

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЕ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«МИСиС»
НОВОТРОИЦКИЙ ФИЛИАЛ

КАФЕДРА ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

К.В. Лицин

Схемотехника

Лабораторный практикум
для студентов направления подготовки
13.03.02 "Электроэнергетика и электротехника",
всех форм обучения

Новотроицк, 2017 г.

Рецензенты:

*Доцент ФГАОУ ВО "Южно-Уральский государственный университет
(Национальный исследовательский университет)", к.т.н. Басков С.Н.*

*Доцент ФГБОУ ВО "Магнитогорский государственный технический
университет им. Г.Н. Носова", к.т.н. Белый А.В.*

Схемотехника / К.В. Лицин: Лабораторный практикум. – Новотроицк: НФ
НИТУ МИСиС, 2017. - 85 с.

Лабораторный практикум предназначен для студентов направления подготовки 13.03.02 "Электроэнергетика и электротехника", изучающих дисциплину "Схемотехника". В данной части пособия рассмотрено применение программы MicroCap и Excel для исследования характеристик основных схемотехнических решений. Приведены виртуальные лабораторные работы по темам: "Исследование цифровых счетчиков импульсов", "Исследование одновибраторов", "Исследование мультивибраторов", "Исследование цифро-аналоговых преобразователей", "Исследование аналого-цифровых преобразователей".

Рекомендовано Методическим советом НФ НИТУ «МИСиС»

ISBN 978-5-903472-28-4

© ФГАОУ ВО «Национальный
исследовательский технологический
университет «МИСиС»
Новотроицкий филиал, 2017

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1	
ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СЧЕТЧИКОВ ИМПУЛЬСОВ	5
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2	
ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОВИБРАТОРОВ	24
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3	
ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ	36
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4	
ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	53
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №5	
ИССЛЕДОВАНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	65
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	84

ВВЕДЕНИЕ

Схемотехника – научно-техническое направление, занимающееся проектированием, созданием и отладкой (синтезом и анализом) электронных схем и устройств различного назначения.

На основе электронной схемы создают соответствующее устройство (входящее в состав некоторой технической системы). К устройству предъявляется требование надёжной работы в течение заданного времени в реальных условиях производственного разброса параметров элементов и их старения, влияния внешней среды и возмущающих воздействий.

Цель настоящего лабораторного практикума – углубление и закрепление теоретических знаний по проектированию различных аналоговых и цифровых устройств, методов их расчета и оценки правильности работы.

Все лабораторные работы выполняются с использованием программного обеспечения MicroCap или Excel.

Вариант лабораторных работ выбирается в соответствии с номером студента в списке группы.

Защита лабораторных работ проводится устно, для этого студент должен иметь отчет о проведенной работе. Отчет должен содержать:

- название работы;
- цель работы;
- теоретические сведения;
- структурные схемы исследования;
- результаты исследования;
- выводы;
- ответы на контрольные вопросы;
- библиографический список.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СЧЕТЧИКОВ ИМПУЛЬСОВ

Цель работы: Изучить схемотехнические принципы построения и экспериментально исследовать цифровые счетчики импульсов.

1 Теоретическое введение

Счетчики представляют собой более высокий, чем регистры, уровень сложности цифровых микросхем, имеющие внутреннюю память. Хотя в основе любого счетчика лежат те же самые триггеры, которые образуют и регистры, но в счетчиках триггеры соединены более сложными связями, в результате чего их функции сложнее, и на их основе можно строить более сложные устройства, чем на регистрах. Точно так же, как и в случае регистров, внутренняя память счетчиков – оперативная, т.е. ее содержимое сохраняется только до тех пор, пока включено питание схемы. С выключением питания память стирается, а при новом включении питания схемы содержимое памяти будет произвольным, случайным, зависящим только от конкретной микросхемы. Иначе при включении выходные сигналы счетчиков устанавливаются произвольным образом.

Как следует из самого названия, счетчики предназначены для счета входных импульсов. На рисунке 1.1. проиллюстрирована работа счетчика.

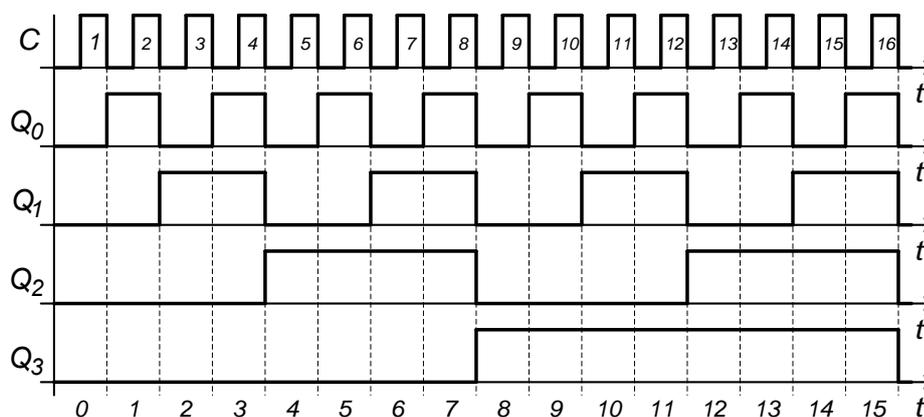


Рисунок 1.1 – Работа четырехразрядного двоичного счетчика

С приходом каждого нового входного импульса двоичный код на выходе счетчика увеличивается на "1", что отображено в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Изменение сигналов счётчика на его выходе

№ импульса на входе	Код на выходе			
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	0	0	0	0
2	0	0	0	1
3	0	0	1	0
4	0	0	1	1
5	0	1	0	0
6	0	1	0	1
7	0	1	1	0
8	0	1	1	1
9	1	0	0	0
10	1	0	0	1
11	1	0	1	0
12	1	0	1	1
13	1	1	0	0
14	1	1	0	1
15	1	1	1	0
16	1	1	1	1

Каждый выход счетчика представляет собой разряд двоичного кода, причем разряд, переключающийся чаще других (по каждому входному импульсу), будет младшим, а разряд, переключающийся реже других, – старшим.

Срабатывать счетчики могут как по переднему фронту входного (тактового) сигнала, так и по заднему фронту.

В общем случае счетчики могут работать как на увеличение выходного кода по каждому входному импульсу, так и на его уменьшение. Режим увеличения выходного кода – это основной режим, имеющийся во всех счетчиках, он называется режимом прямого счета. Режим уменьшения выходного кода – это режим обратного или инверсного счета, предусмотренный в так называемых реверсивных счетчиках.

Большинство счетчиков работают в обычном двоичном коде, т.е.

считают от 0 до $(2^n - 1)$, где n - число разрядов выходного кода счетчика. Например, четырехразрядный счетчик в режиме прямого счета будет считать от 0_{10} (код 0000_2) до 15_{10} (код 1111_2), а 8-разрядный – от 0_{10} (код $0000\ 0000_2$) до 255_{10} (код $1111\ 1111_2$). После максимального значения кода счетчик по следующему входному импульсу переключается опять в 0, то есть работает по кругу. Если же счет – инверсный, то счетчик считает до нуля, а дальше переходит к максимальному коду $111\dots 1_2$.

Имеются также двоично-десятичные счетчики, предельный код на выходе которых не превышает максимального двоично-десятичного числа, возможного при данном количестве разрядов. Например, четырехразрядный двоично-десятичный счетчик в режиме прямого счета будет считать от 0_{10} (код 0000_2) до 9_{10} (код 1001_2), а затем снова от 0_{10} до 9_{10} . А восьмиразрядный двоично-десятичный счетчик будет считать от 0_{10} (код $0000\ 0000_2$) до 99_{10} (код $1001\ 1001_2$). При инверсном счете двоично-десятичные счетчики считают до нуля, а со следующим входным импульсом переходят к максимально возможному двоично-десятичному числу. Двоично-десятичные счетчики удобны, например, при организации десятичной индикации их выходного кода. Применяются они гораздо реже обычных двоичных счетчиков.

По быстродействию все счетчики делятся на три большие группы:

- асинхронные счетчики (или последовательные);
- синхронные счетчики с асинхронным переносом (или параллельные счетчики с последовательным переносом, синхронно-асинхронные счетчики);
- синхронные счетчики (или параллельные).

Принципиальные различия счетчиков различных групп проявляются при их каскадировании. Наибольшим быстродействием обладают синхронные счетчики, наименьшим – асинхронные счетчики. Наиболее просты в управлении асинхронные счетчики. Каждая группа счетчиков имеет свои области применения.

Двоичные асинхронные счетчики представляют собой простейший вид счетчика, построенный на основе Т-триггера. Один Т-триггер может считать до двух, но чаще всего необходимое количество импульсов для подсчета намного больше. В этом случае Т-триггера соединяют последовательно, т.е. выходной сигнал первого счетного триггера подают на тактовый вход следующего триггера и т.д., что позволяет строить любой счетчик, считающий до любого числа, кратного степени два.

