹¹⁾	X ⁽¹⁰⁾

Рис. 3. Карта Карно для счетчика с модулем $M = 2$

4*. Сигналы на выходах счетчика появляются с запаздыванием относительно входных сигналов. Запаздывание обусловлено задержками в триггерах. Причем у последовательного счетчика запаздывание сигнала будет максимальным на выходе старшего разряда счетчика, т. к. в этом случае входной сигнал от генератора проходит максимальное число триггеров. Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся триггеры счетчика.

Важные параметры счетчика — задержки распространения t_{p0} , t_{p1} , t_{p2} , и т.д. которые определяются как задержки появления импульсов на выходах m_0 , m_1 , m_2 и т.д. Например, параметр t_{p0} определяется по уровню 0,5 от амплитуды импульсов, как время, на которое сигнал запаздывает на выходе m_0 при прохождении одного триггера счетчика.

На рис. 4, а показан задний фронт первого импульса, генерируемого входным генератором. Импульс на выходе $m0$ первого слева триггера счетчика, собранного на триггерах, срабатывающих по заднему фронту синхроимпульса, показан на рис. 4, б. Задержка распространения t_{p0} показана на рис. 4, б. В данном случае задержка определяется относительно заднего фронта входного импульса.

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа, вблизи входного и выходного импульсов, найдите задержку распространения t_{p0} и задержку распространения для старшего разряда на выходе счетчика, на котором возникает единица. Сравните эти задержки.

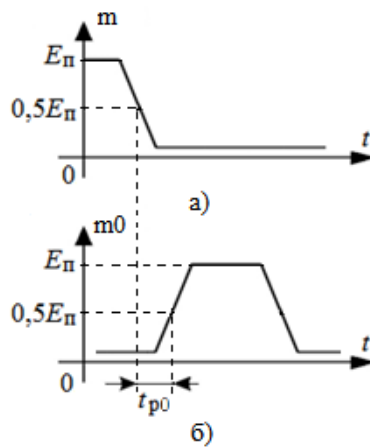


Рис. 4. Определение задержки распространения для младшего разряда на выходе счетчика

5*. Увеличивая частоту входного сигнала, исследовать быстродействие счетчика. Найти частоту, при которой счетчик начинает работать некорректно. Как правило, при этом возникают изменения амплитуды импульса, или его задержки, или его длительности более чем на 30% превышающие параметры неискаженных импульсов.

6*. Составить таблицу состояний счетчика и выделить в этой таблице номер импульса, соответствующий установке триггеров счетчика в исходное нулевое состояние. Определить по таблице состояний коэффициент деления частоты входного сигнала $n = f_{\text{вх}} / f_{\text{вых}}$.

7*. Обратите внимание, что в некоторых случаях счетчик начинает правильно работать только после первого цикла, когда хотя бы один раз отработают все триггеры схемы. Это объясняется тем, что в программе uSpice при запуске анализа схемы первоначальные состояния триггеров может быть не определено.

С помощью дополнительного генератора логических сигналов, включая в схему элементы ИЛИ и И, организовать первоначальный сброс триггеров счетчика в нулевое состояние и правильную последующую работу счетчика.

4.11. Пятиразрядный счетчик

1. Используя пять JK -триггеров, составьте схему суммирующего (для групп 1 и 2) или вычитающего (для групп 3 и 4) счетчика. Для построения счетчика студенты 1 и 3 групп используют триггеры, срабатывающие по заднему фронту синхроимпульса, а студенты 2 и 4 групп используют триггеры, срабатывающие по переднему фронту синхроимпульса. Модуль счета счетчика равен $M = H + 3$, где H — номер варианта.

Минимальное показание суммирующего счетчика равно 0. Максимальное показание суммирующего счетчика равно $M - 1$. Сброс триггеров счетчика в нулевое состояние должна происходить при появлении на мгновение кода, равного M . Для сброса счетчика в нулевое состояние используются комбинационное устройство и дополнительные входы R триггеров. Комбинационное устройство, управляющее работой счетчика, можно выполнить с использованием элемента И с несколькими входами.

Максимальное показание вычитающего счетчика равно 31 (пять двоичных единиц $11111_2 = 31_{10}$). Минимальное показание вычитающего счетчика равно $32 - M$. Установка триггеров счетчика в единичные состояния должна происходить при появлении на мгновение кода $32 - (M + 1)$. Для установки всех триггеров счетчика в единичное состояние используются комбинационное устройство и дополнительные входы S триггеров. Комбинационное устройство, можно выполнить с использованием элемента И с несколькими входами.

Например, схема суммирующего счетчика, выполненная на основе трех JK -триггеров, с модулем счета, равным 6, показана на рис. 1. Входной сигнал на счетчик поступает от генератора двоичных сигналов G . Срабатывание триггеров возникает при подаче заднего фронта синхроимпульса. На входы J и K триггеров подается логическая единица (напряжение, равное +5 В от источника $V1$).

Комбинационное устройство $A5$ выполнено с использованием элемента И с тремя входами. На выходах счетчика $m0$, $m1$ и $m2$ можно наблюдать только десятичные числа от 0 до 5 включительно.

При появлении на выходах счетчика десятичного числа 6 (двоичного числа 110_2) комбинационная схема генерирует единицу и показания счетчика практически мгновенно обнуляются. С нулевого состояния счетчик начинает новый цикл работы. Временная диаграмма работы счетчика приведены на рис. 2.

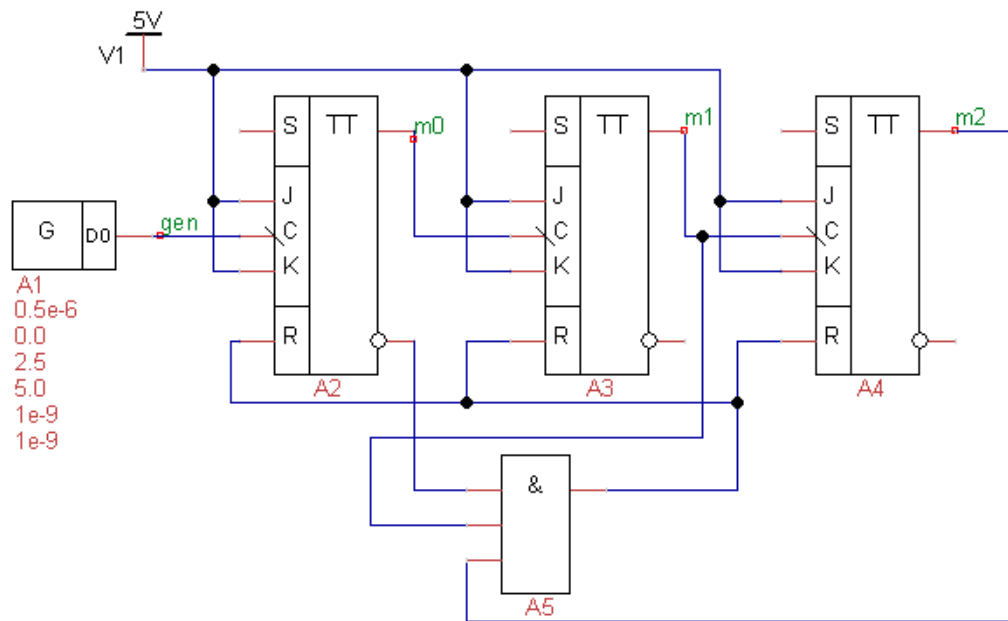


Рис. 1. Схема трехразрядного суммирующего счетчика ($M = 6$)

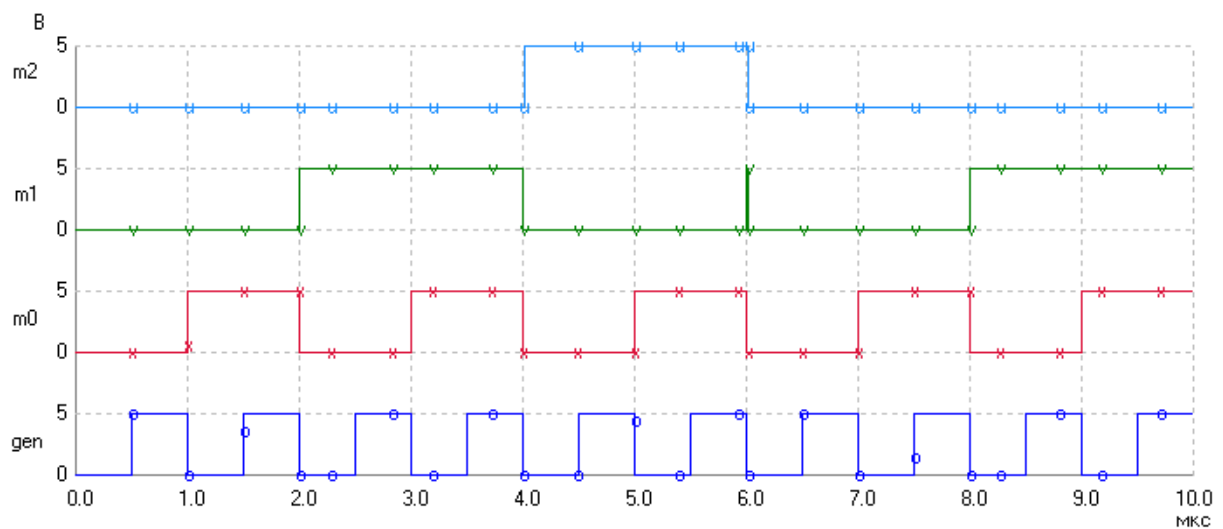


Рис. 2. Временная диаграмма работы счетчика

Для обеспечения правильной работы счетчика предварительно составьте логическое уравнение, описывающее работу комбинационной схемы. Например, для схемы на рис. 1 это уравнение выглядит просто: $Y = m2 \cdot m1 \cdot \overline{m0}$, где Y — выходной сигнал схемы И, $m2$, $m1$ и $m0$ — логические сигналы на входах схемы логического умножения. Число 110 в двоичном коде для суммирующего счетчика равно числу, при котором должна срабатывать комбинационная схема, сбрасывая в ноль показания счетчика.

Для пятиразрядного суммирующего счетчика модуль счета $M = (N + 3)$ необходимо записать в двоичном коде и затем перевести эту запись в совершенную дизъюнктивную нормальную форму, заменяя логические единицы сигналами без инверсий, а логические нули — сигналами с инверсией.

Задания на моделирование

Инверсию сигнала можно обеспечить, подключая вход схемы И к инверсному выходу триггера, или включая дополнительные инверторы. Для вычитающего пятиразрядного счетчика аналогичные действия надо провести для числа $32 - (H + 3) - 1$.

2. Промоделировать работу счетчика с помощью программы uSpice. Период дискретизации, равный параметру Time Delta генератора G, установить равным 0,5 мкс. Частота входного сигнала $f_{\text{вх}}$ при этом будет равна 1 МГц.

Обратите внимание, что в этом случае время в микросекундах, прошедшее с начала анализа схемы, будет численно равно числу импульсов, поступивших на вход счетчика. Например, сразу после 1 мкс на рис. 2 на вход счетчика поступит 1 импульс, после 2 мкс — два импульса и т. д. Получите для заданной схемы временные диаграммы работы счетчика и убедитесь в соответствии получающегося модуля счета заданному модулю счета.

3. Используя карты Карно, проведите минимизацию логической функции комбинационной схемы. Например, карта Карно для схемы сброса суммирующего счетчика с модулем $M = 6$ приведена на рис. 3.

$\begin{matrix} X_1, X_0 \\ x_4, x_3, x_2 \end{matrix}$	00	01	11	10
000	0 ₍₀₎	0 ₍₁₎	0 ₍₃₎	0 ₍₂₎
001	0 ₍₄₎	0 ₍₅₎	X ₍₇₎	1 ₍₆₎
011	X ₍₁₂₎	X ₍₁₃₎	X ₍₁₅₎	X ₍₁₄₎
010	X ₍₈₎	X ₍₉₎	X ₍₁₁₎	X ₍₁₀₎
100	X ₍₁₆₎	X ₍₁₇₎	X ₍₁₉₎	X ₍₁₈₎
101	X ₍₂₀₎	X ₍₂₁₎	X ₍₂₃₎	X ₍₂₂₎
111	X ₍₂₈₎	X ₍₂₉₎	X ₍₃₁₎	X ₍₃₀₎
110	X ₍₂₄₎	X ₍₂₅₎	X ₍₂₇₎	X ₍₂₆₎

Рис. 3. Карта Карно для суммирующего счетчика ($M = 6$)

Маленькими числами в круглых скобках в таблице представлены десятичные числа, соответствующие пятиразрядным двоичным числам. На рис. 3 буква X соответствует неопределенным значениям. Два овала на карте содержат по 4 ячейки и располагаются друг над другом. Как видим, в овалах не

изменяются только x_2 и x_1 . Следовательно, минимизированное логическое уравнение для суммирующего счетчика получим в виде: $y = x_2x_1$.

Карта Карно для вычитающего счетчика с модулем $M = 6$ приведена на рис. 4. В этом случае установка триггеров счетчика в единичные состояния должна происходить при появлении на мгновение кода $25_{10} = 11001_2$. Минимизированное логическое уравнение схемы получим в виде: $y = \bar{x}_2\bar{x}_1$.

Сравните логические сигналы на выходах исходного счетчика и счетчика с минимизированной структурой. Убедитесь, что для суммирующего счетчика можно оставить только входы комбинационной схемы, подключенные к основным выходам триггеров, а для вычитающего счетчика, — подключенными только к инверсным выходам триггеров.

x_1, x_0 x_4, x_3, x_2	00	01	11	10
000	X ₍₀₎	X ₍₁₎	X ₍₃₎	X ₍₂₎
001	X ₍₄₎	X ₍₅₎	X ₍₇₎	X ₍₆₎
011	X ₍₁₂₎	X ₍₁₃₎	X ₍₁₅₎	X ₍₁₄₎
010	X ₍₈₎	X ₍₉₎	X ₍₁₁₎	X ₍₁₀₎
100	X ₍₁₆₎	X ₍₁₇₎	X ₍₁₉₎	X ₍₁₈₎
101	X ₍₂₀₎	X ₍₂₁₎	X ₍₂₃₎	X ₍₂₂₎
111	0 ₍₂₈₎	0 ₍₂₉₎	0 ₍₃₁₎	0 ₍₃₀₎
110	X ₍₂₄₎	1 ₍₂₅₎	0 ₍₂₇₎	0 ₍₂₆₎

Рис. 4. Карта Карно для вычитающего счетчика ($M = 6$)

4*. Сигналы на выходах счетчика появляются с запаздыванием относительно входных сигналов. Запаздывание обусловлено задержками в триггерах. Причем у последовательного счетчика запаздывание сигнала будет максимальным для выхода старшего разряда счетчика, т. к. в этом случае входной сигнал от генератора проходит максимальное число триггеров. Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся триггеры счетчика.

Важные параметры счетчика — задержки распространения t_{p0} , t_{p1} , t_{p2} , и т.д. которые определяются как задержки появления импульсов на выходах $m0$, $m1$, $m2$ и т.д. Например, параметр t_{p0} определяется по уровню 0,5 от амплитуды

Задания на моделирование

импульсов, как время, на которое сигнал запаздывает на выходе $m0$ при прохождении одного триггера счетчика.

На рис. 5, а показан задний фронт первого импульса, генерируемого входным генератором. Импульс на выходе $m0$ первого слева триггера счетчика показан на рис. 5, б. Задержка распространения t_{p0} показана на рис. 5, б. В данном случае задержка определяется относительно заднего фронта входного импульса, т. к. JK -триггеры срабатывают по заднему фронту синхроимпульса.

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа, вблизи входного и выходного импульсов, найдите задержку распространения t_{p0} и задержку распространения для старшего разряда на выходе счетчика, на котором возникает единица. Сравните эти задержки.

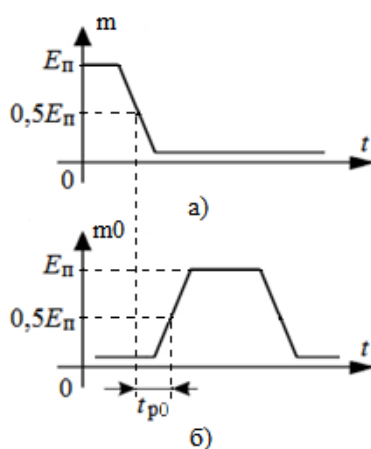


Рис. 5. Определение задержки распространения для младшего разряда на выходе счетчика

5*. Увеличивая частоту входного сигнала, исследовать быстродействие счетчика. Найти частоту, при которой счетчик начинает работать некорректно. Как правило, при этом возникают изменения амплитуды импульса, или его задержки, или его длительности более чем на 30% превышающие параметры неискаженных импульсов.