Схема счетчика, позволяющего посчитать любое количество импульсов, меньшее 16_{10} , приведена на рисунке 1.2. На выходе такого счетчика в двоичном коде будет представлено число импульсов, поступивших на вход.

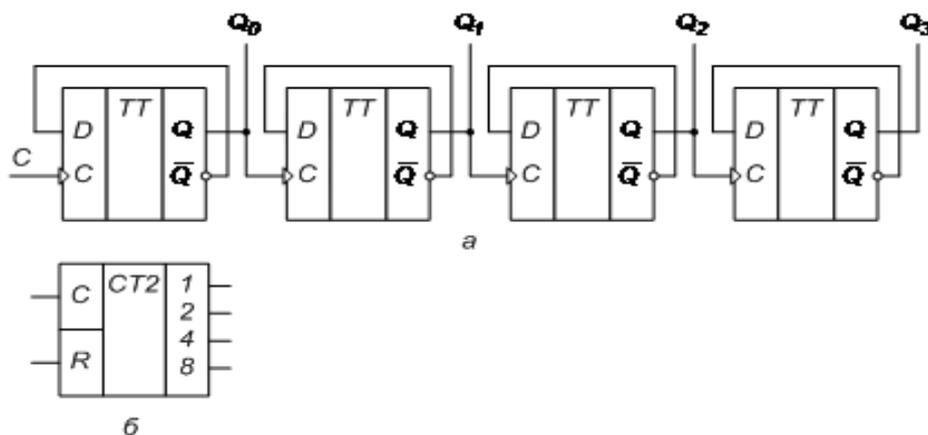


Рисунок 1.2 – Логическая схема четырехразрядного счетчика, построенного на универсальных D-триггерах (а), его условно-графическое обозначение (б)

Идеализированная временная диаграмма работы асинхронного счетчика соответствует рисунку 1.1. При первоначальном нулевом состоянии всех счетчиков поступление на вход счетчика тактового импульса (который воспринимается по заднему фронту) первый триггер изменит свое состояние на противоположное, т.е. с 0 на 1. На выходе счетчика будет сформирован код $0001_2 = 1_{10}$.

С приходом второго импульса значение на выходе первого триггера снова изменится (теперь с 1 на 0). При этом на входе второго триггера сформируется задний фронт, и он также изменит свое состояние на

противоположное (с 0 на 1). Это означает, что на выходе счетчика сформируется код $0010_2 = 2_{10}$.

Подадим на вход счетчика еще один тактовый импульс. Значение первого триггера снова изменится, а значение второго счетчика останется прежним. На выходе счетчика сформируется код $0011_2 = 3_{10}$.

Продолжая анализировать временную диаграмму (рисунок 1.1), можно определить, что на выходах приведенной схемы счетчика последовательно появляются цифры от 0_{10} до 15_{10} . Эти цифры записаны в двоичном виде (от 0000_2 до 1111_2). При поступлении на счетный вход счетчика очередного импульса содержимое его триггеров увеличивается на 1.

Условно-графическое обозначение суммирующего двоичного счетчика на принципиальных схемах приведено на рисунке 1.2,б. В двоичных счетчиках обычно предусматривают вход обнуления микросхемы R , который позволяет записать во все триггеры счетчика нулевое значение. Это состояние иногда называют исходным состоянием счетчика.

Серийно выпускаются как отдельные микросхемы асинхронных двоичных счетчиков, так и подобные схемы реализуют внутри программируемых логических интегральных схем.

Для реализации *вычитающего счетчика* достаточно, чтобы Т-триггер изменял свое состояние по переднему фронту входного сигнала. Изменить рабочий фронт входного сигнала можно инвертированием этого сигнала. В схеме, приведенной на рисунке 1.3, для реализации вычитающего счетчика сигнал на входы последующих триггеров подается с инверсных выходов предыдущих триггеров.

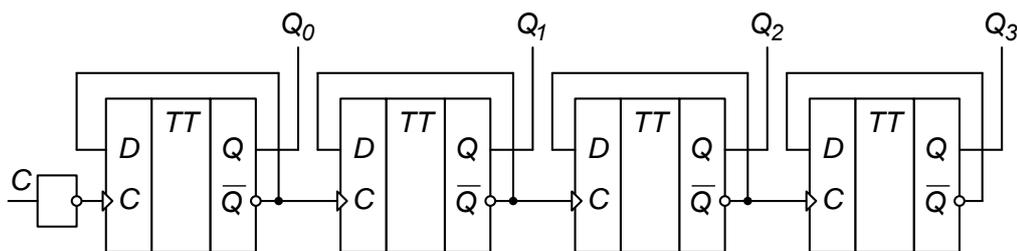


Рисунок 1.3 – Логическая схема четырехразрядного двоичного вычитающего счетчика, построенного на универсальных D-триггерах

Временная диаграмма этого счетчика приведена на рисунке 1.4. По этой диаграмме видно, что при поступлении на вход счетчика первого же импульса на выходах появляется максимально возможное для четырехразрядного счетчика число 15_{10} .

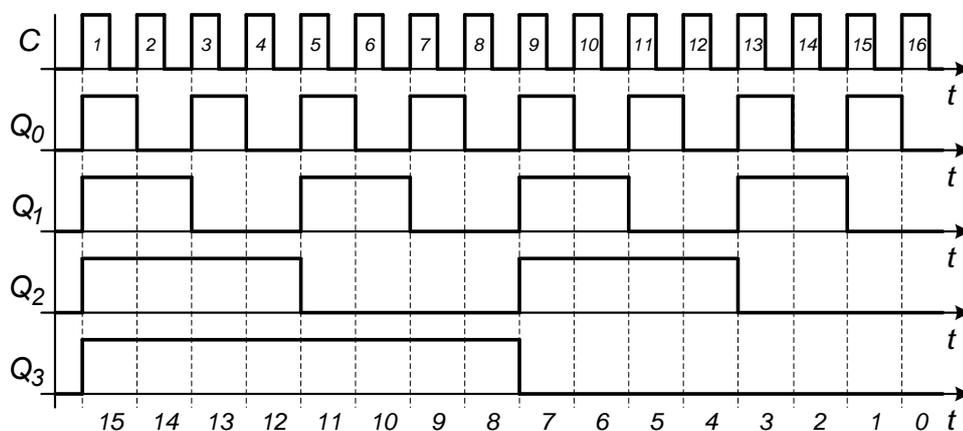


Рисунок 1.4 – Идеализированная временная диаграмма работы четырехразрядного вычитающего счетчика

При поступлении следующих импульсов содержимое счетчика уменьшается на 1. Это объясняется тем, что при поступлении переднего фронта тактового импульса первый триггер переходит в единичное состояние. В результате на его выходе тоже формируется передний фронт. Он поступает на вход второго триггера, что приводит к записи 1 и в этот триггер. Точно такая же ситуация складывается со всеми триггерами счетчика, то есть все триггеры перейдут в единичное состояние. Для четырехразрядного счетчика это и будет число 15_{10} .

Следующий тактовый импульс приведет к изменению состояния только первого триггера, так как при этом на его выходе сформируется задний фронт сигнала. При поступлении каждого последующего импульса содержимое счетчика, построенного по анализируемой схеме, уменьшается на 1. Этот процесс продолжается до тех пор, пока состояние счетчика не станет вновь равно 0. При поступлении новых тактовых импульсов процесс повторится.

Чем больше разрядов имеет счетчик, тем большее время ему требуется

на полное переключение всех разрядов. Задержка переключения каждого разряда примерно равна задержке триггера, а полная задержка установления кода на выходе счетчика равна задержке одного разряда, умноженной на число разрядов счетчика. Легко заметить, что при периоде входного сигнала, меньшем полной задержки установления кода счетчика, правильный код на выходе счетчика просто не успеет установиться, поэтому такая ситуация не имеет смысла. Это накладывает жесткие ограничения на период (частоту) входного сигнала, причем увеличение, к примеру, вдвое количества разрядов счетчика автоматически уменьшает вдвое предельно допустимую частоту входного сигнала.

Основное применение асинхронных счетчиков состоит в построении всевозможных делителей частоты, то есть устройств, выдающих выходной сигнал с частотой, в несколько раз меньшей, чем частота входного сигнала. В данном случае нас интересует не выходной код счетчика, то есть не все его разряды одновременно, а только один разряд, поэтому взаимные задержки отдельных разрядов не играют роли, а полная задержка переключения счетчика не имеет значения. Простейший пример делителя частоты на два – это триггер в счетном режиме или счетчик, выходным сигналом которого является выход первого, младшего разряда 1.

Иногда возникает задача деления частоты входного сигнала в произвольное число раз (не в 10 и не в 2^n , что легко обеспечивается самой структурой стандартных счетчиков). В этом случае можно организовать сброс счетчика при достижении им требуемого кода путем введения обратных связей. На рисунке 1.5 представлена логическая схема и временные диаграммы делителя частоты на 9.

При достижении его выходным кодом значения 9 (т.е. 1001_2) счетчик автоматически сбрасывается в нуль по входу R , и счет начинается снова. В результате частота выходного сигнала на выводе Q_3 в 9 раз меньше частоты входного сигнала C . Аналогичным образом могут быть построены счётчики, уменьшающие частоту выходного сигнала в нужное число раз.

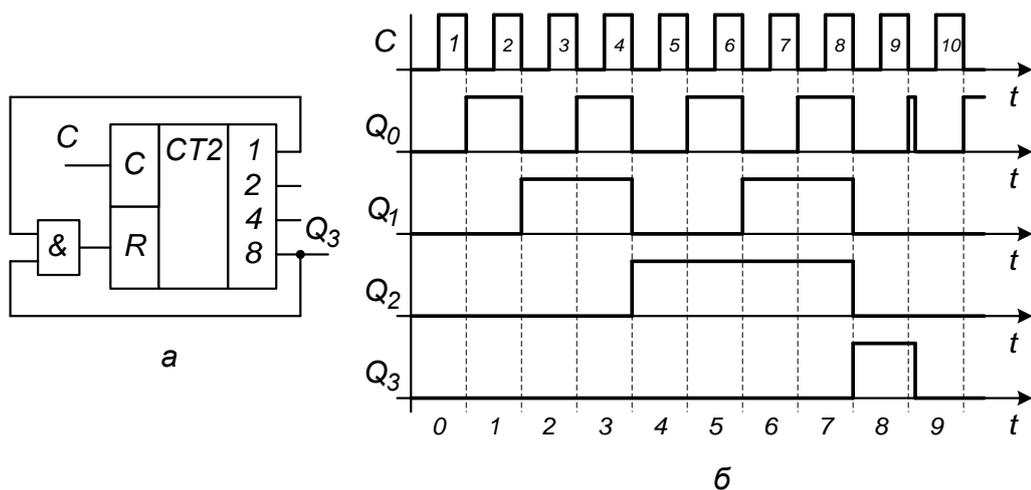


Рисунок 1.5 – Логическая схема (а) и идеализированная временная диаграмма работы (б) делителя частоты на 9 с обратными связями

Исключить зависимость быстродействия работы счетчика от количества разрядов возможно, если обеспечить подготовку его нового состояния в промежутках между тактовыми импульсами. Первая такая схема – это схема кольцевого счетчика, построенного на основе сдвигового регистра (рисунок 1.6).

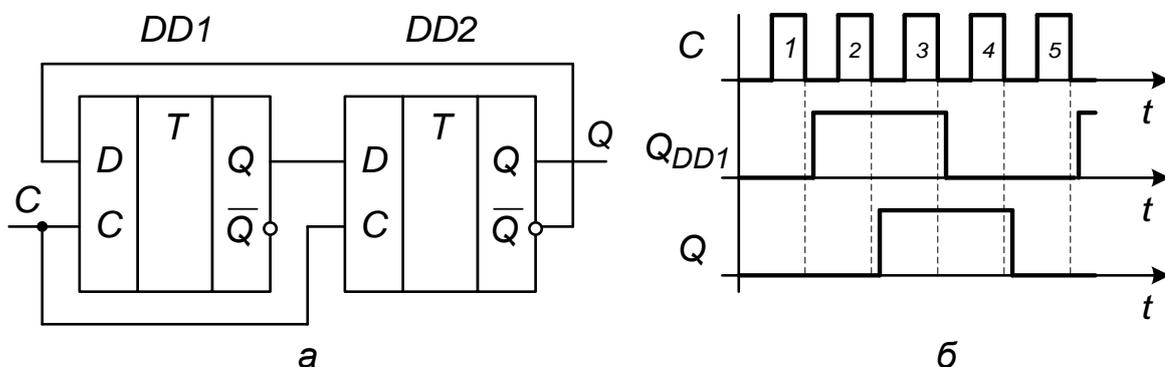


Рисунок 1.6 – Логическая схема (а) и идеализированная временная диаграмма работы (б) кольцевого счетчика

Рассмотрим работу этой схемы. Пусть первоначально в счетчике записано число 00_2 . После первого же тактового импульса состояние счетчика станет равным 10_2 , после второго – 11_2 . Быстродействие кольцевого счетчика зависит от времени задержки только одного триггера.

Это означает, что на кольцевых счетчиках можно реализовывать самые быстродействующие делители частоты.

То, что коэффициент деления пропорционален не степени количества триггеров, а только сумме, является недостатком данной схемы. Это означает, что при увеличении коэффициента деления сложность схемы неоправданно возрастает по сравнению со схемой двоичного счетчика. Еще одним недостатком схемы является то, что в результате воздействия помехи в регистр может быть записано число 01_2 . В результате коэффициент деления схемы изменится, а это является недопустимым.

Для того чтобы избежать неправильной работы счетчика, в этот счетчик можно ввести схему контроля правильной работы. В простейшем случае это может быть обычный логический элемент И-НЕ. Этот элемент будет контролировать состояние счетчика, соответствующее единицам во всех его разрядах. Схема двухразрядного счетчика с проверкой правильности его работы приведена на рисунке 1.7,а.

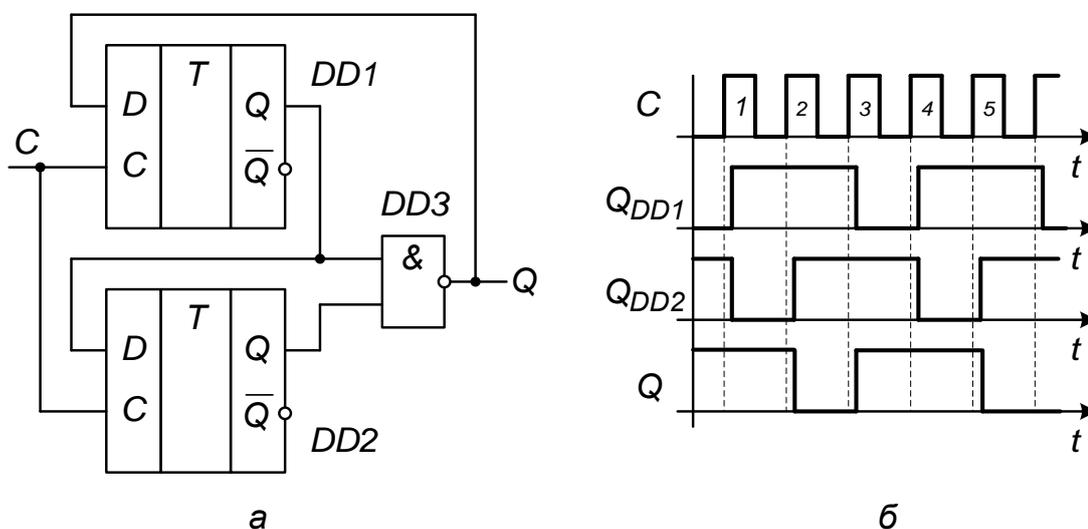


Рисунок 1.7 – Логическая схема (а) и идеализированная временная диаграмма работы (б) двухразрядного счетчика с проверкой правильности его работы

В этой схеме триггеры счетчика при поступлении импульсов на тактовый вход последовательно заполняются единицами. Как только все триггеры будут заполнены единицами, на выходе логического элемента 2И-

НЕ появится уровень логического нуля. При поступлении следующего тактового импульса этот ноль будет записан в первый триггер счетчика. В дальнейшем работа счетчика повторяется. Временные диаграммы сигналов на выходах этого счетчика приведены на рисунке 1.7,б.

Повысить коэффициент деления без существенного усложнения схемы возможно синхронными двоичными счетчиками. Логическая схема таких счетчиков приведена на рисунке 1.8,а. В этой схеме счетные триггеры реализованы на основе JK-триггера. В ней все триггеры переключаются одновременно, так как входной тактовый сигнал счетчика подается на вход синхронизации сразу всех триггеров. Разрешение переключения счетного триггера формируется логическими элементами И-НЕ, включенными между триггерами.

Для обеспечения возможности наращивания разрядов счетчика в схеме предусмотрено формирование сигнала переноса CR , который в следующих микросхемах подается на входы разрешения счета ECT или ECR . В целом переключение триггеров в схеме возможно только при подаче на входы ECT или ECR логической 1.