6*. Составить таблицу состояний счетчика и выделить в этой таблице номер импульса, соответствующий установке триггеров счетчика в исходное нулевое (или единичное) состояние. Определить по таблице состояний коэффициент деления частоты входного сигнала $n = f_{вх} / f_{вых}$.

7*. Обратите внимание, что в некоторых случаях счетчик начинает правильно работать только после первого цикла, когда хотя бы один раз отработают все триггеры схемы. Это объясняется тем, что в программе uSpice при запуске анализа схемы первоначальные состояния триггеров может быть не определено.

С помощью дополнительного генератора логических сигналов, включая в схему элемент ИЛИ, организовать первоначальный сброс (или установку) триггеров счетчика в нулевое или единичное состояния и правильную последующую работу счетчика.

4.12. Реверсивный счетчик

1. Реверсивный счетчик составляем из четырех JK -триггеров, срабатывающих по заднему фронту синхроимпульса. Модуль счета счетчика в режиме суммирования для группы с номером Γ ($\Gamma = 1, 2, \dots, 5$) равен $M_1 = 2 * \Gamma + 2$ для вариантов с 1 по 13 включительно и $M_1 = 2 * \Gamma + 3$ для вариантов с номерами больше 13.

Минимальное показание суммирующего счетчика равно 0. Максимальное показание суммирующего счетчика равно $(M_1 - 1)$. Сброс триггеров счетчика в нулевое состояние должен происходить при появлении на мгновение кода, соответствующего M_1 . Для сброса счетчика в нулевое состояние используется комбинационное устройство и дополнительные R -входы триггеров. Комбинационное устройство можно выполнить на основе элемента И с несколькими входами.

Модуль счета счетчика в режиме вычитания равен $M_2 = \langle H \rangle_{13} + 2$, где H — номер варианта. Максимальное показание вычитающего счетчика равно 15 (четыре двоичные единицы $1111_2 = 15_{10}$). Минимальное показание вычитающего счетчика равно $(16 - M_2)$. Установка триггеров счетчика в исходные единичные состояния должна происходить при появлении на мгновение кода $(16 - M_2 - 1)$. Для установки счетчика в единичное состояние используется комбинационное устройство и дополнительные S -входы триггеров. Комбинационное устройство, управляющее работой вычитающего счетчика, можно выполнить на основе элемента И с несколькими входами.

Например, на рис. 1 приведена схема реверсивного счетчика, выполненная на двух JK -триггерах А2 и А4, срабатывающих по заднему фронту, с модулем счета для суммирующего счетчика, равным 3, и с модулем счета для вычитающего счетчика, равным 2.

Входной импульсный сигнал на этот счетчик поступает от генератора двоичных сигналов G. На входы J и K триггеров подается логическая единица. Управляющий сигнал, переключающий режимы суммирования и вычитания, поступает на вход $mх$. Для переключения режимов работы используется мультиплексор А3. Если $mх = 0$ (рис. 1), то счетчик работает в режиме суммирования. Если $mх = 1$, то счетчик переходит в режим вычитания.

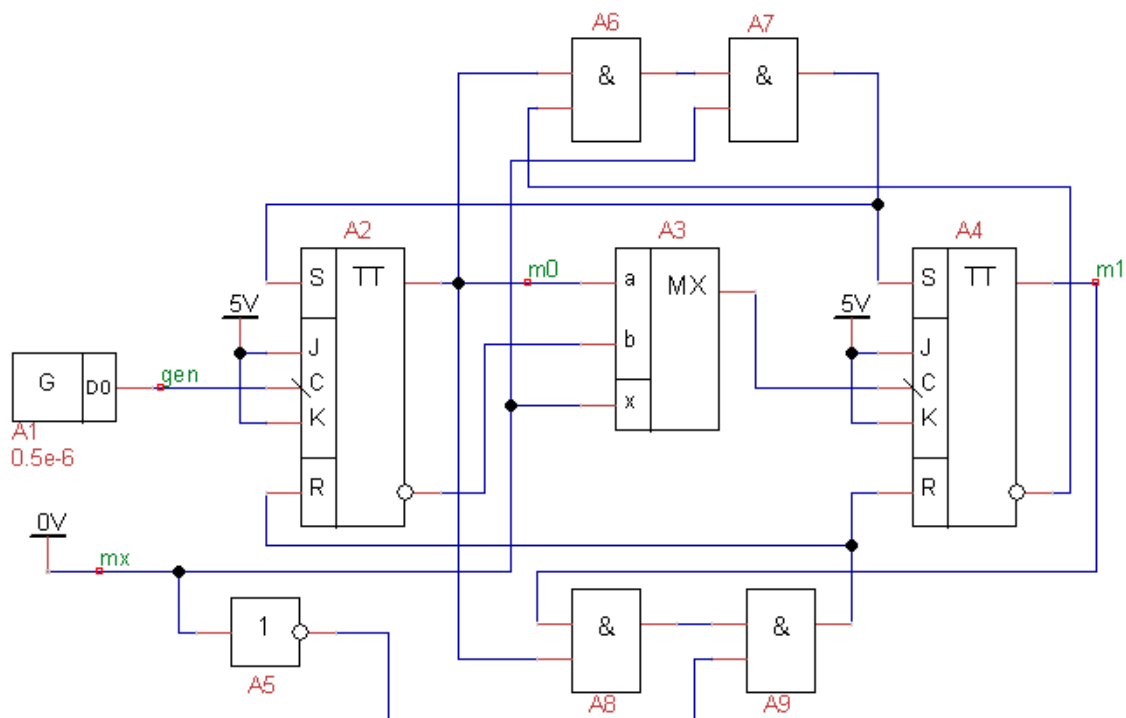


Рис. 1. Схема двухразрядного реверсивного счетчика

В режиме суммирования для сброса показаний счетчика в ноль используется комбинационное устройство А8. На выходах счетчика m0 и m1 в этом случае можно наблюдать только числа 0, 1 и 2.

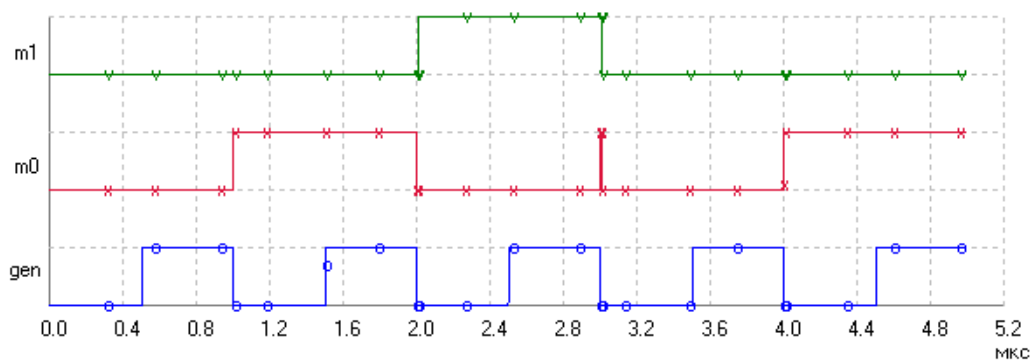


Рис. 2. Временная диаграмма работы счетчика
в режиме суммирования (mx = 0)

При появлении на выходах счетчика десятичного числа 3 (двоичного числа 11₂) комбинационная схема А8 генерирует единицу и показания счетчика практически мгновенно обнуляются. Счетчик начинает новый цикл работы. Временная диаграмма работы суммирующего счетчика приведены на рис. 2.

Для того, чтобы элемент А8, осуществляющий сброс триггеров в ноль, не мешал работе счетчика в режиме вычитания используются инвертер А6 и

элемент А9. Последний отключает элемент А8 от R -входов триггеров при подаче на управляющий вход tx логической единицы.

В режиме вычитания для установки единичных показаний счетчика используется комбинационная схема А6. На выходах счетчика $m0$ и $m1$ в режиме вычитания можно наблюдать только числа 3 и 2. При появлении на выходах счетчика десятичного числа 1 (код 01_2) комбинационная схема А6 генерирует единицу и показания триггеров счетчика практически мгновенно становятся равными единице. Счетчик начинает новый цикл работы. Временная диаграмма работы счетчика в режиме вычитания приведена на рис. 3.

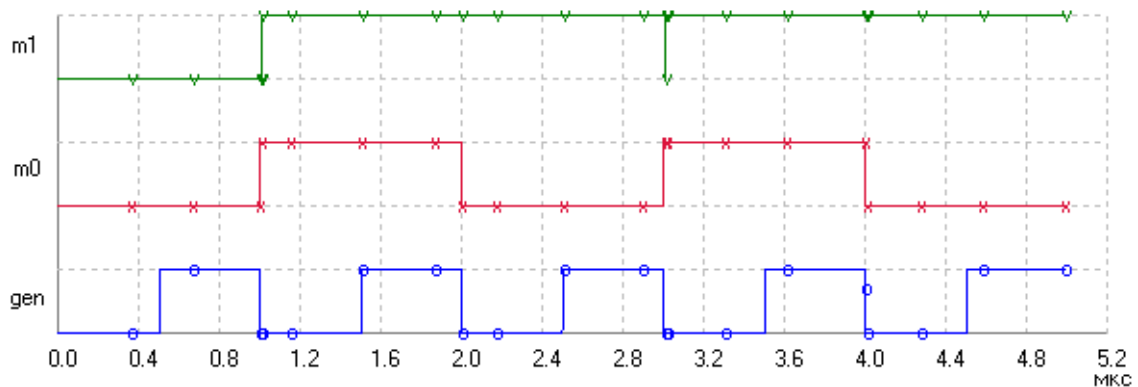


Рис. 3. Временная диаграмма работы счетчика в режиме вычитания ($tx = 1$)

Для того, чтобы элемент А6 не мешал работе счетчика в режиме суммирования используется элемент А7, который отключает элемент А6 от S -входов триггеров при подаче на управляющий вход tx логического нуля.

2. Для обеспечения правильной работы реверсивного счетчика с заданными модулями M_1 и M_2 требуется предварительно составить два логических уравнения, описывающих работу комбинационных схем сброса счетчика в ноль и установки счетчика в единичное состояние.

Для счетчика, работающего в режиме суммирования, заданный модуль счета M_1 необходимо записать в двоичном коде и затем перевести этот код в уравнение в совершенной дизъюнктивной нормальной форме, заменяя логические единицы сигналами без инверсий, а логические нули — сигналами с инверсией. Инверсию сигнала можно обеспечить, подключая вход схемы И к инверсному выходу триггера или включая дополнительные инверторы.

Например, для схемы на рис. 1 логическое уравнение в режиме суммирования выглядит просто: $y = m1 * m0$, где y — сигнал на выходе элемента А8, $m1$ и $m0$ — входные (без инверсий) логические сигналы на входах схемы логического умножения. Число 11 в двоичном коде для счетчика в режиме

суммирования равно числу, при котором должна срабатывать комбинационная схема и сбрасываться в ноль показания счетчика.

Для счетчика, работающего в режиме вычитания, необходимо записать в двоичном коде десятичное число $(16 - M_2 - 1)$ и затем перевести этот код в уравнение в совершенной дизъюнктивной нормальной форме, заменяя логические единицы сигналами без инверсий, а логические нули — сигналами с инверсией. Инверсию сигнала можно обеспечить, подключая вход схемы И к инверсному выходу триггера, или включая дополнительные инверторы.

Для схемы на рис. 1 это уравнение имеет вид $z = \overline{m1} * m0$, где z — сигнал на выходе элемента А8. Число 01 в двоичном коде в счетчике в режиме вычитания появляется на мгновение, обуславливая установку счетчика в единичное состояние.

Промоделировать работу четырехразрядного реверсивного счетчика с помощью программы uSpice. Период дискретизации, равный параметру Time Delta генератора G, установить равным 0,5 мкс. Частота входного сигнала $f_{вх}$ при этом будет равна 1 МГц. Обратите внимание, что в этом случае время в микросекундах, прошедшее с начала анализа схемы, будет численно равно числу импульсов, поступивших на вход счетчика. Например, сразу после 1 мкс на рис. 2 на вход счетчика поступит 1 импульс, после 2 мкс — два импульса и т. д.

Получите временные диаграммы работы реверсивного счетчика в режиме суммирования ($m_x = 0$) и в режиме вычитания ($m_x = 1$) и убедитесь в соответствии полученных модулей счета заданным модулям счета.

3. Используя карты Карно для комбинационных схем счетчика, провести минимизацию логических функций, описывающих работу комбинационных схем. Реализуйте минимальные формы логических функций. Сравните логические сигналы на выходах исходного счетчика и счетчика с минимизированной структурой.

Обратите внимание, что при анализе минимизированного вычитающего счетчика возможно понадобится вместо автоматического расчета начальных состояний счетчика установить нулевые начальные условия.

4*. Сигналы на выходах счетчика появляются с запаздыванием относительно входных сигналов. Запаздывание обусловлено задержками в триггерах и мультиплексорах. Причем у последовательного счетчика запаздывание сигнала будет максимальным на выходе старшего разряда счетчика, т. к. в этом случае входной сигнал от генератора проходит максимальное число элементов схемы. Физически задержка распространения определяется, в основном, инерционностью транзисторов, из которых строятся триггеры и мультиплексоры счетчика.

Важные параметры счетчика — задержки распространения t_{p0} , t_{p1} , t_{p2} и t_{p3} , которые определяются как задержки появления импульсов на выходах $m0$, $m1$, $m2$ и $m3$. Например, параметр t_{p0} определяется по уровню 0,5 от амплитуды импульсов, как время, на которое сигнал запаздывает на выходе $m0$ при прохождении одного триггера счетчика.

На рис. 4, а показан задний фронт первого импульса, генерируемого входным генератором. Импульс на выходе $m0$ первого слева триггера счетчика, работающего в режиме суммирования, показан на рис. 4, б. Задержка распространения t_{p0} показана на рис. 4, б. В данном случае задержка определяется относительно заднего фронта входного импульса.

Используя программу uSpice и задавая уменьшенный временной интервал анализа, вблизи входных и выходных импульсов, найдите задержки распространения t_{p0} , t_{p1} , t_{p2} и t_{p3} на соответствующих выходах счетчика, при его работе в режиме суммирования и в режиме вычитания.

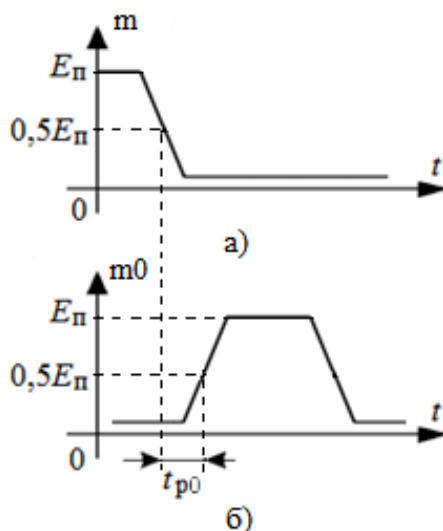


Рис. 4. Определение задержки распространения для младшего разряда на выходе счетчика

5*. Увеличивая частоту входного сигнала, исследовать быстродействие счетчика в режиме суммирования и в режиме вычитания. Найти самые первые высокие частоты, при которых счетчик начинает работать некорректно. Как правило, при этом возникают изменения амплитуды выходных импульсов, или их задержки, или их длительностей более чем на 30% превышающие параметры неискаженных выходных импульсов.

6*. Составить две таблицы состояний счетчика, работающего в режиме суммирования и в режиме вычитания. Выделить в этих таблицах номера входных импульсов, соответствующих установке триггеров счетчика в нулевое или в единичное состояния. Определить по таблицам состояний коэффициент деления частоты входного сигнала $n_1 = f_{\text{вх}} / f_{\text{вых1}}$ для режима суммирования и

Задания на моделирование

коэффициент деления частоты входного сигнала $n_2 = f_{\text{вх}} / f_{\text{вых2}}$ для режима вычитания. Выходные частоты определить на выходе старшего разряда m3 счетчика.

5. Задания на моделирование аналоговых и цифро-аналоговых устройств

5.1. Уравнения элементов и уравнения соединений

1. На рис. 1 и рис. 2 представлены электрические схемы цепей, содержащих два источника и три резистора. Резистор R3 — нагрузка. Цепь на рис. 1 используется студентами группы с нечетным номером, а цепь на рис. 2 — студентами группы с четным номером. В табл. 1 указаны параметры элементов схемы. В этой таблице *H* — номер варианта.

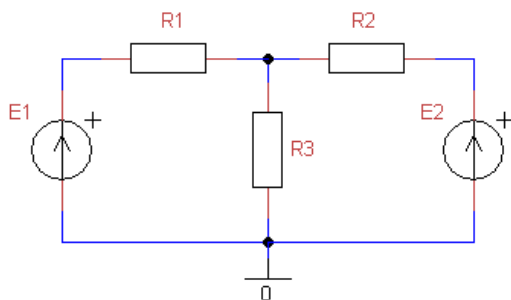


Рис. 1. Резистивная цепь с источниками напряжения

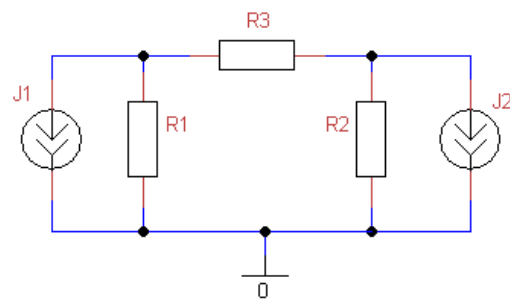


Рис. 2. Резистивная цепь с источниками тока

2. Рассчитать с помощью программы машинного моделирования резистивную цепь на постоянном токе (режим ОР). Найти напряжения на всех элементах цепи.

3. Рассчитать напряжения на резисторах по формулам законов Ома и Кирхгофа, а затем сверить результаты "ручных" расчетов напряжений с данными ЭВМ. Допускается относительная погрешность не более 10%.

4*. Изменяя величину (и при необходимости полярность) тока или напряжения *одного* из источников схемы, добиться того, чтобы напряжение на нагрузочном резисторе R3 уменьшилось в два, три раза (следовательно, включение в схему второго источника не всегда дает увеличение тока через нагрузку, а наоборот, может уменьшить этот ток).

5*. В схеме на рис. 1 удалить резистор R2 и источник E2. Резистор R1 в этом случае можно рассматривать как внутреннее сопротивление для источника E1. Увеличить сопротивление нагрузочного резистора R3 примерно в десять раз. Уменьшая затем это сопротивление, получить максимум мощности, выделяемой на нагрузке. Определить сопротивление нагрузочного резистора R3, при котором в нагрузке R3 выделяется максимальная мощность.

В схеме на рис. 2 удалить резистор R2 и источник J2 и соединить правый вывод резистора R3 с корпусом. Резистор R1 в этом случае можно

Задания на моделирование

рассматривать как внутреннее сопротивление для источника тока J_1 . Увеличить сопротивление резистора R_3 примерно в десять раз. Уменьшая затем это сопротивление, получить максимум мощности, выделяемой на нагрузке. Найти сопротивление резистора R_3 , при котором мощность в нагрузке максимальна. Убедиться, что величина внутреннего сопротивления R_1 определяет сопротивление нагрузки, при которой мощность в нагрузке максимальна.

6*. Преобразовать в исходной цепи источники напряжения в источники тока (рис. 1) или источники тока в источники напряжения (рис. 2). Заменяя два источника одним эквивалентным источником, рассчитать на ЭВМ и "вручную" (по формуле закона Ома) напряжение на нагрузке. Сравнить результаты "ручного" расчета с результатами моделирования.

Таблица 1

H	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_N , кОм	J_1 , мА	J_2 , мА	E_1 , В	E_2 , В
1	1	2	3	3	2	1	2
2	1	1	1	1	-1	5	1
3	5	7	6	-6	4	6	5
4	2	3	7	4	1	-1	-1
5	2	1	5	-1	2	2	8
6	2	3	4	1	2	-4	1
7	2	1	1	6	1	1	3
8	3	9	2	1	-8	2	-2
9	2	4	5	6	3	1	-1
10	1	2	3	-2	1	-5	2
11	3	3	4	-1	-9	7	4
12	2	4	8	3	-7	1	-3
13	1	2	1	-4	1	1	4
14	2	5	2	3	4	-2	7
15	2	4	5	-2	3	1	5
16	1	6	2	2	3	2	-3
17	3	1	6	3	-4	2	3
18	1	2	1	1	2	-1	3
19	1	2	3	-3	1	1	1
20	2	2	1	3	-1	6	1
21	3	1	1	1	4	4	-1
22	2	4	9	1	8	-1	8
23	2	2	1	-3	1	1	7
24	2	7	3	1	-5	1	9
25	2	5	4	-2	3	2	5

5.2. Метод комплексных амплитуд

1. Схемы исследуемых электрических цепей приведены ниже на рис. 1. Студенты группы с нечетным номером используют две схемы с нечетными номерами, а студенты группы с четным номером — две схемы с четными номерами.

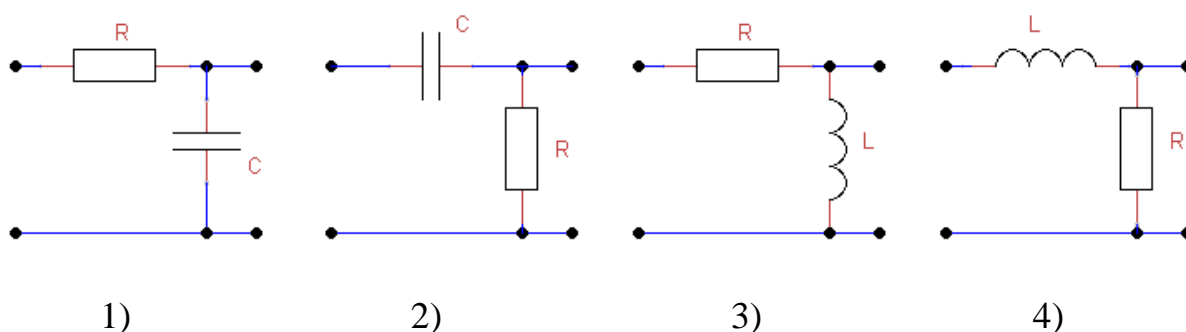


Рис. 1. Схемы RLC -цепей

На входе цепи необходимо подключить идеальный источник гармонического напряжения (AC Voltage) с комплексной амплитудой $\dot{E}_m = 2e^{j0^\circ}$ В (амплитуда напряжения равна 2 В, а начальная фаза — нулю). К выходным зажимам цепи для простоты нагрузочный резистор не подключается.

Параметры элементов схемы цепи указаны ниже в табл. 1.

Таблица 1

Номер группы	R , кОм	L , мГн	C , пФ
Нечетный	$2H$	$4H$	$10H$
Четный	$20/H$	$30/H$	$100/H$

2. Рассчитать с помощью ЭВМ в режиме АС амплитуды и начальные фазы напряжений на выходах электрических цепей в широком диапазоне частот, например от 1 Гц до 100 МГц.

Для одной из цепей самостоятельно выбрать частоту F_1 источника напряжения так, чтобы наблюдался существенный, не менее 10 градусов, фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Уменьшить диапазон анализируемых частот так, чтобы выбранная частота F_1 попала в середину или на край диапазона, заново рассчитать выходное напряжение и записать комплексную амплитуду напряжения на выходе выбранной цепи.

3. По формулам метода комплексных амплитуд рассчитать «вручную» все комплексные амплитуды токов и напряжений в выбранной цепи на частоте F_1 . Сравнить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ. Допустимая погрешность не более 20%.

4*. С помощью ЭВМ для второй цепи найти частоту F_2 источника напряжения так, чтобы наблюдался существенный, не менее 10 градусов, фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. На частоте F_2 рассчитать "вручную" комплексные амплитуды токов и напряжений на всех элементах второй цепи. Сравнить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ.

Почему на выбранной частоте сумма амплитуд напряжений на пассивных элементах цепи не равна амплитуде напряжения источника?

5*. Увеличивая или уменьшая частоту сигнала, найти максимальный фазовый сдвиг, вносимый цепью. Почему этот сдвиг не превышает 90 градусов?

5.3. Анализ сложных цепей

1. Направленный граф резистивной цепи приведен на рис. 1. На рисунке для каждой ветви указан ее номер k , где $k = 1, 2, \dots, 6$. Сопротивления резисторов в ветвях с нечетными номерами равно H Ом, а сопротивления резисторов в ветвях с четными номерами равно $2 \cdot H$ Ом, где H — номер варианта.

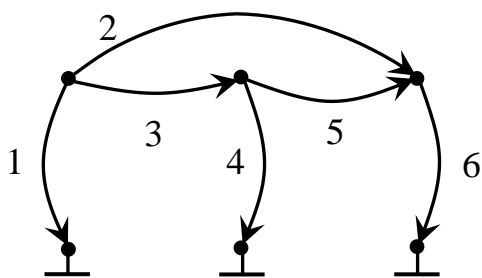


Рис. 1. Направленный граф резистивной цепи

В одну ветвь с номером $k_E = 1 + \langle H \rangle_6$, где $\langle \dots \rangle_P$ — символы взятия вычета по модулю P , последовательно с резистором включается источник постоянного напряжения с ЭДС, равной $E = 2H$ вольт. Направление стрелки источника напряжения совпадает с направлением соответствующей ветви на рис. 1.

В другой ветви с номером $k_I = 1 + \langle H + 2 \rangle_6$ параллельно резистору включается источник постоянного тока. Ток этого источника равен $I = H$ А, а направление совпадает с направлением ветви.

2. Рассчитать цепь по формулам законов Ома и Кирхгофа или методом узловых напряжений. Определить напряжения u_1 , u_4 , u_6 на ветвях 1, 4 и 6, соответственно.

3. Рассчитать с помощью компьютера и программы машинного моделирования в режиме ОР напряжения на всех ветвях в сложной резистивной цепи, изображенной на рис. 1. Определить напряжения на ветвях 1, 4 и 6. Сравнить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ.

4*. Используя программу моделирования, дважды изменить исходную схему и получить две новые схемы цепи. В первой из этих новых цепей исключить источник напряжения (используя короткое замыкание), а в другой — исключить источник тока (используя разрыв ветви). В новых схемах выбрать один из резисторов схемы R_k , который не соединен параллельно или последовательно с источниками тока или напряжения.

С помощью программы моделирования в первой новой схеме рассчитать напряжение u'_R на резисторе R_k , а во второй новой схеме рассчитать напряжение u''_R на том же резисторе R_k . Применяя принцип суперпозиции (наложения), рассчитать результирующее напряжение u_R на резисторе R_k .

Сравнить напряжение u_R с результатами ранее проведенного машинного расчета напряжения на k -ой ветви цепи.

5*. Преобразовать источник напряжения в исходной схеме в эквивалентный источник тока или источник тока в исходной схеме в эквивалентный источник напряжения. Рассчитать с помощью программы машинного моделирования напряжения на ветвях 1, 4 и 6 в новой резистивной цепи и сравнить их с ранее полученными результатами.

6*. Выбрать в исходной схеме в качестве нагрузки резистор R_n , который не соединен параллельно или последовательно с источниками тока или напряжения. Используя метод холостого хода (или короткого замыкания), найти параметры и изобразить эквивалентный генератор для выбранного нагрузочного резистора. Рассчитать с помощью компьютера ток через нагрузку в эквивалентной схеме. Сравнить токи через нагрузку в исходной и эквивалентной схемах.

5.4. Частотные характеристики фильтров

1. Схемы фильтров низких и высоких частот приведены на рис. 1. Студенты группы с нечетным номером используют две схемы с нечетными номерами, а студенты группы с четным номером — две схемы с четными номерами..

2. Рассчитать по формулам параметры схемы фильтра низких частот (ФНЧ), а затем схемы фильтра высоких частот (ФВЧ), если граничные частоты фильтров низких и высоких частот одинаковы и равны H кГц, где H — номер варианта. При расчетах на входе фильтра подключить идеальный источник напряжения. Дополнительную внешнюю нагрузку к фильтру для простоты не подключать.

3. Рассчитать с помощью программы моделирования амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) и фазо-частотные характеристики (ФЧХ) двух фильтров, один из которых — ФНЧ, а второй — ФВЧ. Отметить граничные

Задания на моделирование

частоты фильтров. Сравнить заданные и полученные с помощью ЭВМ граничные частоты. Допускается погрешность не более 10 %.

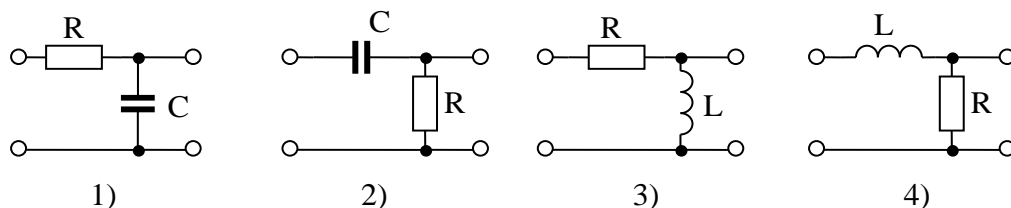


Рис. 1. Схемы фильтров низких и высоких частот

4*. Исследовать с помощью программы моделирования зависимость граничной частоты от параметров элементов фильтров. Найти сопротивления резисторов, при котором граничные частоты фильтров увеличиваются примерно в два раза.

5*. Включить в схему ФНЧ или ФВЧ последовательно с входным элементом дополнительный реактивный элемент: катушку или конденсатор так, чтобы получить схему последовательного колебательного контура — простейшего полосового фильтра. Используя формулу для резонансной частоты колебательного контура, рассчитать индуктивность или емкость добавленного реактивного элемента. При этом резонансная частота контура (она же центральная частота полосового фильтра) должна быть равна указанной выше граничной частоте ФНЧ или ФВЧ.

Рассчитать с помощью ЭВМ АЧХ полосового фильтра. Уменьшая (или увеличивая) сопротивление резистора полосового фильтра, получить полосу пропускания, примерно равную $H/5$ кГц.

6*. Собрать заграждающий фильтр с центральной частотой, равной резонансной частоте полосового фильтра. Исследовать АЧХ и ФЧХ заграждающего фильтра. Оценить полосу задерживания.

5.5. Процессы в длинных линиях

1. Для передачи сигнала используется длинная линия О1 с малыми потерями (рис. 1). Погонные параметры длинной линии и сопротивление R_1 нагрузки R_1 даны в табл. 1 (указанное в схеме на рис. 1 сопротивление нагрузки, равное 20 Ом, нужно изменить в соответствии с данными табл. 1).

Длина линии равна $l_0 = (20+H)$ метров, где H — номер варианта. Амплитуда напряжения синусоидального генератора на входе линии равна 10 В, а частота — 10 МГц (период колебаний $T = 100$ нс). Эти параметры генератора V_1 одинаковы для всех вариантов.

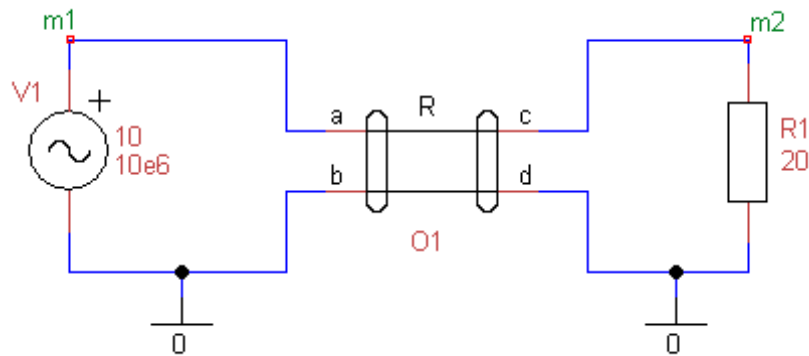


Рис. 1. Электрическая цепь с отрезком длинной линии

Таблица 1

Номер группы	C_0 , пФ/м	L_0 , мкГн/м	R_0 , Ом/м	G_0 , См/м	R_1 , Ом
Нечетный	10	0,1	0,001	0	$25 \cdot H$
Четный	1	1	0,01	0	$250 \cdot H$

2. Определить с помощью программы моделирования в режиме Tran амплитуду напряжения на нагрузке и задержку τ выходного напряжения относительно входного. Зная задержку τ и период колебаний $T = 100$ нс, рассчитать начальную фазу выходного напряжения, предполагая, что начальная фаза входного сигнала равна нулю.

3. Рассчитать по формулам комплексную амплитуду напряжения на нагрузке. Сравнить результаты машинного моделирования и данные, полученные по формулам.

4*. Исследовать зависимость амплитуды установившегося выходного напряжения от длины линии. Начать исследование с длины линии, равной 10 м. Кроме заданной выше длины l_0 , использовать также длину линии, равную четверти длины волны в длинной линии ($\lambda_{\text{л}}/4$), и длину, равную половине длины волны в линии ($\lambda_{\text{л}}/2$). Почему при длине, кратной половине длины волны в линии, амплитуды входного и установившегося выходного напряжений примерно одинаковы?