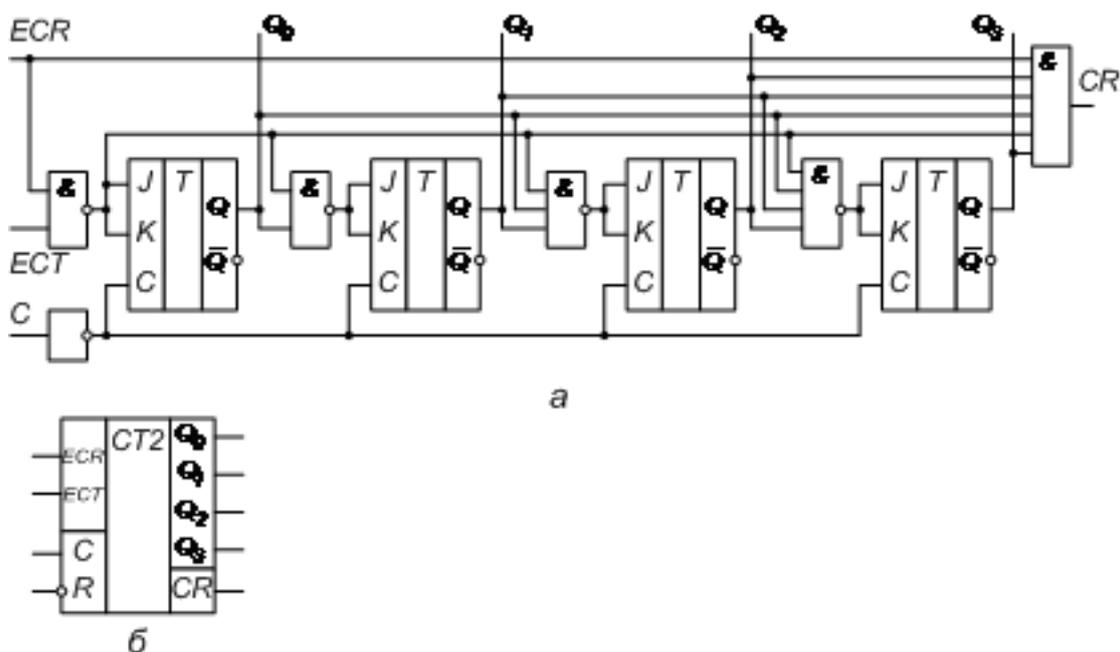


Рисунок 1.8 – Логическая схема (а) четырехразрядного двоичного счетчика и его условно-графическое обозначение (б)

В качестве примера на рисунке 1.9 показана реализация 32-разрядного двоичного счетчика. Для этого использовано 4 четырехразрядных синхронных двоичных счетчиков. При необходимости этот счетчик может быть легко превращен в любой недвоичный счетчик как при помощи обратных связей, так и используя предварительную запись исходного состояния счетчика.

Поскольку в рассматриваемой схеме применены микросхемы синхронных счетчиков, то все входы синхронизации соединены параллельно. Только в этом случае запись нового состояния счетчика во внутренние триггеры будет производиться одновременно.

Микросхема младших разрядов двоичного счетчика *DD1* должна работать всегда, пока на ее вход синхронизации поступают тактовые импульсы, поэтому входы разрешения счета *ECT* и *ECR* в этой микросхеме присоединены к источнику питания.

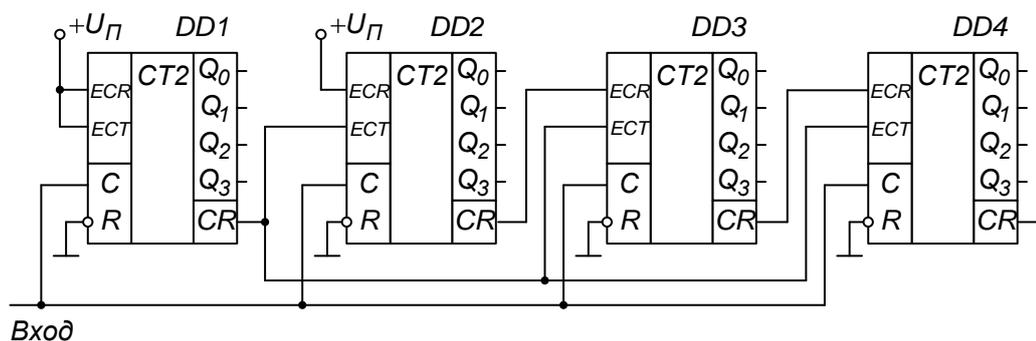


Рисунок 1.9 – Принципиальная схема 32-разрядного синхронного двоичного счетчика

Следующая микросхема *DD2* должна переключиться только тогда, когда во всех триггерах микросхемы *DD1* будет записана логическая 1. Для этого вход разрешения счета *ECTDD2* соединен с выходом *CR* микросхемы младших разрядов *DD1*. Второй вход разрешения счета остается подключенным к питанию схемы.

Следующая микросхема *DD3* подключается аналогично. Однако если не принять дополнительных мер, то время распространения сигнала

разрешения счета при увеличении количества микросхем, использованных в счетчике, будет увеличиваться пропорционально количеству микросхем. Для того чтобы избежать этой ситуации, в схеме использован вспомогательный вход разрешения счета *ECT*. Сигнал с выхода *CR* микросхемы *DD1* подается на входы *ECT* всех последующих разрядов.

Управление работой синхронного счетчика гораздо сложнее, чем в случае асинхронного счетчика, а количество разрядов синхронных счетчиков обычно не превышает четырех. Поэтому синхронные счетчики не всегда могут успешно конкурировать с асинхронными, особенно при невысоких требованиях к быстродействию. Возможностей у синхронных счетчиков, как правило, гораздо больше, чем у асинхронных. Например, они обеспечивают параллельную запись информации в счетчик и инверсный режим счета.

2 Выполнение работы

2.1 Собрать в программе MicroCap асинхронный двоичный четырёхразрядный счётчик на основе идеальных JK-триггеров, представленный на рисунке 2.1.

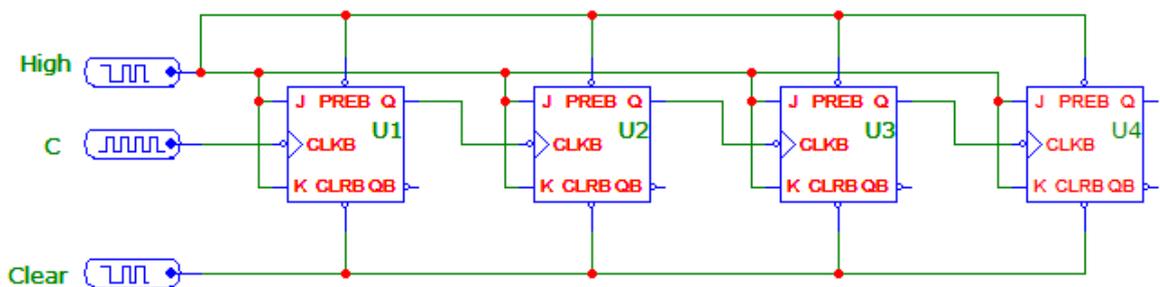


Рисунок 2.1 – Асинхронный двоичный счетчик на основе идеальных JK-триггеров

JK-триггер находится по пути: Digital Primitives – Edge – Triggered Flip-Flops – JKFF. В качестве входа "C" выбирается элемент DClock, который располагается по пути: Digital Primitives – Stimulus Generators –

DClock.Внести значения длительности импульсов (Param:ZEROWIDTH и Param:ONEWIDTH) согласно таблице 2.1.

Входами "High" и "Clear" служат элементыStim1, которые находятся: Digital Primitives – Stimulus Generators – Stim1.

В "High" задать величину, равную постоянной "1". Данный вход отвечает за нахождение JK-триггера в счётном режиме.

В "Clear" задать сбросы в определенные моменты времени. Для этого, открыть элемент и прописать:

```
.define Clear
    +0ns 0
    +Ans 1
    +500ns 0
    +Bn 1
```

Вместо значений "А" и "В" вписать числа из таблицы 2.1.

Вход "Clear" отвечает за сброс счетчика. При подаче "0" осуществляется сброс счетчика.

Таблица 2.1 – Исходные данные

№	Param: ZEROWIDTH, нс	Param: ONEWIDTH, нс	А, нс	В, нс
1	2	3	4	5
1	50	50	80	680
2	100	100	90	690
3	150	140	100	700
4	50	70	40	590
5	100	80	40	600
6	75	75	50	610
7	50	80	60	620
8	40	40	70	630
9	75	75	80	640
10	20	20	90	650
11	30	30	100	660
12	40	40	110	670
13	60	60	120	680
14	70	70	40	690

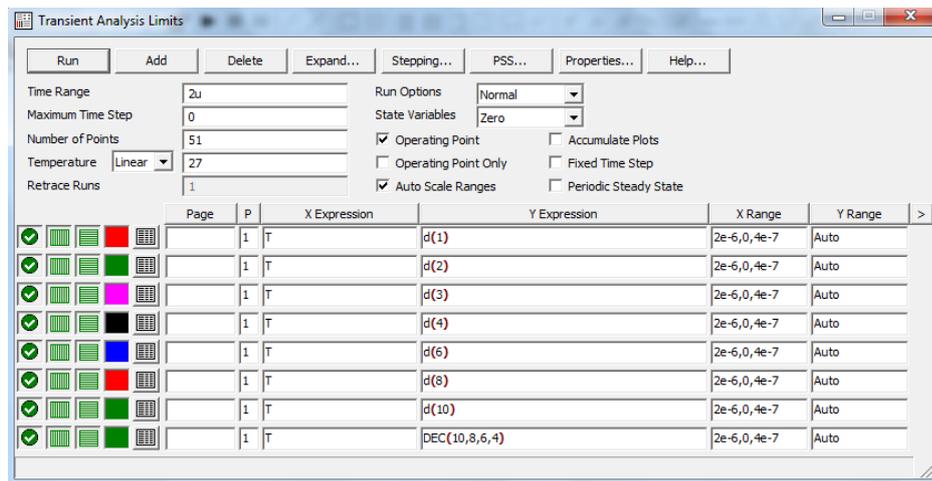


Рисунок 2.3 – Пример заполнения окна настройки счетчика для получения временных диаграмм

2.2 Собрать в программе MicroCap асинхронный двоичный четырёхразрядный счётчик на основе реальных JK-триггеров, представленный на рисунке 2.4.