5*. Исследовать зависимость амплитуды установившегося выходного напряжения от сопротивления нагрузки, изменяя сопротивление последней от нуля до 10 кОм. В исследование включить случай, когда сопротивление нагрузки равно заданному в табл. 1 сопротивлению, а также случай, когда сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению. Почему при сопротивлении нагрузки, равном волновому сопротивлению линии, на выходе

линии устанавливается амплитуда, примерно равная амплитуде входного напряжения?

5.6. Метод интеграла Фурье

1. На линейную цепь воздействует прямоугольный импульс. Амплитуда импульса равна H вольт, длительность импульса $\tau = H$ мкс (группа с нечетным номером) или $\tau = 10H$ нс (группа с четным номером). Здесь H — номер варианта. Схемы электрических цепей приведены на рис. 1.

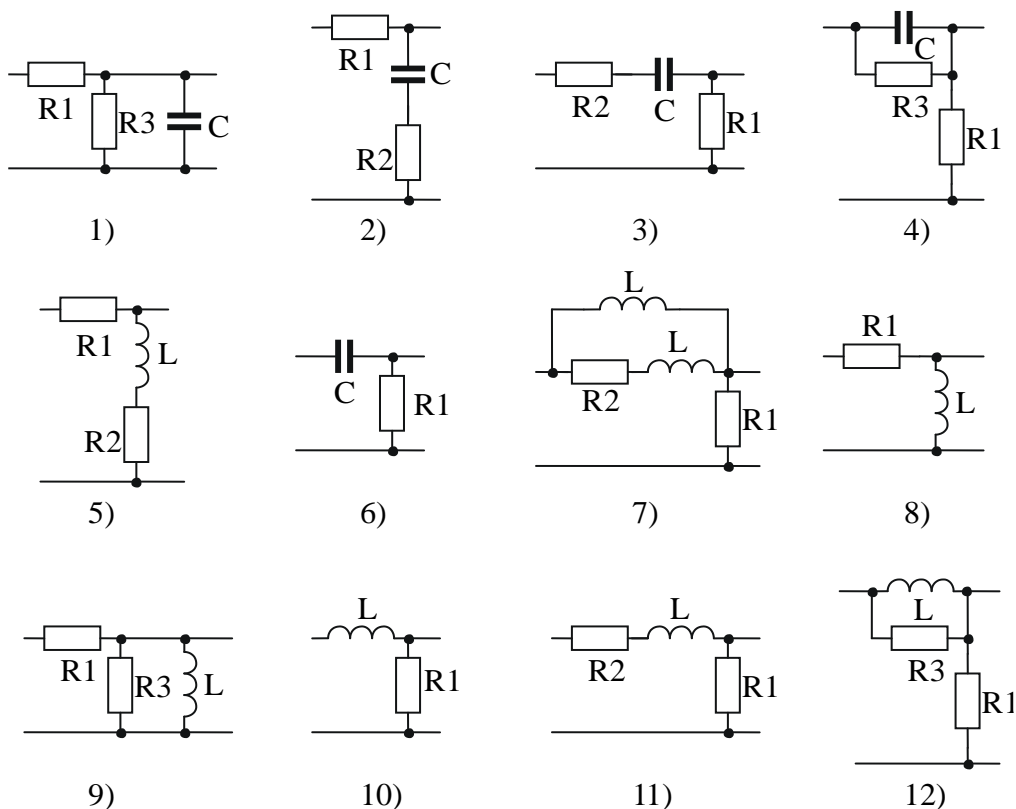


Рис. 1. Схемы искажающих RLC -цепей

Номер рассчитываемой схемы равен $k = (\langle H \rangle_{12} + 1)$, где $\langle H \rangle_{12}$ — вычет по модулю 12. Параметры элементов схем указаны в табл. 1.

Таблица 1

Номер группы	L , мкГн	C , пФ	R_1 , кОм	R_2 , Ом	R_3 , кОм
Нечетный	$250H$	$1000H$	0,5	10	80
Четный	$5H$	$5H$	1	20	100

2. Рассчитать с помощью программы uSpice сигнал на выходе электрической цепи. Сделать вывод о влиянии цепи на искажение формы импульса.

Примечание. В программе моделирования uSpice для удобства наблюдения реакции цепи следует использовать источник периодически повторяющихся прямоугольных импульсов Pulse source, устанавливая увеличенный

временной промежуток между импульсами. При этом к началу очередного импульса переходные процессы в цепи должны закончиться. Для этого, как правило, достаточно параметр Period источника установить в 10 раз больше длительности τ импульса ($\text{Period} = 10\tau$).

3. Рассчитать выходной сигнал по формулам метода интеграла Фурье. Для упрощения расчетов можно пренебречь малым сопротивлением резистора R_2 и, наоборот, слишком большим сопротивлением резистора R_3 относительно сопротивления резистора R_1 . По пяти точкам ($t = 0$, $t = \tau/2$, $t = \tau$, $t = 2\tau$ и $t \rightarrow \infty$) построить график выходного сигнала. Сравнить “ручные” и машинные результаты расчетов.

4*. Собрать схему, включающую три каскадно-соединенных четырехполюсника. Пропустить через эту сложную цепь заданный импульсный сигнал. Рассчитать с помощью компьютера выходной сигнал и сделать вывод о влиянии сложности цепи на искажения сигнала. Во сколько раз изменяется амплитуда и длительность импульса при добавлении второго и третьего четырехполюсников?

5*. Изменяя емкость или индуктивность реактивных элементов исходной цепи, получить существенное искажение формы прямоугольного импульса — уменьшение в два, три раза амплитуды или длительности импульса.

Определить параметры реактивных элементов, при которых, наоборот, искажения формы импульсов незначительны.

6*. Рассчитать по формулам модуль спектральной плотности входного импульса и АЧХ цепи. Нарисовать графики АЧХ и спектральной плотности амплитуд. Определить тип фильтра (ФНЧ, ФВЧ). Сделать вывод о характере влияния вида АЧХ на искажение формы выходного сигнала.

7*. Исследовать влияние сопротивления резистора R_1 на искажение формы импульса. При каком сопротивлении этого резистора амплитуда или длительность импульсов уменьшается в два раза?

5.7. Метод преобразования Лапласа

1. На вход линейной цепи поступает прямоугольный импульс. Схемы цепей приведены на рис. 1 параграфа 5.6. Номер рассчитываемой схемы равен $k = (\langle H \rangle_{12} + 1)$, где $\langle H \rangle_{12}$ — вычет по модулю 12, H — номер варианта. Входной прямоугольный импульс (импульсное напряжение) описывается выражением $s_1(t) = A \cdot [1(t) - 1(t - 1 \cdot 10^{-6})]$, где A — амплитуда импульса, равная H вольт, $1(t)$ — единичный скачок напряжения. Длительность импульса для всех вариантов одинакова и равна 1 мкс. Параметры элементов схем указаны в табл. 1.

Задания на моделирование

2. Рассчитать с помощью программы uSpice сигнал на выходе электрической цепи. Сделать вывод о влиянии цепи на искажение формы импульса.

Примечание. В программе моделирования uSpice для удобства наблюдения реакции цепи следует использовать источник периодически повторяющихся прямоугольных импульсов Pulse source. Если импульсы будут следовать с большим промежутком времени между ними, то реакция на воздействие одного импульса отделяется от реакций на другие импульсы. Как правило, для этого достаточно период повторения импульсов установить в 10 раз больше длительности импульса. В данном задании рекомендуется период следования импульсов взять равным 10 мкс.

Таблица 1

Номер группы	L , мГн	C , нФ	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_3 , кОм
Нечетный	$2H$	$1/(5H)$	$3H$	$H/3$	$20H$
Четный	$5/H$	$H/3$	$4/H$	0,02	$5H$

3. Рассчитать по формулам выходной сигнал методом преобразования Лапласа. По 3...5 точкам построить график выходного сигнала. Сравнить результаты “ручных” и машинных расчетов.

4*. Рассчитать с помощью ЭВМ сигнал на выходе электрической цепи, составленной из трех каскадно-соединенных исходных четырехполюсников. Сделать вывод о влиянии сложности цепи на искажение импульсов.

5*. Изменяя емкость или индуктивность реактивных элементов исходной цепи, получить существенное искажение формы прямоугольного импульса — уменьшение в два, три раза амплитуды или длительности импульса.

6*. Рассчитать по формулам модуль спектральной плотности входного сигнала и АЧХ цепи. Нарисовать по 4...5 точкам графики АЧХ и спектральной плотности. Определить тип фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ЗФ). Сделать вывод о влиянии вида АЧХ и типа фильтра на характер искажений выходного сигнала.

5.8. Форма и спектр модулированного сигнала

1. Электрическая цепь с генератором амплитудно-модулированного (АМ) сигнала и резистивной нагрузкой приведена на рис. 1.

Амплитуда несущей равна 2 В. Частота несущей $f_c = 5H$ кГц для группы с нечетным номером или $f_c = 100H$ кГц для группы с четным номером. Здесь H — номер варианта. Частоту модуляции установить равной $f_m = f_c/5$, а коэффициент АМ — равным 1.

В режиме Tran получить график зависимости напряжения АМ-сигнала от времени и проверить правильность установки частоты несущей, частоты модуляции и коэффициента АМ.

2. Используя пункт меню "Анализ/Фурье анализ – ДПФ", в диалоговой панели параметров Фурье-анализа установить частоту основной гармоники F , равной частоте модуляции f_m , частоту F_{\max} — равной $(20...25)*F$. Выбрать линейный (Lin) масштаб по вертикальной оси. Остальные параметры Фурье-анализа оставить по умолчанию.

Получить с помощью программы uSpice амплитудный спектр исследуемого сигнала.

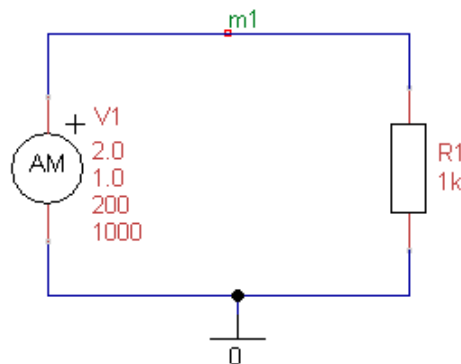


Рис. 1. Электрическая цепь с источником АМ-сигнала

3. Рассчитать по формулам амплитудный спектр АМ-сигнала. Сравнить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ.

4*. Исследовать форму и спектр АМ-сигнала при уменьшении коэффициента АМ в два раза и при увеличении частоты модуляции в полтора, два раза. Сделать выводы о влиянии указанных параметров на форму и спектр АМ-сигнала.

5*. Заменить в схеме рис. 1 источник сигнала — подключить к резистивной нагрузке источник фазомодулированного (ФМ) сигнала. Частоту несущей ФМ-сигнала установить равной частоте несущей АМ-сигнала. Амплитуду несущей установить равной 1 вольт. Частоту модуляции выставить равной $f_c/5$, а индекс ФМ — равный 2,41. Используя режим Tran, получить временной график фазомодулированного сигнала.

6*. Используя пункт меню "Анализ/ Фурье анализ – ДПФ", получить с помощью программы uSpice спектр ФМ-сигнала. В диалоговой панели установки параметров Фурье-анализа установить частоту основной гармоники F , равной частоте модуляции, частоту F_{\max} — равной $(20...25)*F$. Выбрать линейный (Lin) масштаб по вертикальной оси.

7*. Рассчитать по формулам амплитудный спектр ФМ-сигнала. Сравнить результаты "ручных" расчетов и график амплитудного спектра, полученный с помощью ЭВМ.

8*. Повторить исследования формы и спектра ФМ-сигнала при изменении индекса фазовой модуляции и частоты модуляции. Получить дополнительно 2, 3 графика для спектров ФМ-сигнала при уменьшении индекса ФМ в два, три раза и при увеличении частоты модуляции в полтора раза. Сделать выводы о влиянии индекса и частоты модуляции на форму и спектр ФМ-сигнала.

5.9. Комплексное и аналитическое представления АМ-сигнала

1. Схема для исследования комплексного и аналитического представления модулированного сигнала приведена на рис. 1. В этой схеме элемент a1 — генератор комплексного модулированного сигнала. На его верхнем выходе “re” получаем вещественный модулированный сигнал, а на нижнем выводе “im” — мнимую составляющую КМС.

Сигнал с генератора КМС подается на детектор КМС (элемент a2). С выхода “am” детектора снимаем огибающую модулированного сигнала, а на выводе “ph” можно посмотреть сигнал, соответствующий изменениям начальной фазы КМС.

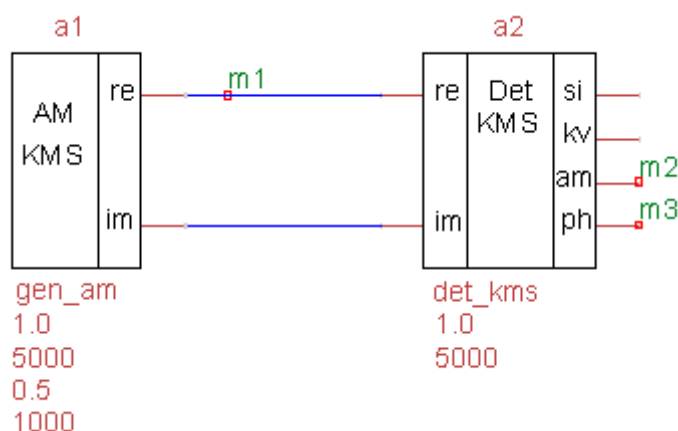



Рис. 1. Генератор и детектор комплексного модулированного сигнала

Выделяя мышью генератор КМС, устанавливаем амплитуду несущей АМ-сигнала равной одному вольту, коэффициент АМ равным 0,5, частоту несущей f_c равной $5H$ кГц, где H — номер варианта. Первоначально устанавливаем относительно низкую частоту модуляции $f_M = f_c/5 = H$ кГц.

2, а. Для метки m1 на рис. 1 в режиме Tran рассчитываем форму вещественного АМ-сигнала. При этом рекомендуется время анализа установить равным двум периодам T_M модулирующего сигнала, где $T_M = 1/f_M$. Анализируя полученные графики, проверяем правильность установки частоты несущей, частоты модуляции и коэффициента АМ.

2, б. Выбирая пункт меню "Анализ/Фурье анализ – ДПФ", в появляющейся диалоговой панели устанавливаем объем выборки $N = 1000$, частоту основной гармоники F равной частоте модуляции f_M , частоту F_{\max} равной $20 \cdot F$ и линейный (Lin) масштаб по вертикальной оси. Остальные параметры Фурье-анализа оставляем по умолчанию.

Для метки $m1$ рассчитываем с помощью программы uSpice амплитудный спектр исследуемого сигнала. Анализируя полученный график, убедиться в корректности расположения на оси частот боковых составляющих АМ-сигнала и в правильности величин их амплитуд.

2, в. Для метки $m1$, используя пункт меню "Анализ/Расчет аналитического сигнала" (или нажимая на значок ) в появляющейся диалоговой панели параметров расчета АС установить время анализа, равным $2T_M$, объем выборки $N = 8192$, частоту несущей, равной f_C . Остальные параметры анализа оставить по умолчанию. Получить с помощью преобразования Гильберта графики для огибающей и начальной фазы АС. Определить частоту модуляции и коэффициент АМ. Проверить их соответствие исходным данным. Убедиться, что рассчитанная начальная фаза АС примерно равна нулю.

2, г. Рассчитать огибающую и начальную фазу КМС. Выделяя мышью элемент $a2$ — детектор КМС, устанавливаем параметры внутреннего генератора детектора: амплитуду устанавливаем равной 1 В, а частоту несущей равной f_C . В режиме Tran рассчитываем напряжения в узлах с метками $m2$ и $m3$, т. е. сигналы, соответствующие огибающей и начальной фазе. Время анализа, как и в предыдущих расчетах, нужно установить равным $2T_M$. Определить частоту модуляции, коэффициент АМ и начальную фазу. Проверить их соответствие исходным данным.


Сравнивая результаты исследований по п. 2, в и п. 2, г, убедиться, что при низкой частоте модуляции ($f_M < f_C$) параметры модулированного сигнала при аналитическом и комплексном представлении практически идентичны.

3, а. Установить ультравысокую частоту модуляции для генератора на рис. 1, равную $f_M = 6H$ кГц, при которой $f_M > f_C$. Остальные параметры АМ-генератора оставить без изменения.

Для переменной $m1$ в режиме Tran получить график АМ-сигнала. При этом рекомендуется время анализа установить равным $2/H$ миллисекунд, где H — номер варианта. Обратите внимание на сложную форму ультраширокополосного АМ-сигнала.

3, б. Выбирая пункт меню "Анализ/Фурье анализ – ДПФ", проконтролировать неизменность, ранее установленных объема выборки $N = 1000$, частоты основной гармоники F (H кГц), частоты F_{\max} ($20 \cdot H$ кГц), линейного масштаба (Lin) по вертикальной оси. Для метки $m1$ получить физический амплитудный

спектр исследуемого сигнала. Убедиться в появлении несимметричного спектра АМ-сигнала, в котором частота нижней боковой составляющей сдвинута относительно частоты несущей не на $6H$ кГц, а на $4H$ кГц.

3, в. Для метки m1, используя пункт меню "Анализ/Расчет аналитического сигнала" (или нажимая на значок ) , в появляющейся диалоговой панели параметров расчета АС проконтролировать неизменность, ранее установленных времени анализа, равном $2/H$ миллисекунд, объема выборки $N = 8192$, частоты несущей, равной f_c .

Получить с помощью преобразования Гильберта графики огибающей и начальной фазы АС. Убедиться, что огибающая АС не является гармоническим сигналом с частотой $6H$ кГц и не соответствует исходному описанию АМ-сигнала. Убедится в появлении фазовой модуляции, которой не было в исходном АМ-сигнале.

3, г. Рассчитать огибающую и начальную фазу ультраширокополосного КМС используя детектор КМС (элемент a2 на рис. 1). Не изменяя ранее установленных параметров детектора КМС, в режиме Tgap находим напряжения в узлах с метками m2 и m3, т. е. сигналы, соответствующие огибающей и начальной фазе. Время анализа, как и в предыдущих расчетах, нужно установить равным $2/H$ миллисекунд. Определяем частоту модуляции, коэффициент АМ и начальную фазу и проверяем их на соответствие исходным данным.

Сравнивая результаты исследований по п. 3, в и п. 3, г, убеждаемся, что при ультравысокой частоте модуляции ($f_m > f_c$) огибающие и начальные фазы модулированного сигнала при аналитическом и комплексном представлении существенно различаются.

4*. Используя программу Excel (или программы MatLab, Mathcad и др.), рассчитать по формулам огибающую и начальную фазу АС. Сравнить результаты аналитических расчетов и графики, полученные с помощью программы uSpice.

5*. Заменить в схеме рис. 1 источник сигнала, — включить в схему источник фазомодулированного сигнала. Частоту несущей ФМ-сигнала установить равной частоте несущей АМ-сигнала. Амплитуду несущей установить равной 1 вольту. Частоту модуляции выставить равной $f_c/5$. Первоначально индекс ФМ установить равным 2. Убедиться, что огибающие и начальные фазы ФМ-сигнала при аналитическом и комплексном представлении практически идентичны.

Увеличивая индекс ФМ, найти такое его значение, при котором появляются существенные различия начальных фаз и огибающих модулированного сигнала при аналитическом и комплексном представлении. Как правило,

различия считаются существенными, если параметры отличаются более чем на 10%.

5.10. Усилитель на биполярном транзисторе

1. Задана одна из трех схем простейшего усилителя: общий эмиттер (ОЭ), общая база (ОБ) или общий коллектор (ОК) [12]. Тип усилителя и его характеристики описаны в табл. 1.

Таблица 1

Номер группы	ОЭ	ОБ	ОК	f_0 , МГц	R_H , кОм	Тип транзистора
Нечетный	$\langle H \rangle_3 = 0$	$\langle H \rangle_3 = 1$	$\langle H \rangle_3 = 2$	$H/2$	$H/4$	$n-p-n$ (КТ315)
Четный	$\langle H \rangle_3 = 2$	$\langle H \rangle_3 = 0$	$\langle H \rangle_3 = 1$	$1/H$	$H/2$	$p-n-p$ (КТ326)

В табл. 1 буква H — номер варианта, R_H — сопротивления внутренней и внешней нагрузок, $\langle H \rangle_3$ — вычет по модулю 3, f_0 — частота входного сигнала.

Напряжение источника питания E_n установить равным 10 В. Для моделирования использовать $n-p-n$ -транзистор (группа с нечетным номером) или $p-n-p$ -транзистор (группа с четным номером). В схемах ОЭ и ОБ установить начальное напряжение смещения между базой и эмиттером, равное по модулю 0,6 В. При необходимости самостоятельно уточнить величину напряжения смещения между базой и эмиттером так, чтобы постоянное напряжение между коллектором и эмиттером было равно 5 ± 3 В.

В схеме ОК установить постоянное напряжение на базе транзистора равным примерно половине напряжения питания, т. е. примерно 5 В. Емкости разделительного и блокировочного конденсаторов, а также индуктивность дросселя рассчитать самостоятельно, учитывая, что сопротивления разделительного и блокировочного конденсаторов на частоте сигнала в десять и более раз меньше входного сопротивления и сопротивления нагрузки каскада, а сопротивление дросселя на частоте сигнала, напротив, в десять и более раз больше входного сопротивления каскада.

При исследовании амплитуда переменного входного сигнала не должна превышать 0,1 В (рекомендуется установить 1 мВ). В этом случае получим линейный режим работы усилителя.

2. Используя при анализе режим АС, найти с помощью ЭВМ на заданной частоте комплексные коэффициент усиления по напряжению \dot{K}_u , входное $\dot{Z}_{вх}$ и выходное $\dot{Z}_{вых}$ сопротивления усилителя. Отметим, что для определения

$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}}$ необходимо собрать новую схему, в которой источник сигнала перемещен с входа на выход усилителя, а входные зажимы закорочены.

3. Рассчитать по формулам \dot{K}_u , $\dot{Z}_{\text{ВХ}}$ и $\dot{Z}_{\text{ВЫХ}}$ исследуемого усилителя, если параметры биполярного n - p - n -транзистора следующие: $r_{\text{бэ}} = 1500 \text{ Ом}$, $r_{\text{кэ}} = 40 \text{ кОм}$, $S = 25 \text{ мА/В}$, а параметры биполярного p - n - p -транзистора равны $r_{\text{бэ}} = 1800 \text{ Ом}$, $r_{\text{кэ}} = 50 \text{ кОм}$, $S = 15 \text{ мА/В}$.

Сравнить результаты, полученные с помощью ЭВМ, и результаты, рассчитанные по формулам. Обратите внимание на то, что некоторые показатели усилителя при моделировании могут существенно отличаться от расчетных. Это объясняется тем, что фактические параметры используемого в схеме транзистора могут отличаться от заданных $r_{\text{бэ}}$ и S .

Найти по полученным выше графикам фазовый сдвиг, вносимый усилителем. Сравнить полученное значение фазы с расчетным.

4*. Исследовать с помощью программы моделирования АЧХ усилителя в широком диапазоне частот. Найти верхнюю и нижнюю граничные частоты. Сравнить граничные частоты и заданную частоту f_0 сигнала.

5*. С помощью аналитических соотношений определить новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления усилителя увеличивается или уменьшается примерно в два раза. Изменить параметры схемы и проверить коэффициент усиления усилителя с помощью программы моделирования.

6*. Изменяя режимы и параметры элементов схемы усилителя, добиться увеличения (или уменьшения) в два раза входного и выходного сопротивлений. Найти элементы схемы, оказывающие наибольшее влияние на входные и выходные сопротивления усилителя.

5.11. Резистивный усилитель на полевом транзисторе

1. Схема резистивного (апериодического) усилителя на МДП-транзисторе приведена на рис. 1. Параметры усилителя: рабочая частота f_0 , сопротивление внутренней нагрузки $R_{\text{С}}$ и сопротивление внешней нагрузки $R_{\text{Н}}$ даны в табл. 1. В таблице H — номер варианта.

Для моделирования группа с нечетным номером использует МДП-транзистор с n -каналом типа 2р305. Группа с четным номером выбирает МДП-транзистор с p -каналом типа 2р304. В последнем случае в схеме на рис. 1 необходимо изменить полярность источника питания на противоположную.

При исследовании рекомендуется установить малую амплитуду входного сигнала U_1 , равную 1...10 мВ, при которой обеспечивается линейный режим работы усилителя.

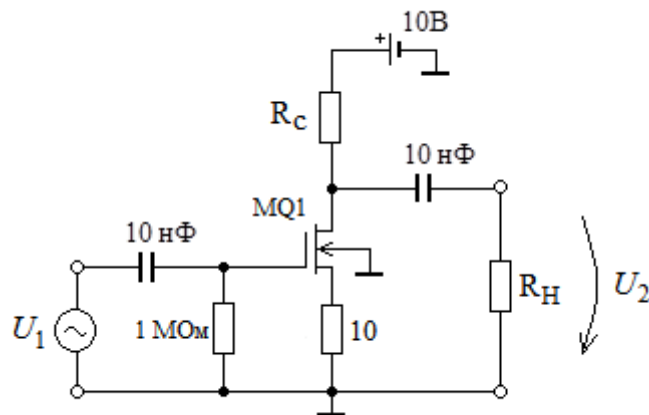


Рис. 1. Схема резистивного усилителя на МДП-транзисторе

Таблица 1

Номер группы	f_0 , кГц	R_C , Ом	R_H , кОм	Тип транзистора
Нечетный	H	$2000+200H$	200	n -канал
Четный	$H+25$	$3000+200H$	250	p -канал

2. Найти с помощью ЭВМ комплексные коэффициент усиления по напряжению \dot{K}_u , входное $\dot{Z}_{ВХ}$ и выходное $\dot{Z}_{ВЫХ}$ сопротивления усилителя.

Для определения $\dot{Z}_{ВЫХ}$ необходимо собрать новую схему, в которой источник сигнала перемещен с входа на выход усилителя и включен вместо нагрузочного резистора R_H . Освободившиеся входные клеммы закоротить. Исследование провести в диапазоне частот, начиная с заданной в табл. 1 и заканчивая частотой, примерно на 20% больше заданной. Рекомендуется использовать линейный масштаб по оси частот.

3. Рассчитать показатели исследуемого усилителя, если параметры полевых транзисторов с n -каналом следующие: $r_{зи} = 400$ кОм, $r_{си} = 50$ кОм, $S = 2$ мА/В, а параметры полевого транзистора с p -каналом равны: $r_{зи} = 500$ кОм, $r_{си} = 60$ кОм, $S = 1$ мА/В. Для расчета использовать известные аналитические соотношения для области средних частот [12]: $\dot{K}_u = -S\dot{Z}_{CH}$, где $\dot{Z}_{CH} = 1 / (1/r_{си} + 1/R_C + 1/R_H)$, $\dot{Z}_{ВХ} = r_{зи}$ и $\dot{Z}_{ВЫХ} = 1 / (1/R_C + 1/r_{си})$.

Обратите внимание на то, что результаты “ручных” расчетов могут существенно отличаться от результатов моделирования, т. к. фактическая крутизна и сопротивление затвор-исток используемого в схеме транзистора могут существенно отличаться от заданных S и $r_{зи}$. Кроме того, на результаты моделирования усилителя могут оказывать влияние паразитные емкости транзистора.

4*. Исследовать с помощью программы моделирования АЧХ усилителя в широком диапазоне частот. Найти верхнюю и нижнюю граничные частоты. Сравнить граничные частоты и заданную рабочую частоту f_0 сигнала.

5*. С помощью приведенных выше аналитических соотношений определить новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления усилителя ОЭ по модулю уменьшается или увеличивается в полтора, два раза. Изменить параметры схемы и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

6*. Изменяя режимы и параметры элементов схемы, добиться увеличения (или уменьшения) в два раза входного и выходного сопротивлений усилителя. Найти элементы схемы, оказывающие наибольшее влияние на входные и выходные сопротивления усилителя.

5.12. Резонансный усилитель на биполярном транзисторе

1. Схема резонансного усилителя с общим эмиттером на биполярном транзисторе показана на рис. 1.

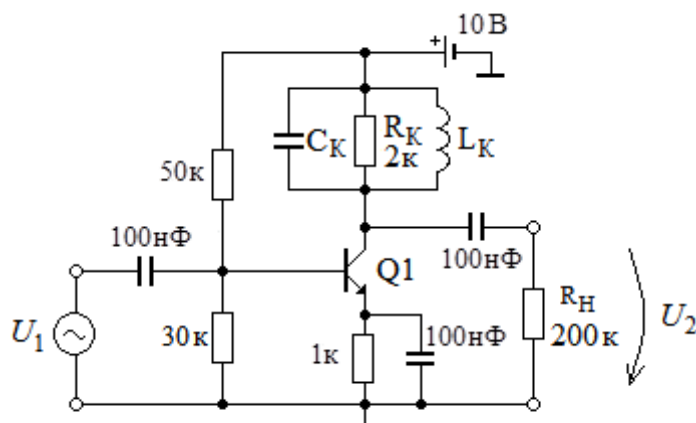


Рис. 1. Схема резонансного усилителя на биполярном транзисторе

Резонансная частота колебательного контура в коллекторной цепи равна $f_p = H/2$ МГц для группы с нечетным номером или $f_p = (12 + H/2)$ МГц для группы с четным номером. Здесь H — номер варианта. Для моделирования используется транзистор КТ315. Сопротивление резистора R_K в параллельном колебательном контуре равно $R_K = 2$ кОм.

Рекомендуется добротность контура Q выбрать равной 10...20. Индуктивность катушки L_K и емкость конденсатора C_K усилителя необходимо рассчитать самостоятельно, используя формулу для добротности $Q = R_{CH}/\rho$, где $R_{CH} = 1 / (1/r_{кэ} + 1/R_K + 1/R_H)$ — сопротивление суммарной нагрузки, $r_{кэ} = 50$ кОм — сопротивление коллектор-эмиттер транзистора КТ315, R_K — сопротивление резистора в параллельном колебательном контуре, равное

2 кОм, R_H — сопротивление внешней нагрузки усилителя, равное 200 кОм, $\rho = \omega_p L_K = 1/\omega_p C_K$ — характеристическое сопротивление контура, ω_p — резонансная частота контура в радианах на секунду, равная $\omega_p = 2\pi f_p$.

Отметим, что $r_{кэ}$ и R_H в 25 раз и в 100 раз, соответственно, больше, чем сопротивление R_K . Поэтому, допуская погрешность определения добротности, равной нескольким процентам, можно использовать соотношение $R_{сн} \approx R_K = 2$ кОм. Однако, расчет L_K и C_K рекомендуется проводить с точностью до двух, трех значащих цифр, т. к. в противном случае можно не получить резонанс в параллельном колебательном контуре на заданной частоте.

2. Получить с помощью ЭВМ амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного усилителя. Рекомендуется использовать линейный масштаб по частотной оси и небольшой диапазон анализируемых частот вблизи резонансной частоты.

Определить резонансную частоту f_{p1} усилителя. Проверить соответствие резонансной частоты f_{p1} заданной частоте f_p моделируемого усилителя. По полученной АЧХ найти полосу пропускания Δf усилителя по уровню 0,707. Найти добротность Q_1 параллельного контура моделируемого усилителя, деля частоту f_p на полосу Δf . Проверить соответствие выбранной добротности Q и полученной при моделировании добротности Q_1 .

3. Рассчитать коэффициент усиления резонансного усилителя на резонансной частоте, если параметры транзистора следующие: $r_{бэ} = 500$ Ом, $r_{кэ} = 50$ кОм, $S = 30$ мА/В. Для расчета модуля коэффициента усиления усилителя на резонансной частоте используйте следующую формулу [12]: $K_p \approx S R_{сн}$, где сопротивление суммарной нагрузки $R_{сн} = 1 / (1 / r_{кэ} + 1 / R_K + 1 / R_H)$. Сравните результаты, полученные по формулам, и результаты, полученные с помощью ЭВМ.

Обратите внимание на то, что результаты “ручных” расчетов могут существенно отличаться от результатов моделирования, т. к. фактическая крутизна и сопротивление коллектор-эмиттер используемого в схеме транзистора могут отличаться от заданных. Кроме того, моделирование усилителя проводится на относительно высоких частотах, на которых сказываются паразитные емкости транзистора.

4*. С помощью приведенных выше аналитических соотношений определить новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления резонансного усилителя ОЭ на резонансной частоте по модулю увеличивается или уменьшается примерно в два раза. Изменить параметры схемы и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

5*. Заменить транзистор КТ315 в схеме усилителя на идеальный транзистор. Получить с помощью ЭВМ амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного усилителя с идеальным транзистором. Определить новую резонансную частоту f_{p2} усилителя. Чем можно объяснить разницу между частотами f_{p1} и f_{p2} ? Используя формулу для резонансной частоты колебательного контура $f_p = 1 / (2\pi\sqrt{L_k C_k})$, оценить выходную емкость транзистора КТ315.

6*. Подавая на вход усилителя фазомодулированный сигнал, получить на выходе усилителя сигнал с паразитной амплитудной модуляцией (явление преобразования ФМ \rightarrow АМ). Как правило, для получения наибольшего преобразования ФМ \rightarrow АМ частота несущей модулированного сигнала должна находиться на склоне АЧХ с максимальной крутизной, а девиация частоты модулированного сигнала должна быть выбрана равной примерно четверти полосы пропускания усилителя.