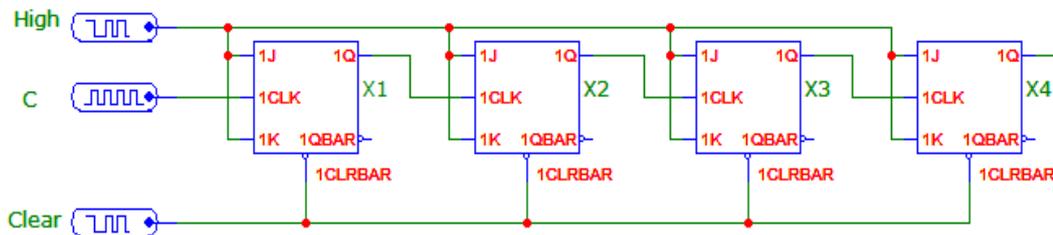


Рисунок 2.4 – Асинхронный двоичный счетчик на основе реальных JK-триггеров

Реальный JK-триггер можно найти через строку поиска (Search), задав его имя 74107. Реальный JK-триггер отличается от идеального тем, что в нём присутствуют временные задержки.

Значения входных сигналов "High", "C", "Clear" взять аналогично предыдущему пункту.

Получить временные диаграммы входных (High, C, Clear) и выходных (Q при U1-U4) сигналов. Добавить строчку, позволяющую вести подсчёт входных импульсов в десятичной системе исчисления (DEC). Сделать вывод

о наличии временных задержек и их влиянии на работу счётчика.

2.3 Собрать в программе MicroCap асинхронный двоичный четырёхразрядный счётчик на основе идеальных D-триггеров, представленный на рисунке 2.5.

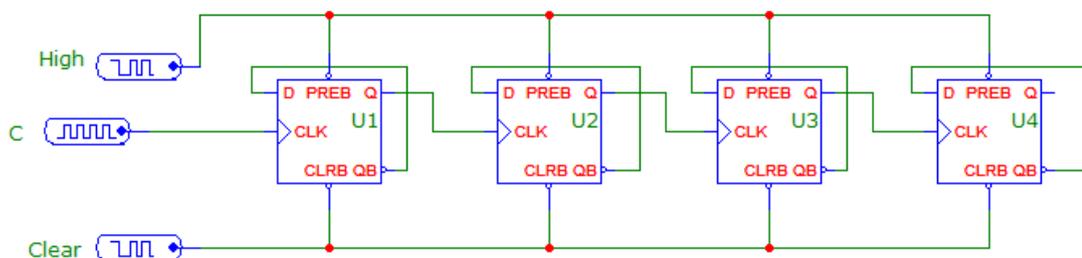


Рисунок 2.5 – Асинхронный двоичный счетчик на основе D-триггеров

D-триггер находится по пути: Digital Primitives – Edge-Triggered Flip-Flops – DFF.

2.4 Собрать в программе MicroCap вычитающий счетчик, представленный на рисунке 2.6.

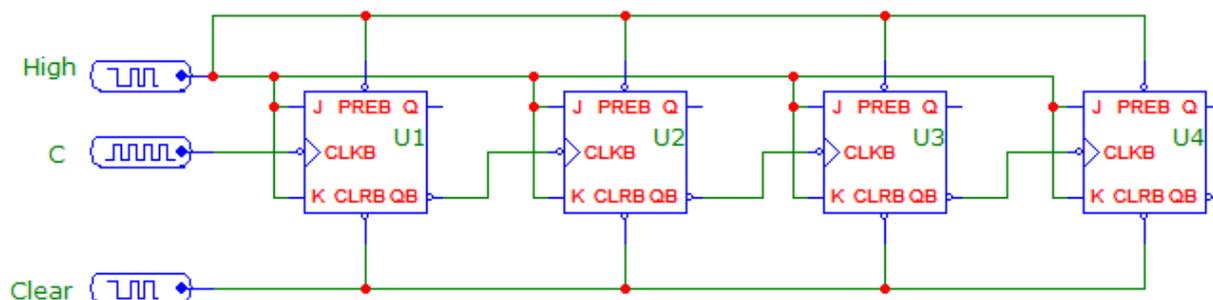


Рисунок 2.6 – Асинхронный двоичный вычитающий счетчик на основе идеальных JK-триггеров

2.5 Собрать в программе MicroCap вычитающий счетчик на основе реальных JK-триггеров по аналогии с п. 2.4.

2.6 Собрать в программе MicroCap вычитающий счетчик на основе D-триггеров по аналогии с п. 2.4.

2.7 Собрать в программе MicroCap делитель частоты на 9, представленный на рисунке 2.7.

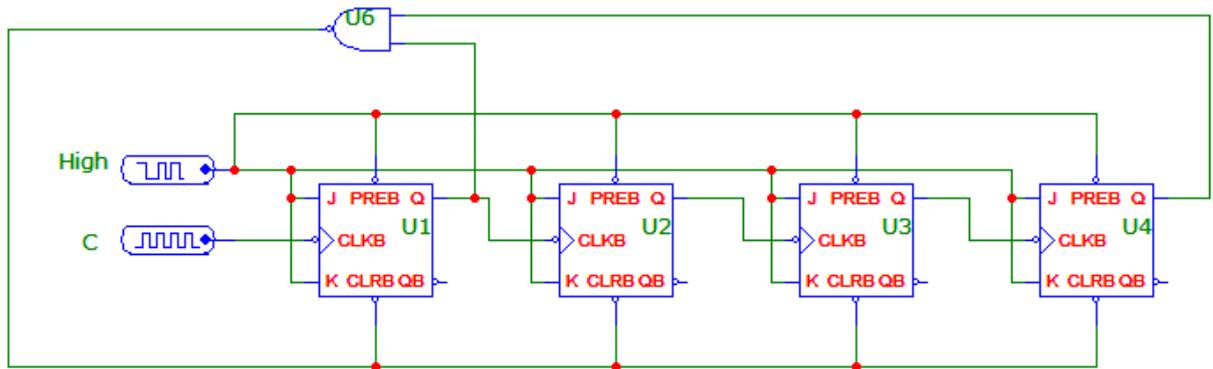


Рисунок 2.7 – Логическая схема делителя частоты на 9 с обратными связями

2.8 Собрать в программе MicroCap реверсивный счетчик, представленный на рисунке 2.8.

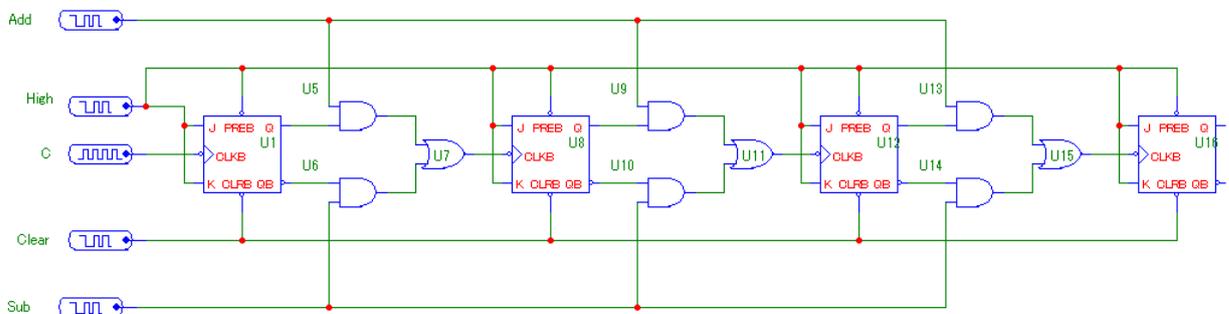


Рисунок 2.8 – Реверсивный двоичный счётчик на основе идеальных JK-триггеров

В реверсивном счётчике добавляется два входа, отвечающие за подачу команды сложения (Add) и команды вычитания (Sub). В данной лабораторной работе первоначально подадим команду на вычитание, а потом на сложение. Поэтому в блок Add нужно внести:

```
.define ADD
+0ns 0
+2000n 1
```

В блок Sub нужно внести:

```
.define SUB
+0ns 1
+2000ns 0
```

Получить временные диаграммы, на которых должны быть отображены входные и выходные сигналы.