5.13. Усилитель на операционном усилителе

1. Заданы неинвертирующий усилитель для группы с нечетным номером или инвертирующий усилитель для группы с четным номером. Практическая схема неинвертирующего усилителя на операционном усилителе (ОУ) приведена на рис. 1.

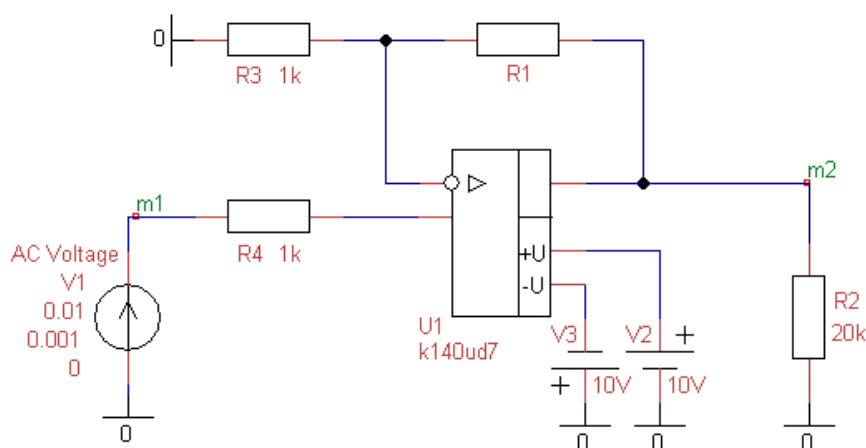


Рис. 1. Схема неинвертирующего усилителя на ОУ

Схема инвертирующего усилителя [12] отличается тем, что источник входного сигнала V1 подключается к инвертирующему входу через резистор R3, а освободившийся левый вывод резистора R4 соединяется с корпусом. Для моделирования выбрать ОУ типа k140ud7. Модули коэффициентов усиления усилителей должны быть равны H — номеру варианта.

Используя формулу для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя $K_H = 1 + R_1/R_3$ или формулу для коэффициента усиления

инвертирующего усилителя $K_{\text{и}} = -R_1/R_3$, где R_1 — сопротивление резистора R_1 , R_3 — сопротивление резистора R_3 , самостоятельно рассчитать требуемое сопротивление резистора R_1 в схеме усилителя. При расчетах сопротивление резистора R_3 рекомендуется взять равным 1 кОм, как показано на рис. 1.

Сопротивление резистора R_4 в схеме должно быть равно сопротивлению резистора R_3 . Нагрузочный резистор R_2 на выходе усилителя имеет сопротивление 20 кОм. На операционный усилитель необходимо подать двуполярное напряжение питания, равное +10 В и -10 В (источники V_2 и V_3 , соответственно).

2. Найти с помощью ЭВМ коэффициент усиления по напряжению инвертирующего и неинвертирующего усилителей в области низких частот (например, на частоте 10 Гц). При этом уровень входного напряжения не должен превышать 0,1 В (рекомендуется подавать напряжение с амплитудой 1 мВ). Обратите внимание на инверсию фазы при усилении гармонического сигнала в инвертирующем усилителе. В режиме АС определить граничную частоту усилителя в области высоких частот.

3. Рассчитать по приведенным выше формулам коэффициенты усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Сравнить результаты машинного и аналитического (по формулам) расчетов.

4*. С помощью приведенных выше формул рассчитать новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления усилителя по модулю увеличивается или уменьшается в два раза. Изменить параметры исследуемого усилителя и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

5*. Собрать логарифмический усилитель-ограничитель, включая в цепи обратной связи параллельно резистору R_1 встречно-параллельно два диода. Сопротивление резистора R_1 установить равным 3 кОм. Частоту входного гармонического сигнала установить равной 100 Гц.

В режиме Tran построить амплитудную характеристику логарифмического усилителя-ограничителя, т. е. зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного гармонического сигнала, увеличивая амплитуду входного сигнала от 100 мВ до 500 мВ с шагом 100 мВ. Убедиться в наличии режима ограничения амплитуды выходного сигнала.

6*. Собрать схему интегратора на ОУ. Для этого заменить резистор R_1 в цепи отрицательной обратной связи на конденсатор $C_{\text{ос}}$ [12]. Постоянная времени интегратора равна $\tau = R_3 C_{\text{ос}}$. Принимая постоянную времени равной $\tau = H$ мс, рассчитать величину $C_{\text{ос}}$ — емкости конденсатора в цепи обратной связи.

Получить АЧХ интегратора в области частот от $f_1 = 1/(1000\tau)$ до $f_2 = 1/\tau$. Убедиться, что с ростом частоты коэффициент передачи интегратора уменьшается. Устанавливая логарифмический масштаб по вертикальной оси, определить закон уменьшения значений АЧХ.

Подать на интегратор гармонический сигнал с частотой $f_0 = 1/(100\tau)$ и определить фазовый сдвиг между выходным и входным сигналами.

Подать на интегратор последовательность положительных прямоугольных импульсов с частотой $f_0 = 1/(100\tau)$ и длительностью импульса, равной половине длительности периода, и исследовать выходной сигнал интегратора, изменяя постоянное напряжение смещения во входном сигнале.

7*. Собрать схему дифференциатора на ОУ с постоянной времени, равной постоянной времени интегратора (см. пункт 6). Исследовать характеристики дифференциатора. Получить АЧХ дифференциатора и реакцию на воздействие последовательности прямоугольных импульсов.

8*. Исследовать зависимость граничной частоты усилителя от сопротивления в цепи обратной связи. Как изменяется полоса усиливаемых частот при увеличении коэффициента отрицательной обратной связи?

5.14. Умножитель частоты на биполярном транзисторе

1. Схема нелинейной цепи — умножителя частоты на биполярном транзисторе показана на рис. 1. Обучающиеся группы с нечетным номером используют указанный на схеме n - p - n -транзистор типа kt315, а обучающиеся группы с четным номером используют p - n - p -транзистор типа kt326. В последнем случае требуется изменить полярность коллекторного источника питания на противоположную.

Частота входного сигнала, подаваемого от генератора, равна: $F_{\text{вх}} = 30H$ кГц (для группы с нечетным номером) и $F_{\text{вх}} = 1 + 0,2H$ МГц (для группы с четным номером). Здесь H — номер варианта. Амплитуда входного гармонического сигнала равна 1 В.

Коэффициент умножения n умножителя частоты лежит в диапазоне от 2 до 4 и рассчитывается по формуле $n = \langle H \rangle_3 + 2$, где треугольные скобки означают вычет по модулю три. Перед расчетом на ЭВМ необходимо по указанным исходным данным определить индуктивность катушки L_K и емкость конденсатора C_K колебательного контура, величину добротности которого рекомендуется выбрать из диапазона $20 \leq Q \leq 40$. Добротность параллельного контура в данной схеме равна $Q \approx R_K/\rho$, где R_K — сопротивление потерь в контуре, равное 2 кОм, $\rho = \sqrt{L_K / C_K}$ — характеристическое сопротивление контура. Расчет индуктивности L_K и емкости C_K рекомендуется проводить с

точностью до двух, трех значащих цифр, т. к. в противном случае можно не получить резонанс в параллельном колебательном контуре на заданной частоте.

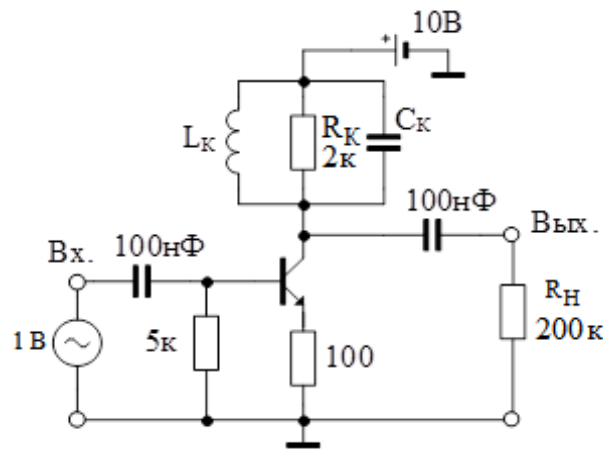


Рис. 1. Схема умножителя частоты на биполярном транзисторе

2. В режиме Tran получить с помощью ЭВМ графики входного и выходного сигналов. Сравнивая эти графики, убедиться в правильной работе умножителя частоты.

3. Рассчитать амплитуду выходного сигнала, используя метод тригонометрических формул. Для этого передаточную вольт-амперную характеристику транзистора аппроксимируем следующим полиномом четвертой степени: $i_k = a_0 + a_1 u + a_3 u^3 + a_4 u^4$, где i_k — ток коллектора транзистора, u — входное напряжение, $a_0 = 10^{-6}$ А, $a_1 = 10^{-2}$ А/В, $a_3 = 2 \cdot 10^{-3}$ А/В³, $a_4 = 10^{-3}$ А/В⁴.

При расчетах учесть, что частота выходного сигнала совпадает с резонансной частотой контура и что внешнее сопротивление нагрузки R_H каскада выбрано много больше сопротивления резистора в коллекторной цепи умножителя. Поэтому суммарное сопротивление нагрузки каскада практически равно сопротивлению резистора контура (2 кОм). Сравнить результаты, полученные по формулам, и результаты, рассчитанные на ЭВМ.

4*. Рассчитать с помощью компьютера напряжение на контрольном резисторе в цепи эмиттера транзистора и убедиться в возникновении косинусоидальных импульсов тока эмиттера транзистора. Объясните причину их возникновения и отличие их формы от гармонической формы входного сигнала. Используя заданный выше полином, рассчитать амплитуду импульсов тока эмиттера транзистора.

5*. Уменьшая амплитуду входного напряжения от 1,1 В до 0,1 В (с шагом 0,1 В), снять амплитудную характеристику умножителя частоты, то есть зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала.

Построить график амплитудной характеристики. Убедиться, что при уменьшении амплитуды входного сигнала напряжение на выходе умножителя резко уменьшается. Определить входное напряжение, при котором амплитуда выходного сигнала будет менее 1 мкВ и умножитель частоты становится практически не работоспособным, так как выходное напряжение сравнимо с уровнем шума.

6*. Уменьшая частоту входного сигнала, получить увеличенные, по сравнению с заданным, коэффициенты умножения, равные $n = \langle H \rangle_3 + 3$, $n = \langle H \rangle_3 + 4$ и $n = \langle H \rangle_3 + 5$. В таблицу занести значения коэффициентов умножения и соответствующие амплитуды выходных напряжений. Убедиться в том, что умножитель частоты на транзисторе с ростом коэффициента умножения работает менее эффективно. Определить, насколько уменьшается амплитуда выходного напряжения при увеличении коэффициента умножения до $n = \langle H \rangle_3 + 5$.

7*. Включить на входе каскада два последовательно соединенных источника переменного напряжения. С первого источника подать на каскад сигнал гетеродина с частотой $f_r = 11F_{\text{вх}}n$ и амплитудой 0,8 В ... 1,1 В. У второго источника установить частоту входного сигнала равной $10F_{\text{вх}}n$, а амплитуду — 0,2 В ... 0,3 В. Получить на выходе каскада комбинационную гармонику, частота которой совпадает с резонансной частотой колебательного контура. Определить амплитуду комбинационной гармоники.

5.15. Удвоитель частоты на полевом транзисторе

1. Схема умножителя частоты на полевом транзисторе показана на рис. 1. Обучающиеся группы с нечетным номером используют указанный на схеме n -канальный транзистор типа 2р305, а обучающиеся группы с четным номером — p -канальный транзистор типа 2р304.

При использовании p -канального транзистора требуется изменить полярность стокового источника питания на противоположную.

Модуль напряжения отсечки для транзистора равен $V_{\text{ТО}} = 1$ В. Частота входного сигнала, подаваемого от генератора, равна: $F_{\text{вх}} = 30H$ кГц (для группы с нечетным номером) и $F_{\text{вх}} = 0,5 + 0,1H$ МГц (для группы с четным номером). Здесь H — номер варианта. Амплитуда входного гармонического сигнала равна 3 В.

Коэффициент умножения умножителя равен $n = 2$. Перед моделированием необходимо по указанным исходным данным определить индуктивность катушки L_K и емкость конденсатора C_K колебательного контура, величину добротности которого рекомендуется выбрать из диапазона $20 \leq Q \leq 40$. Как известно, добротность параллельного контура в данной схеме равна $Q \approx R_K/\rho$,

где R_K — сопротивление потерь в контуре, равное 3 кОм, ρ — характеристическое сопротивление контура, равное $\rho = \omega_p L_K = 1 / \omega_p C_K$. Используя последние формулы, получим

$$L_K = \frac{R_K}{Q\omega_p}; \quad C_K = \frac{Q}{R_K\omega_p},$$

где ω_p — резонансная частота колебательного контура, равная $\omega_p = 2\pi nF_{\text{вх}}$.

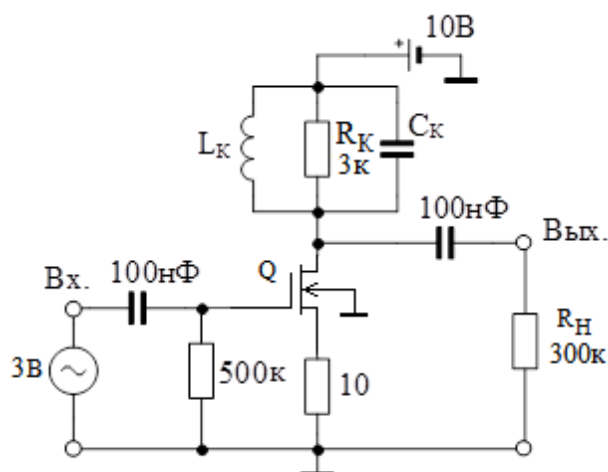


Рис. 1. Схема умножителя частоты на полевом транзисторе

Расчет индуктивности L_K и емкости C_K рекомендуется проводить с точностью до трех значащих цифр, т. к. в противном случае можно не получить резонанс в параллельном колебательном контуре на нужной частоте.

2. В режиме Tran получить с помощью ЭВМ графики входного и выходного сигналов. Сравнивая эти графики, убедиться в правильной работе умножителя частоты.

3. Рассчитать амплитуду выходного сигнала, используя метод тригонометрических формул. Для этого передаточную вольт-амперную характеристику транзистора аппроксимируем следующим полиномом второй степени: $i_c = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$, где i_c — ток стока транзистора, u — входное напряжение, $a_0 = 10^{-6}$ А, $a_1 = 5 \cdot 10^{-4}$ А/В, $a_2 = 10^{-4}$ А/В².

При расчетах учесть, что частота выходного сигнала совпадает с резонансной частотой контура и что внешнее сопротивление нагрузки R_H каскада выбрано много больше сопротивления резистора в составе колебательного контура умножителя. Поэтому суммарное сопротивление нагрузки каскада практически равно сопротивлению резистора контура (3 кОм). Сравнить результаты, полученные по формулам, и результаты, полученные на ЭВМ.

4*. Рассчитать с помощью компьютера напряжение на контрольном резисторе в цепи истока транзистора и убедиться в возникновении косинусоидальных импульсов тока истока транзистора. Объясните причину их

возникновения и отличие их формы от формы гармонического входного сигнала. Используя заданный выше полином, рассчитать амплитуду импульсов тока истока транзистора.

5*. Уменьшая амплитуду входного напряжения от 3 В до 0,3 В (с шагом 0,3 В), снять амплитудную характеристику умножителя частоты, то есть зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала. Построить график амплитудной характеристики. Убедиться, что при уменьшении амплитуды входного сигнала напряжение на выходе умножителя резко уменьшается. Определить входное напряжение, при котором амплитуда выходного сигнала будет менее 1 мкВ и умножитель частоты становится практически не работоспособным, так как выходное напряжение сравнимо с уровнем шума.

6*. Уменьшая частоту входного сигнала, получить увеличенные, по сравнению с заданным, коэффициенты умножения n , равные 3, 4 и 5. Занести в таблицу значения коэффициентов умножения (начиная с n , равного 2) и соответствующие амплитуды выходных напряжений. Убедиться в том, что умножитель частоты на транзисторе с ростом коэффициента умножения работает менее эффективно. Определить, насколько уменьшается амплитуда выходного напряжения при увеличении коэффициента умножения до $n = 5$.

7*. Включить на входе каскада два последовательно соединенных источника переменного напряжения. С первого источника подать на каскад сигнал гетеродина с частотой $f_{\Gamma} = 11F_{\text{вх}}n$ и амплитудой 3 В. У второго источника установить частоту входного сигнала равной $10F_{\text{вх}}n$, а амплитуду — 0,5 В. Получить на выходе каскада комбинационную гармонику, частота которой совпадает с резонансной частотой колебательного контура. Определить амплитуду комбинационной гармоники.

5.16. Автогенератор на операционном усилителе

1. Электрическая схема RC -автогенератора, выполненного на операционном усилителе (ОУ), приведена на рис. 1. Операционный усилитель на рис. 1 охвачен цепью положительной обратной связи (ПОС), составленной из двух одинаковых резисторов R и двух одинаковых конденсаторов C , а также цепью отрицательной обратной связи (ООС), образованной диодами $D1$, $D2$ и резисторами $R1$ и $R_{\text{ОС}}$. Нелинейная ООС предназначена для ограничения амплитуды возникающих автоколебаний. Положительная обратная связь обуславливает самовозбуждение автогенератора.

Частота колебаний автогенератора равна $f_0 = H$ кГц. В схеме автогенератора используйте операционный усилитель типа k140ud7. Сопротивление резистора $R1$ выбрать равным 1 кОм. Для простоты используйте идеальные

диоды. Параллельно диодам D1 и D2 включен вспомогательный резистор с сопротивлением $R_{OC} = 2,5 \text{ кОм}$.

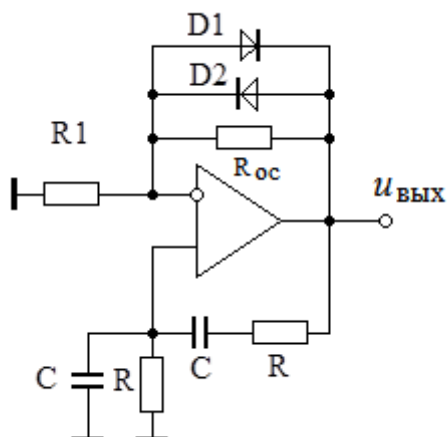


Рис. 1. Схема RC -автогенератора на ОУ

2. По заданной частоте колебаний автогенератора рассчитать емкости конденсаторов C в цепи ПОС при условии, что сопротивления резисторов R равны 1 кОм . Для расчета используйте следующую формулу для частоты колебаний RC -автогенератора: $\omega_0 = 1/RC$, где $\omega_0 = 2\pi f_0$.

3. Получить в режиме Tran процесс возникновения и установления колебаний в автогенераторе. Определить, используя установившийся режим, основные показатели автогенератора: частоту и амплитуду автоколебаний. Сравнить частоту автоколебаний с заданной частотой f_0 .

Отметим, что на практике причиной для возникновения автоколебаний являются шумы, помехи, переходные процессы, возникающие при подаче напряжения питания, и т. д. Для возникновения автоколебаний при моделировании необходимо в диалоговой панели режима Tran указать использование нулевых начальных условий. При этом моделируется реальное включение устройства, при котором возникают переходные процессы, обуславливающие самовозбуждение автогенератора.

Анализируя начало процесса возникновения автоколебаний, определить длительность переходного процесса установления автоколебаний. За нулевой момент времени берется момент начала анализа. Как правило, колебание считается установившимся, если его амплитуда отличается от стационарной амплитуды не более чем на 10%.

4*. Уменьшая сопротивление вспомогательного резистора R_{OC} , включенного параллельно диодам схемы, получить срыв самовозбуждения. Определить граничное сопротивление $R_{OC.ГР}$ резистора R_{OC} , соответствующее срыву самовозбуждения, при котором рост амплитуды отсутствует или сменяется уменьшением амплитуды колебаний. Рассчитать по формуле $K_{ГР} = 1 + R_{OC.ГР}/R_1$ граничный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя, учитывая,

Задания на моделирование

что сопротивления диодов D1 и D2 в момент самовозбуждения очень велики и их можно не учитывать, так как напряжения в схеме в момент самовозбуждения еще очень малы и диоды закрыты. Сравнить полученный $K_{ГР}$ и теоретическое условие самовозбуждения RC -автогенератора.

5*. Отключить цепь ПОС от автогенератора. Подавая гармонический сигнал на неинвертирующий вход усилителя, получить на частоте автоколебаний на выходе такую же амплитуду выходного напряжения, как и в случае автоколебаний. Рассчитать коэффициент усиления усилителя, соответствующий стационарному состоянию автогенератора. Проверить соответствие полученного коэффициента уравнению стационарности автогенератора.

6*. Обратите внимание на то, что вход цепи ПОС располагается у выходных зажимов усилителя. Отключить вход цепи ПОС от выходного контакта автогенератора. Подключить к входным зажимам цепи ПОС источник гармонического напряжения. В режиме АС рассчитать АЧХ цепи ПОС. Найти частоту квазирезонанса и коэффициент передачи цепи ПОС на частоте квазирезонанса.

5.17. Цифро-аналоговый преобразователь

1. Собрать схему трехразрядного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), построенного на основе цепочки R - $2R$ (рис. 1).

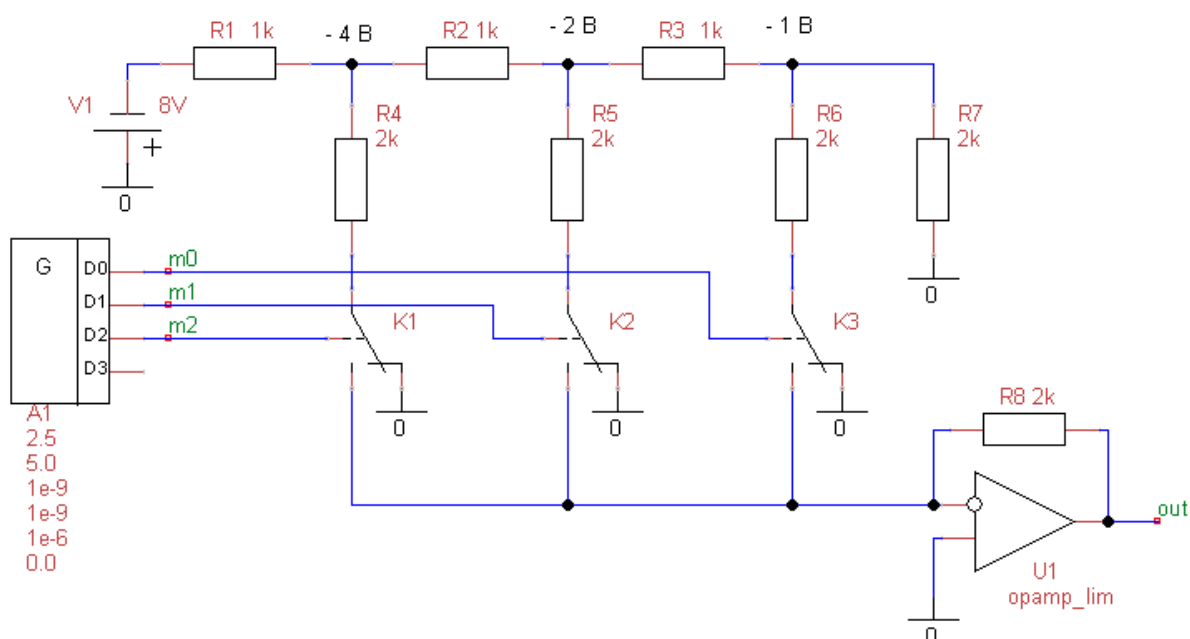


Рис. 1. Схема трехразрядного ЦАП

Шаг квантования равен $\Delta = 45H$ мВ. Здесь H — номер варианта. Рассчитать и установить требуемое опорное напряжение V1. Обратите внимание на то, что в схеме ЦАП используется инвертирующий усилитель на

операционном усилителе (ОУ) и поэтому на цепочку $R-2R$ подается отрицательное напряжение. На выходе ОУ напряжение будет положительным. Например, на рис. 1 показано опорное напряжение, равное минус 8 В. Шаг квантования при этом равен 1 В. Управляющие сигналы на ЦАП (рис. 1) поступают с генератора G двоичных кодов. Двоичные сигналы управляют переключателями К1, К2 и К3. В исходном положении переключателей, показанном на рис. 1, напряжение на вход усилителя не подается и на выходе ЦАП напряжение равно нулю.

Если на шине входных данных появляется код 001 ($m_0 = 5$ В, $m_1 = 0$ В, $m_2 = 0$ В), то срабатывает переключатель К3. На вход ОУ через резистор R6 поступает напряжение -1 В и на выходе ЦАП возникает инвертированное напряжение 1 В, равное шагу квантования Δ .

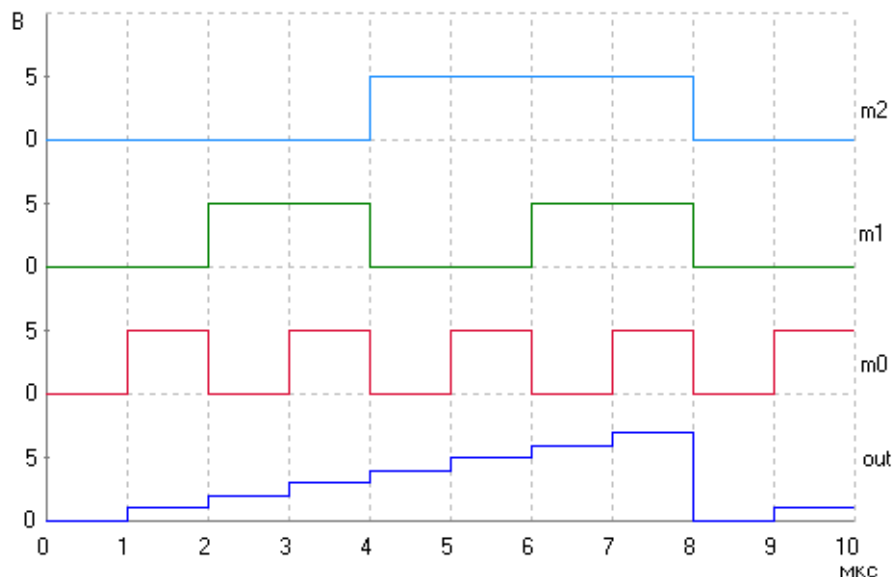


Рис. 2. Временная диаграмма работы ЦАП

На рис. 2 представлены сигналы на входной шине данных и на выходе ЦАП, схема которого приведена на рис. 1. На интервале времени от нуля до 8 мкс генератор G выдает последовательность увеличивающихся по величине двоичных кодов. Поэтому на этом интервале наблюдаем рост напряжения на выходе ЦАП от 0 до 7 вольт с шагом 1 вольт.

2. В соответствии с номером варианта установить заданный шаг квантования и получить правильную работу ЦАП. Занести в таблицу увеличивающиеся по величине входные двоичные коды и соответствующие им выходные напряжения. Выходные напряжения определить по графику, аналогичному графику, показанному на рис. 2. Проверить величину шага квантования Δ и максимальную величину выходного напряжения ЦАП, равную $U_{\max} = (2^p - 1)\Delta$, где p — разрядность ЦАП.

3. Подключить параллельно резистору в цепи обратной связи ОУ конденсатор. В этом случае усилитель на ОУ становится активным фильтром низких частот. Определить емкость конденсатора, при которой в выходном сигнале при изменении входного сигнала будут практически отсутствовать резкие скачки выходного напряжения.

4*. Для исследования быстродействия ЦАП включить в схему вместо идеального ОУ реальный ОУ, например, $\mu\text{A}741$. Отключить от ЦАП два проводника шины данных, оставив только сигнал с выхода D0 генератора G.

Увеличивая частоту входного сигнала получить на выходе ЦАП искаженный импульс напряжения. Как правило, изменение амплитуды импульса, или его задержки, или его длительности более чем на 30% по сравнению с параметрами неискаженного импульса считается нарушением работы ЦАП. Определить длительность переднего фронта искаженного импульса. Эта длительность примерно равна основному динамическому параметру ЦАП — времени установления выходного напряжения $t_{\text{уст}}$. В ЦАП на основе цепочки $R-2R$ время $t_{\text{уст}}$ в основном определяется быстродействием операционного усилителя.

5*. Составить схему четырехразрядного ЦАП с управлением сигналами, поступающими от генератора логических уровней. Получить правильную работу четырехразрядного ЦАП.

5.18. Аналого-цифровой преобразователь

1. Собрать схему параллельного двухразрядного аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Двухразрядные АЦП на практике могут использоваться для обнаружения импульсных сигналов, так как в этом случае большое число разрядов не требуется. Шаг квантования АЦП установить равным $\Delta = 45\text{ мВ}$.

Например, схема двухразрядного АЦП с шагом квантования, равным 1 В, показана на рис. 1. На вход АЦП от источника V1 подается тестовый пилообразный сигнал с амплитудой, равной 4 В. В АЦП используются источник опорного напряжения V2, три прецизионных резистора R1, R2, R3 с одинаковыми сопротивлениями, равными 1 кОм, три компаратора A1, A2, A3 и комбинационная схема — шифратор CD. Шифратор CD выполнен в виде подсхемы H1. Шаг квантования, равный 1 вольту в схеме на рис. 1, устанавливается выбором опорного напряжения V2 равным 3 В.

Временные зависимости, иллюстрирующие работу АЦП, приведены на рис. 2. На вход АЦП в промежутке времени от 0 мс до 4 мс поступает линейно возрастающее пилообразное напряжение. Так как амплитуда пилообразного импульса равна 4 В, то в моменты времени, равные 1 мс, 2 мс и 3 мс, входное напряжение равно соответственно 1 В, 2 В и 3 В. Следовательно, начиная с 1

мс, затем после 2 мс и наконец после 3 мс, последовательно срабатывают компараторы А1, А2 и А3, вырабатывая на своих выходах логические 1.

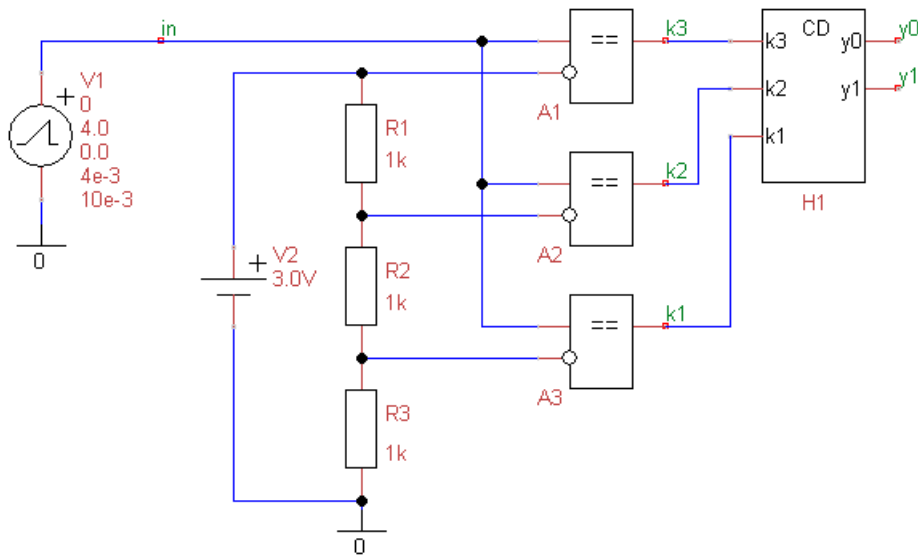


Рис. 1. Схема параллельного двухразрядного АЦП

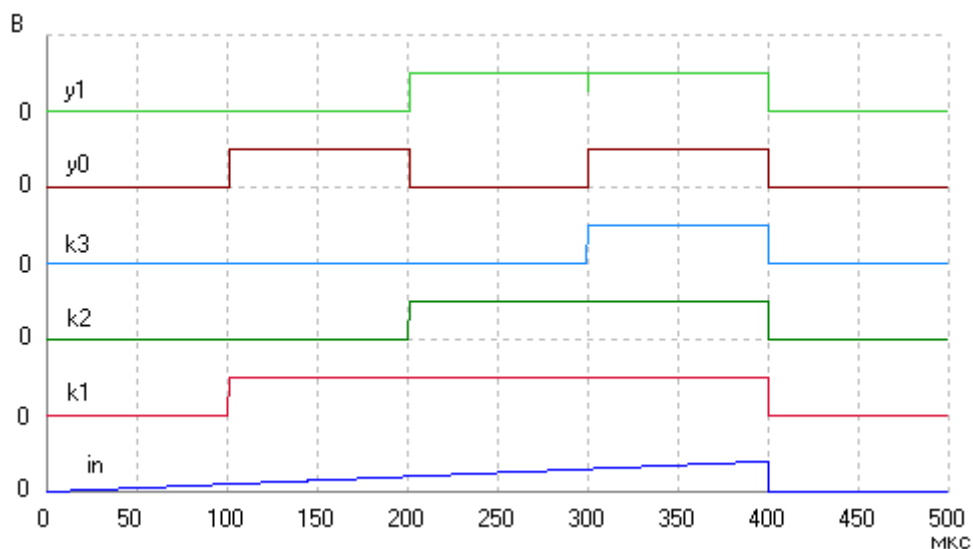


Рис. 2. Временная диаграмма работы АЦП

После 4 мс входное напряжение падает до нуля и все три компаратора возвращаются в исходное состояние, вырабатывая на своих выходах логические нули.