2.9 Исследовать в программе MicroCap работу микросхемы 7493А.

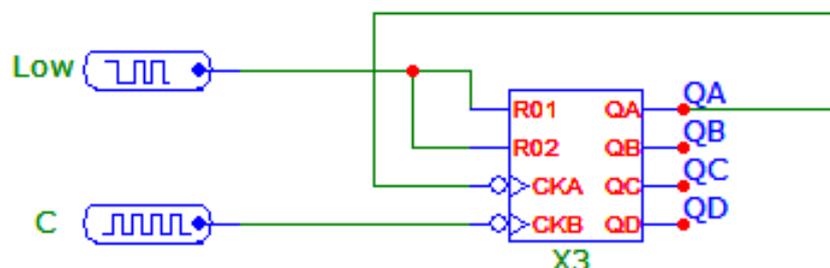


Рисунок 2.9 – Микросхема двоичного счётчика 7493А

В блок "Low" задать величину равную нулю. В блоке "С" указать длительность импульсов на основе данных своего варианта (таблица 2.1).

Для удобства получения временных диаграмм присвоить имена выходным сигналам QA, QB, QC, QD (рисунок 2.9). Для этого к каждому выходу подключить провод. Нажать на него дважды левой кнопкой мыши. В появившемся окне, в поле "Node Name" ввести имя данного выхода (рисунок 2.10).

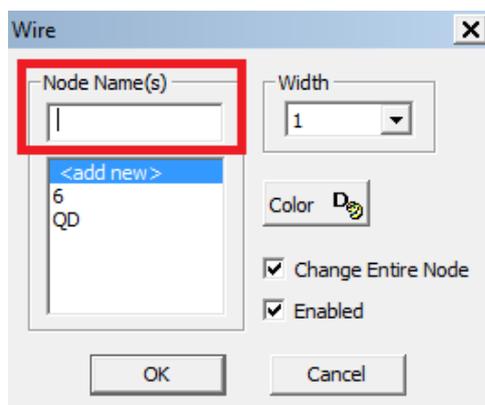


Рисунок 2.10 – Окно присвоения имен узлам схемы

Получить временные диаграммы работы счётчика на основе микросхемы 7493А.

Проверить работоспособность схемы при:

– установке в блоке "Low" логической единицы;

- установке в блоке "Low" перехода из логической единицы в логический ноль при времени 200 нс;
- поочередно подключить ко входу "СКА" каждый из выходов QA, QB, QC и QD;
- подключении блока "С" на вход "СКА", выход QA подключить ко входу "СКВ".

Для каждого из случаев получить временные диаграммы, объяснить полученные результаты.

3 Контрольные вопросы

3.1 Дайте определение устройству "счетчик"? Приведите временную диаграмму его работы

3.2 В чем разница между асинхронным и синхронным счетчиком?

3.3 Изобразите логическую схему двоичного четырехразрядного асинхронного счетчика, построенного на JK-триггерах.

3.4 Изобразите временную диаграмму счета от 0 до 10 четырехразрядного синхронного двоичного счетчика, учитывая, что имеется время задержки.

3.5 Почему при построении простейшего двоичного счетчика можно использовать JK и Dтриггеры?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОВИБРАТОРОВ

Цель работы: Изучить устройство и принцип действия одновибратора.

1 Теоретическое введение

Одновибраторы – это микросхемы, которые в ответ на входной сигнал (логический уровень или фронт) формируют выходной импульс заданной длительности. Длительность определяется внешними времязадающими резисторами и конденсаторами. Иначе говоря, у одновибраторов есть внутренняя память, но эта память хранит информацию о входном сигнале строго заданное время, а потом информация исчезает.

В стандартные серии микросхем входят одновибраторы двух основных типов:

- одновибраторы без перезапуска;
- одновибраторы с перезапуском.

Одновибратор без перезапуска не реагирует на входной сигнал до окончания своего выходного импульса.

Одновибратор с перезапуском начинает отсчет нового времени выдержки с каждым новым входным сигналом независимо от того, закончилось ли предыдущее время выдержки (рисунок 1.1).

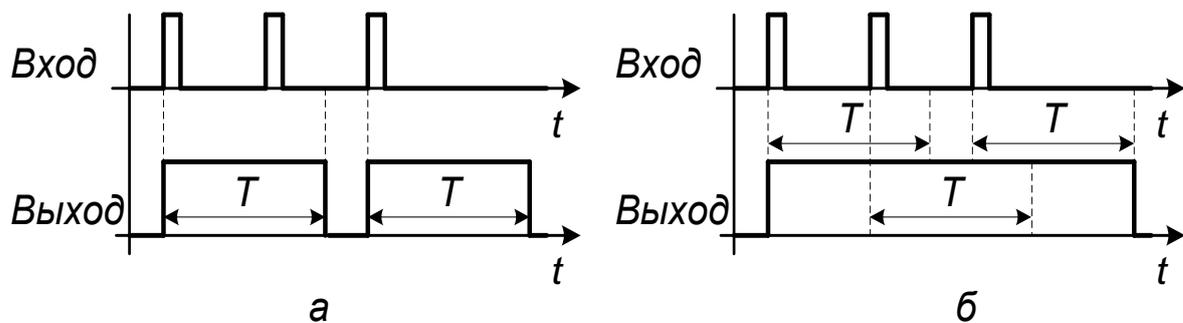


Рисунок 1.1 – Принцип работы одновибраторов без перезапуска (а)
и с перезапуском (б)

В случае, когда период следования входных сигналов меньше времени выдержки T , выходной импульс одновибратора с перезапуском не прерывается. Если период следования входных запускающих импульсов больше времени выдержки одновибратора T , то оба типа одновибраторов работают одинаково.

На рисунке 1.2 приведены условно-графические обозначения микросхем одновибраторов стандартных серий. Серийно выпускаемые одновибраторы имеют обычно по два входа запуска, объединенные элементами «И», либо «ИЛИ», прямой и инверсный выходы, а также выходы R, C и RC для подключения внешних времязадающих цепей (резисторов и конденсаторов). Некоторые микросхемы имеют также дополнительный вход сброса R (от англ. Reset, сброс), логический ноль на котором не только запрещает выработку выходного сигнала, но и прекращает его. Вход R нередко используют и для запуска одновибратора.

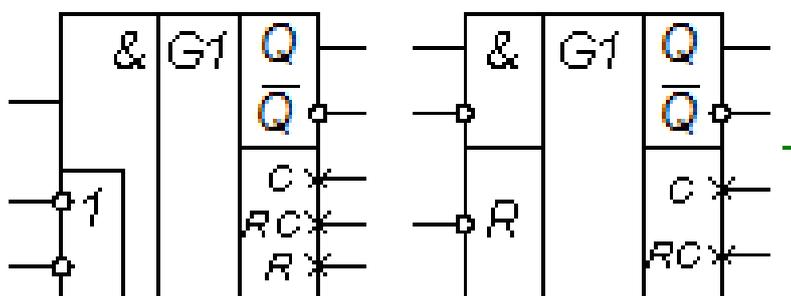


Рисунок 1.2 – Обозначение микросхем одновибраторов

На рисунке 1.3 приведены варианты схем подключения входов одновибраторов. Запуск в работу одновибратора происходит по фронту результирующего входного сигнала (на выходе элементов И/ИЛИ). Подобная логика объединения входов запуска микросхем одновибраторов позволяет формировать выходной импульс заданной длительности как по положительному, так и по отрицательному фронту входного сигнала. Кроме того, эти входы можно использовать для разрешения или запрещения прохождения входного запускающего сигнала.

В случае неиспользования одного из входов запуска на него необходимо подать сигналы логического 0 или логической 1.

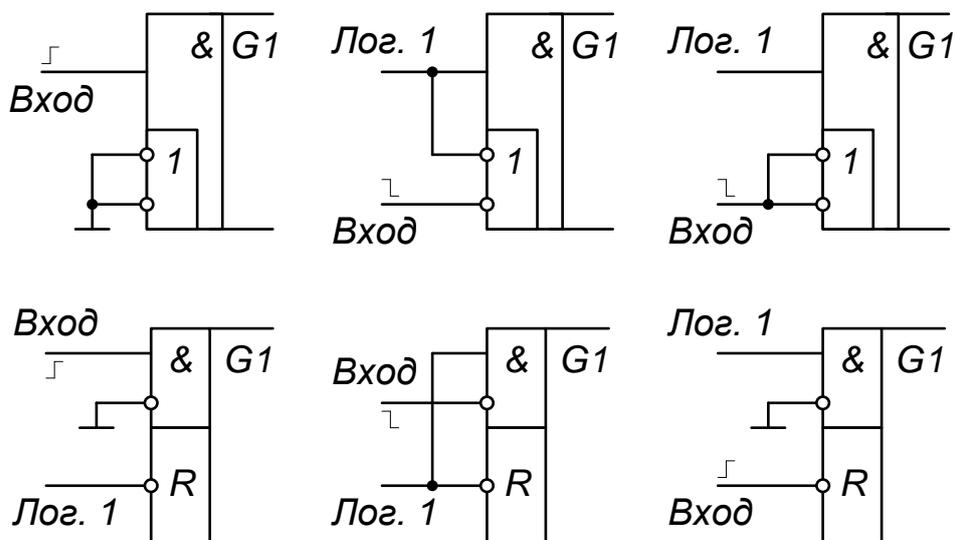


Рисунок 1.3 – Варианты запуска одновибраторов

Для одновибратора без дополнительного входа сброса таблица истинности имеет вид (таблица 1.1).