Нули и единицы с компараторов поступают на шифратор CD, который преобразует входные сигналы в логические уровни y_0 и y_1 на двухразрядной шине данных на выходе АЦП. Из анализа кривых рис. 2 следует, что как только входное напряжение превысит 1 В, уровни y_0 и y_1 становятся равными 1 и 0, соответственно, и на шине данных появляется десятичное число 1. Если увеличивающееся входное напряжение становится больше 2 В, то на шине

данных появляется двоичный код 10. Наконец, если входное напряжение превышает 3 В, то на шине данных появляется двоичный код 11.

2. Шифратор CD с тремя входами и двумя выходами проектируется как отдельная подсхема. Предварительно рекомендуется записать две логические функции для младшего и старшего разряда шины данных АЦП в совершенной дизъюнктивной нормальной форме. Эти логические функции используем для синтеза схемы шифратора.

Выбирая пункт меню «Правка\Создать элемент-подсхему», рисуем условное графическое обозначение шифратора и создаем его подсхему с использованием меток у входов и выходов шифратора в соответствии с рис. 1. В схему шифратора включаем необходимые базовые логические элементы. Схему шифратора сохраняем в виде файла.

В основную схему АЦП подсхему-шифратор включаем, выбирая пункт меню «Правка\Вставить элемент-подсхему».

3. Напряжение опорного источника в схеме АЦП установить равным $3 \cdot 45H$ мВ. Подключить к входу АЦП генератор пилообразных импульсов с амплитудой импульсов, равной $4 \cdot 45H$ мВ. Длительность пилообразного импульса рекомендуется выбрать равной 4 мс, а период повторения импульсов — 10 мс. Убедиться в правильной работе АЦП, наблюдая последовательную смену логических уровней на выходе АЦП при соответствующих уровнях входного сигнала. При малой амплитуде пилообразных импульсов рекомендуется график входного сигнала вывести в отдельном окне.

4*. Включить на входе АЦП источник постоянного напряжения. Увеличивая от нуля напряжение на входе АЦП, получить зависимость кода на выходе от входного напряжения. Проверить величину шага квантования Δ и найти максимальное входное напряжение $U_{\max} = (2^2 - 1)\Delta$ АЦП. Занести в таблицу все увеличивающиеся по величине двоичные коды на выходе АЦП и соответствующие им входные напряжения. Построить ступенчатый график зависимости выходного кода от входного напряжения.

5*. Уменьшая период пилообразных импульсов и длительность импульса, найти частоту, при которой нарушается правильное преобразование входного аналогового напряжения в двоичный код. Как правило, при этом возникают изменения амплитуды импульса, или его задержки, или его длительности более чем на 30% превышающие параметры неискаженных импульсов. Оценить скорость нарастания входного сигнала в вольтах на секунду, при которой возникают сбои в работе АЦП.

6*. Подключить на входе АЦП генератор гармонического сигнала с амплитудой, превышающей половину опорного напряжения примерно на 10%. Причем к гармоническому сигналу добавить постоянное напряжение

смещения, равное половине опорного напряжения. Увеличивая частоту колебаний, получить сбои в работе АЦП. Определить максимально допустимую рабочую частоту АЦП.

7*. Включить в схему АЦП вместо идеальных компараторов реальные компараторы, например К521СА1 и проверить функционирование АЦП. Оценить быстродействие АЦП с реальными компараторами.

5.19. Дискретное преобразование Фурье

1. От генераторов на резистивные нагрузки с сопротивлениями, равными 1 кОм, подать различные по форме сигналы: постоянное напряжение, гармонический сигнал, последовательность пилообразных импульсов и, наконец, последовательность прямоугольных импульсов (рис. 1).

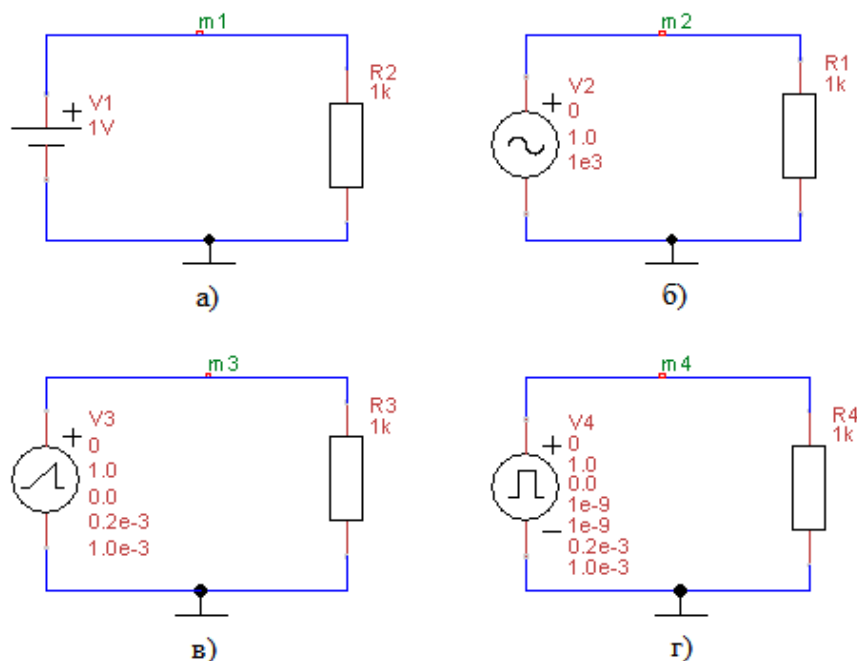



Рис. 1. Схемы цепей для исследования спектров постоянного напряжения (а), гармонического сигнала (б), последовательности пилообразных импульсов (в) и последовательности прямоугольных импульсов (г)

Частота гармонического сигнала и частота следования пилообразных и прямоугольных импульсов равна $F = H$ кГц. Здесь H — номер варианта. Величину постоянного напряжения, амплитуду гармонического сигнала и амплитуды пилообразных и прямоугольных импульсов установить равными H вольт. Длительность (Width) пилообразного и прямоугольного импульсов установить равной 20% от длительности периода $T = 1/F$.

В режиме Tran рассчитать форму сигналов в узлах m1, m2, m3 и m4. При этом рекомендуется время анализа установить равным двум периодам T

заданных периодических сигналов. Анализируя полученные графики, проверить правильность установки параметры анализируемых сигналов.

2. Рассчитать по формулам амплитудные спектры всех исследуемых сигналов, причем для последовательностей пилообразных и прямоугольных импульсов рассчитать только постоянную составляющую и амплитуды первых 3...5 гармоник.

3. Выбирая пункт меню "Анализ/Фурье анализ – ДПФ" (или нажимая на значок ) , в появляющейся диалоговой панели устанавливаем объем выборки $N = 1000$, частоту F основной гармоники равной частоте F гармонического сигнала, частоту F_{\max} равной $20 \cdot F$, линейный (Lin) масштаб по вертикальной оси. Остальные параметры Фурье-анализа оставляем по умолчанию.

Для всех четырех источников сигналов в отдельных окнах рассчитываем с помощью программы uSpice амплитудные и фазовые спектры. Анализируя форму исследуемого гармонического сигнала, полученную выше, объяснить появление в фазовом спектре гармонического сигнала начальной фазы, равной -90° .

Для постоянного напряжения и для гармонического сигнала объяснить появление составляющих фазового спектра на частотах, отличных от нулевой частоты и от частоты гармонического сигнала, соответственно.

4*. Для прямоугольных импульсов исследовать зависимость спектра сигнала от амплитуды, частоты и длительности прямоугольных импульсов. Для этого указанные параметры рекомендуется уменьшить, а затем увеличить относительно исходных значений в два раза.

5*. Рассчитать с помощью uSpice амплитудный и фазовый спектры заданной выше последовательности прямоугольных импульсов, устанавливая длительность (Width) прямоугольного импульса, равной половине длительности периода T .

Синтезировать прямоугольные импульсы, суммируя постоянную составляющую, первую, третью и пятую гармоники. Для этого включить в схему последовательно соединенные генератор постоянного напряжения и три генератора, вырабатывающих первую, третью и пятую гармоники с рассчитанными выше амплитудами и начальными фазами. В качестве нагрузки для этих генераторов используйте резистор с сопротивлением 1 кОм.

Примечание. В программе uSpice генераторы гармонических сигналов вырабатывают синусоиды, а с помощью ДПФ был рассчитан односторонний физический спектр с использованием косинусов. Поэтому для получения косинусов начальные фазы генераторов гармоник нужно увеличить на $+90$ градусов.

Используя режим Tran, сравнить форму синтезированных импульсов с формой исходного сигнала. Включая дополнительный генератор и учитывая седьмую гармонику, отметить увеличение прямоугольности синтезируемых импульсов напряжения.

6*. Подавая от генератора гармонический сигнал и устанавливая логарифмический масштаб по вертикальной оси в децибелах (dB), получить амплитудный спектр гармонического сигнала. Объяснить причину появления большого числа паразитных малых по амплитуде гармоник в амплитудном спектре сигнала.

7*. Установить частоту гармонического сигнала равной $1,3 \cdot H$ кГц. Используя для ДПФ ранее установленную частоту F , равную H кГц, получить новый амплитудный спектр гармонического сигнала. Объяснить причину появления большого числа гармоник в амплитудном спектре сигнала.

5.20. Цифровой фильтр

1. Используя элементы библиотеки "ЦОС-аналоговые элементы" составить схему цифрового фильтра, показанную на рис. 1.

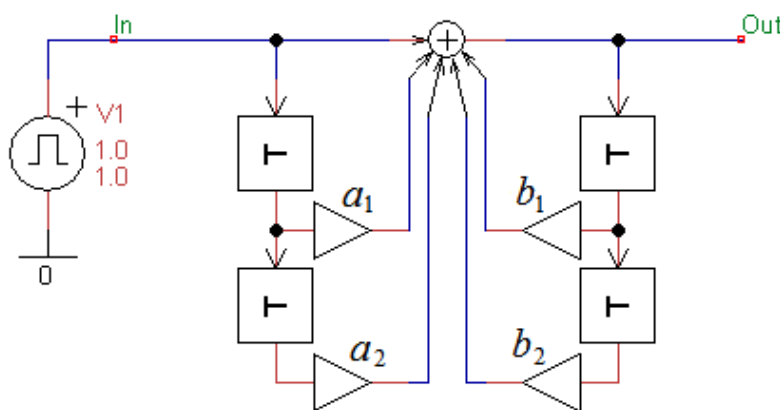


Рис. 1. Схема цифрового фильтра 2-го порядка

Время задержки T элементов памяти оставить установленными по умолчанию ($T = 1$ мкс). Для цифровых фильтров время задержки в элементах памяти равно периоду дискретизации $t_d = T = 1$ мкс. Следовательно, частота дискретизации равна $f_d = 1/t_d = 1$ МГц.

Коэффициенты умножителей фильтра приведены в табл. 1 (в таблице N — номер варианта). Обратите внимание, что некоторые коэффициенты в этой таблице в зависимости от номера N будут равны нулю. Поэтому соответствующие умножители (и, возможно, некоторые элементы памяти) в схему можно не включать.

Таблица 1

Задания на моделирование

Номер группы	a_1	a_2	b_1	b_2
Нечетный	$(-1)^H$	$\frac{1 - (-1)^H}{3}$	$\frac{1}{0,5 + H}$	$\frac{1 + (-1)^H}{3}$
Четный	$\frac{(-1)^H}{2}$	$\frac{1 + (-1)^H}{4}$	$\frac{(-1)^H}{2 + H}$	$\frac{1 - (-1)^H}{4}$

2. Рассчитать с помощью программы uSpice АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра. Для этого используйте режим АС. Установите амплитуду генератора V1 в режиме АС, равную 1 В, и укажите метки на входе и выходе фильтра (на рис. 1 метки In и Out, соответственно). Обратите внимание, что при расчете максимальной частоту нужно установить равной половине частоты дискретизации.

3. Найти “вручную” дискретный комплексный коэффициент передачи (системную функцию) и АЧХ цифрового фильтра. Построить график АЧХ, используя значения рассчитанного “вручную” комплексного коэффициента передачи на нулевой частоте и на частотах, равных $0,25f_d$ и $0,5f_d$, где $f_d = 1$ МГц.

По построенной АЧХ сделать вывод о типе цифрового фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ или РФ).

Сравнить АЧХ цифрового фильтра, полученную с помощью компьютера и АЧХ, построенную “вручную”. Допускается погрешность не более 10%.

4*. Рассчитать с помощью программы uSpice переходную характеристику цифрового фильтра, как реакцию фильтра на единичный скачок сигнала на входе фильтра. Проверить “вручную” три, четыре первых отсчета полученной переходной характеристики цифрового фильтра. Сделать вывод о связи АЧХ и временных характеристик цифрового фильтра.

5*. Рассчитать с помощью программы uSpice импульсную характеристику цифрового фильтра, как реакцию фильтра на короткий прямоугольный импульс с единичной амплитудой (длительность входного импульса должна быть в несколько раз меньше периода дискретизации). Проверить “вручную” три, четыре первых отсчета полученной импульсной характеристики цифрового фильтра. Сделать вывод о связи АЧХ и временных характеристик цифрового фильтра.

Приложение. Кратные и дольные приставки

При- ставка	Мно- житель	Русское обозначение	Зарубежное обозначение	Примеры
кветта	10^{30}		Q	7 QC, 7 кветтакулон
ронна	10^{27}		R	6 Rg, 6 роннаграмм
иотта	10^{24}	Й	Y	5 Ибит, 5 иоттабит.
зетта	10^{21}	З	Z	4 Збайт, 4 зеттабайт.
экса	10^{18}	Э	E	3 Эбайт, 3 эксабайт.
пета	10^{15}	П	P	2 Пбит, 2 петабит.
тера	10^{12}	Т	T	1 ТВт, 1 тераватт.
гига	10^9	Г	G	2 ГГц, 2 гигагерца.
мега	10^6	М	MEG	3 Мом, 3 мегаом.
кило	10^3	к	K	4 кВ, 4 киловольты.
милли	10^{-3}	м	m	1 мА, 1 миллиампер.
микро	10^{-6}	мк	u	2 мкс, 2 микросекунды
нано	10^{-9}	н	n	3 нГн, 3 наногенри
пико	10^{-12}	п	p	4 пФ, 4 пикофарады
фемто	10^{-15}	ф	f	5 фс, 5 фемтосекунд
атто	10^{-18}	а	a	9 аКл, 9 аттокулон
zepto	10^{-21}	з	z	10 зс, 10 зептосекунд
иокто	10^{-24}	и	y	6 иг, 6 иоктограмм
ронто	10^{-27}		r	7 rm, 7 ронтометр
квекто	10^{-30}		q	8 qm, 8 квектометр

Литература

1. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версия 9, 10. – Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013. – 618 с.: ил.
2. Антипенский Р. В., Фадин А. Г. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2007. – 128 с.: ил.
3. Кардашев Г. А. Цифровая электроника на персональном компьютере. Electronics Workbench и Micro-Cap. – М.: Горячая линия–Телеком, 2003. – 311 с.: ил.
4. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Том 1-2. – М.: Солон-Пресс, 2006.
5. Кеон Дж. OrCAD Pspice/ Анализ электрических цепей (+DVD). – М.: ДМК Пресс, 2008. – 640 с.: ил
6. Панфилов Д. И. и др. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях. – М.: Додека-XXI, 2002.
7. Разевиг В. Д. Система проектирования цифровых устройств OrCad. – М.: Солон-Р, 2000.
8. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap 6. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
9. Хайнеман Р. Визуальное моделирование электронных схем в PSPICE: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 336 с.: ил.
10. Хернтер Марк Е. Электронное моделирование в Multisim + DVD: Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 488 с.: ил.
11. Марченко А. Л. Основы электроники. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 296 с.: ил.
12. Кучумов А. А., Кучумов А. И. Электроника и схемотехника. – М.: Гелиос АРВ, 2017. – 368 с.: ил.
13. Пухальский Г. И., Новосельцева Т. Я. Проектирование цифровых устройств. – СПб.: Издательство «Лань», 2012
14. Угрюмов Е. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010
15. Харрис Д. М., Харрис С. Л. Цифровая схемотехника и архитектура компьютера. – М.: ДМК-Пресс, 2017

Руководство пользователя

Программа схемотехнического моделирования uSpice

NSK