Таблица 1.1 – Таблица истинности одновибратора без дополнительного входа сброса

Входы			Выходы	
1 (прям)	2 (инв.)	3 (инв.)	Q	\bar{Q}
1	0	x	0	1
1	x	0	0	1
0	x	x	0	1
x	1	1	0	1
1	1	⌋	⌋	⌋
1	⌋	1	⌋	⌋
1	⌋	⌋	⌋	⌋
⌋	0	x	⌋	⌋
⌋	x	0	⌋	⌋

Отметим, что единственный прямой вход позволяет запускать одновибратор при подаче на него переднего фронта. Для одновибратора с дополнительным входом сброса R таблица истинности имеет вид (таблица

1.2).

Таблица 1.2 – Таблица истинности одновибратора с дополнительным входом сброса R

Входы			Выходы	
1 (прям)	2 (инв.)	\bar{R}	Q	\bar{Q}
x	x	0	0	1
0	1	x	0	1
0	x	x	0	1
┐	0	1	┐	┘
1	┘	1	┐	┘
1	0	┐	┐	┘

Стандартное включение одновибраторов предполагает подключение внешнего резистора и внешнего конденсатора (рисунок 1.4). В техническом описании микросхем конкретных серий и производителей приводятся рекомендации по выбору величин сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов.

Так, для отечественных микросхем К561АГ1 длительность выходного импульса можно оценить по формуле $T = 0,7 \cdot R \cdot C$. Причем величина сопротивления резистора должна находиться в пределах от 1,5 до 43 кОм, а емкость конденсатора может быть любой.

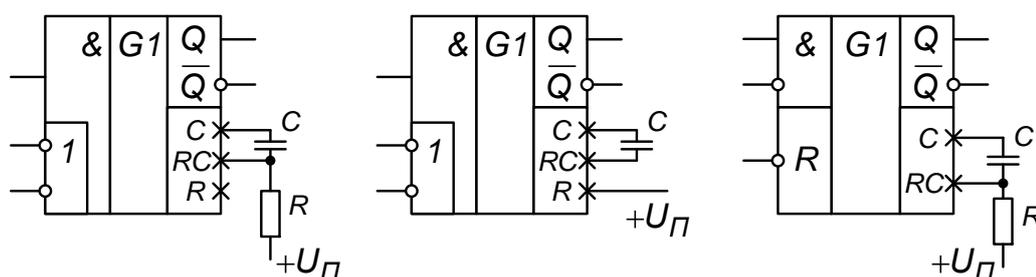


Рисунок 1.4 – Стандартные схемы включения одновибраторов

Кроме того, разработчиком микросхемы оговаривается невозможность повторного запуска одновибратора сразу после окончания выходного импульса – до повторного запуска обязательно должно пройти время $t = C$

(если емкость измеряется в нанофарадах, то временной интервал получается в микросекундах).

Одним из наиболее важных практических применений одновибраторов является подавление с их помощью дребезга кнопочных контактов (рисунок 1.5).

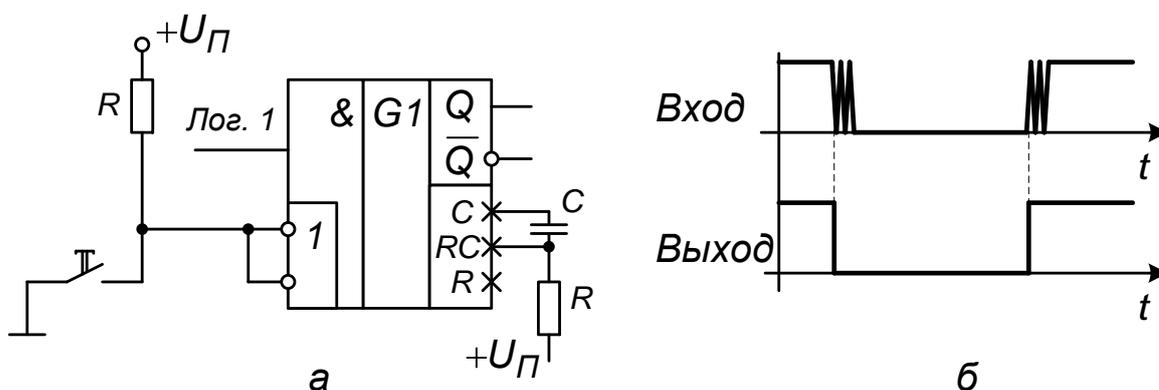


Рисунок 1.5 – Схема использования одновибратора для подавления (а) и временная диаграмма работы (б)

Одновибратор с временем выдержки порядка нескольких десятых долей секунды надежно подавляет паразитные импульсы, возникающие из-за дребезга контактов, и формирует идеальные импульсы на любое нажатие кнопки. Для этого можно использовать как одновибратор с перезапуском, так и одновибратор без перезапуска.

2 Выполнение работы

2.1 В программе MicroCap собрать схему одновибратора с перезапуском (рисунок 2.1).



Рисунок 2.1 – Одновибратор с перезапуском

В качестве одновибратора с перезапуском (X1) используется элемент Monostable_RT, который может быть найден: Analog Primitives – Macros – Monostable_RT.

Окно настройки одновибратора представлено на рисунке 2.2.

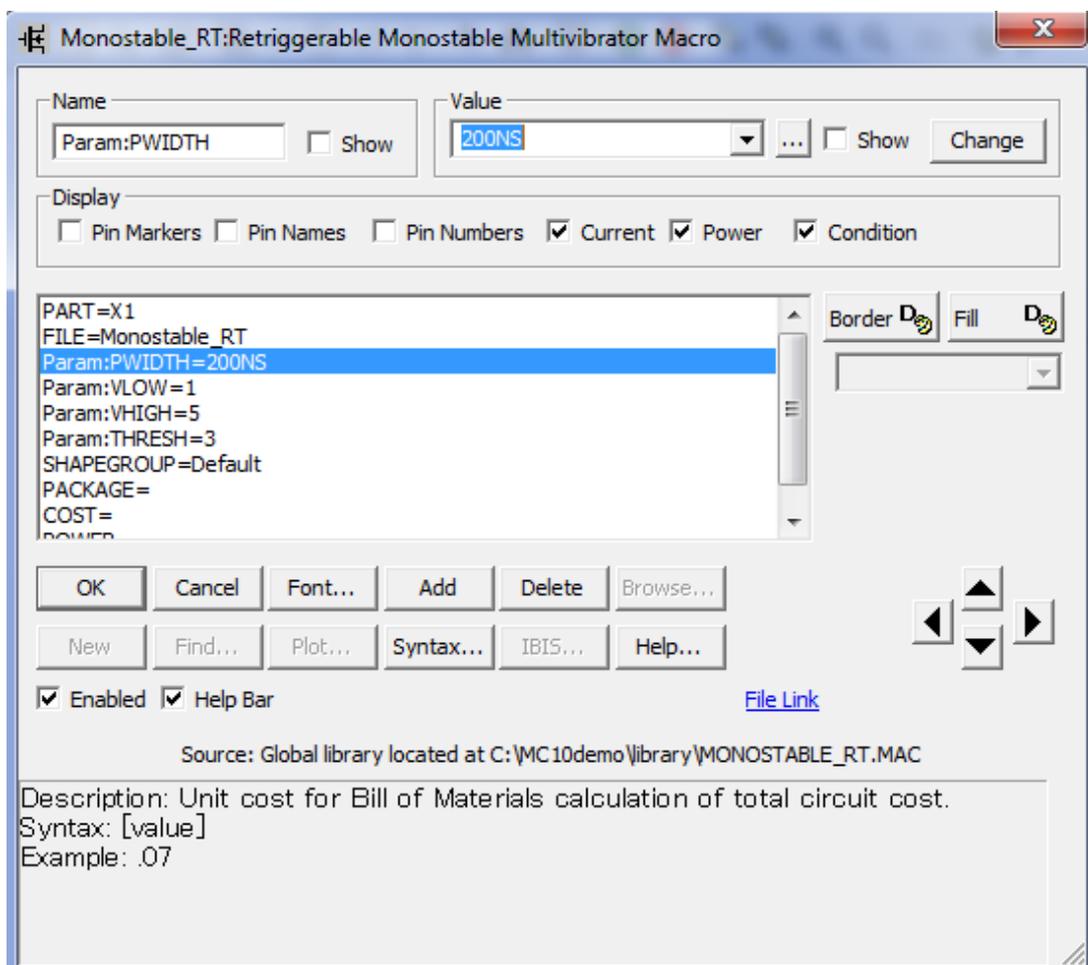


Рисунок 2.2 – Окно настройки одновибратора с перезапуском

Основные параметры настройки выходного сигнала:

PWIDTH – длительность высокого уровня импульса, сек;

VLOW–нижний уровень выходного сигнала;

VHIGH– высокий уровень выходного сигнала;

THRESH – пороговый уровень напряжения при котором происходит переключение одновибратора

Величина данных параметров вносится согласно варианту из таблицы 2.1.

Таблица 2.1 – Исходные данные

№	Param: VLOW, В	Param: VHIGH, В	Param: THRESH, В	Param: PWIDTH, нс
1.	0	5	1,1	100
2.	1	6	1,2	110
3.	2	7	1,3	120
4.	3	8	1,4	130
5.	0	5	1,5	140
6.	1	6	1,6	150
7.	2	8	1,7	160
8.	3	7	1,8	170
9.	0	6	1,9	180
10.	1	6	2	190
11.	2	7	2,1	200
12.	1	8	2,2	210
13.	0	5	2,3	220
14.	3	6	2,4	230
15.	2	7	1,1	240
16.	1	6	1,2	250
17.	0	5	1,3	260
18.	1	6	1,4	270
19.	2	8	1,5	280
20.	3	8	1,6	290
21.	0	5	1,7	300
22.	1	4	1,8	310
23.	2	7	1,9	320
24.	3	8	2	330
25.	2	9	2,1	340

В качестве источника импульсов (U1) используется элемент Stim1. Для настройки данного элемента необходимо открыть его и в рабочее поле внести следующие значения.

```
.define Set
+0ns 1
+PWIDTHn 0
+PWIDTH*2n 1
+ (PWIDTH*3+50)n 0
+ (PWIDTH*4+100)n 1
```

+ (PWIDTH*5+90)n 0

Вместо величины PWIDTH необходимо подставить значение данного параметра согласно варианту (таблица 2.1).

Например, если PWIDTH=110 нс, то текст исходных импульсов будет выглядеть следующим образом:

```
.define Set
+0ns 1
+110n 0
+220n 1
+380n 0
+540n 1
+640n 0
```

Запустить анализ данной схемы: Analysis – Transient. Получить графики напряжений на входе и выходе.

2.2 В программе MicroCap собрать схему одновибратора на логических элементах (рисунок 2.3).

Одновибратор состоит из:

- двух логических инверторов (U1 и U2). В данном случае инверторы реализованы на базе элементов И-НЕ;
- резистора и конденсатора.

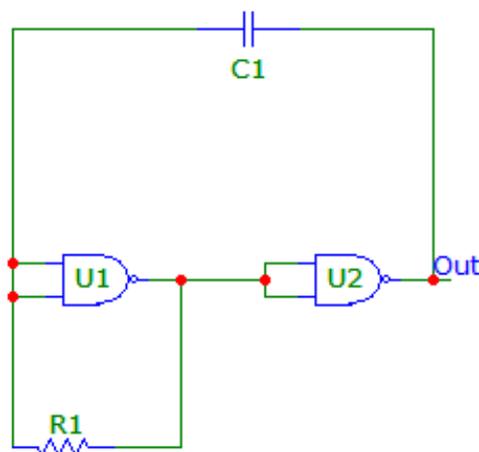


Рисунок 2.3 – Одновибратор на логических инверторах

Величину сопротивления R1 взять равной "№ варианта, кОм". Величину конденсатора C1 взять равной "№ варианта, нФ". Получить графики переходных процессов. Определить длительность ($t_{и}$), период (T) и амплитуду выходного импульса (рисунок 2.4).

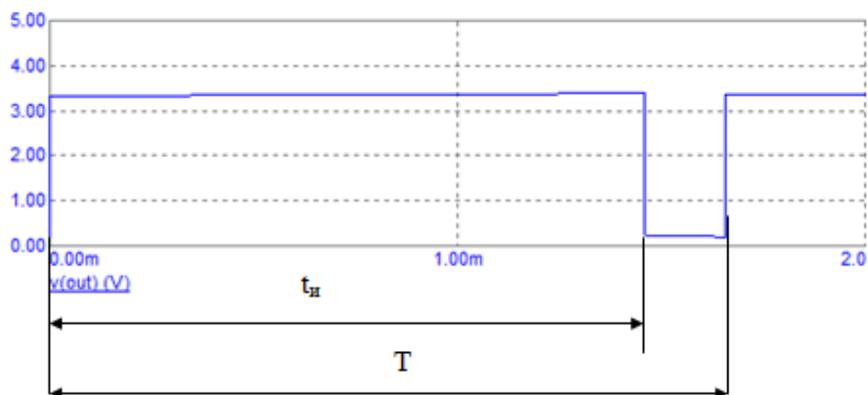


Рисунок 2.4 – Определение величины длительности и периода импульса

Полученные значения занести в таблицу 2.2.

Проделать аналогичный опыт, уменьшив величину сопротивления в сто и десять раз, сохраняя величину конденсатора постоянной.

Повторить опыт с определением амплитуды, длительности и периода импульса при уменьшении емкости в десять и сто раз от номинального, сохраняя величину сопротивления постоянной.

Все значения занести в таблицу 2.2.

Таблица 2.2 – Результаты измерений

Параметры импульса, C1=const	R1=№/100, кОм C1=№вар, нФ	R1=№/10, кОм C1=№вар, нФ	R1=№вар, кОм C1=№вар, нФ
$t_{и}$, мс			
T, мс			
A, В			
Параметры импульса, R1=const	R1=№вар, кОм C1=№/100, нФ	R1=№вар, кОм C1=№/10, нФ	R1=№вар, кОм C1=№вар, нФ
$t_{и}$, мс			
T, мс			
A, В			

На основании данной таблицы построить графики зависимости $t_{и}=f(R1)$; $T=f(R1)$; $A=f(R1)$; $t_{и}=f(C1)$; $T=f(C1)$; $A=f(C1)$.

Установить величину сопротивления в десять раз больше номинального, т.е. $R1=N_{\text{н}}*10$, кОм. Получить график выходного импульса.

Установить величину конденсатора в десять раз больше номинального, т.е. $C1=N_{\text{н}}*10$, нФ. Получить график выходного импульса.

2.3 В программе MicroCap собрать схему проверки работы одновибратора в сочетании со счётчиками (рисунок 2.5).

Элемент V1 используется в качестве источника, подающего напряжение произвольной формы. Элемент находится по пути: Analog Primitives – Waveform Sources – Voltage Source.

Элемент X1 – одновибратор с перезапуском.

Элементы U1, U6 – инверторы.

Элементы U2-U5 и U7-U10 – JK-триггеры, необходимые для формирования двух четырёхразрядных счётчиков.

Постоянную единицу можно задать с помощью известного способа (см. лаб. раб. 1) на основе элемента Stim1 или с помощью элемента Fixed Digital, который располагается по пути: Digital Primitives – Stimulus Generators – Fixed Digital.

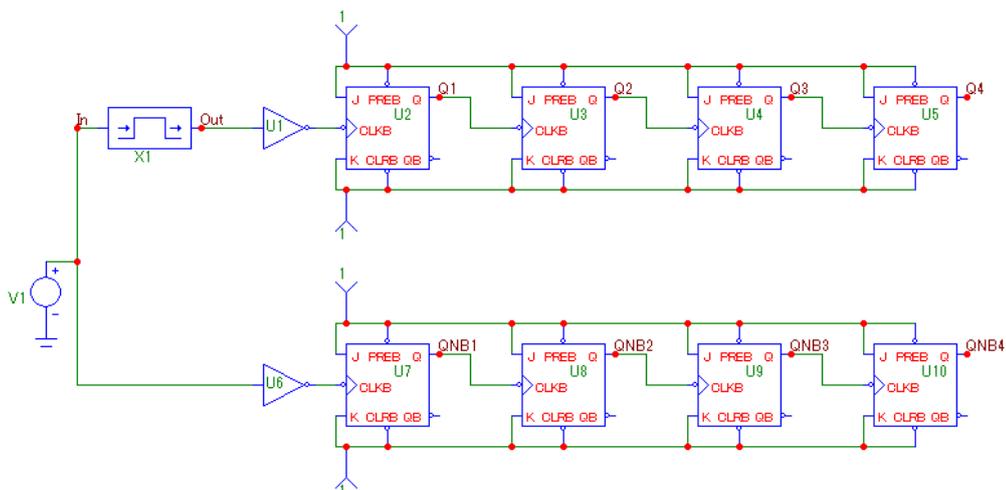


Рисунок 2.5 – Схема проверки работы одновибратора в сочетании со счётчиками

Источник сигнала (V1) настроить в соответствии с рисунком 2.6.

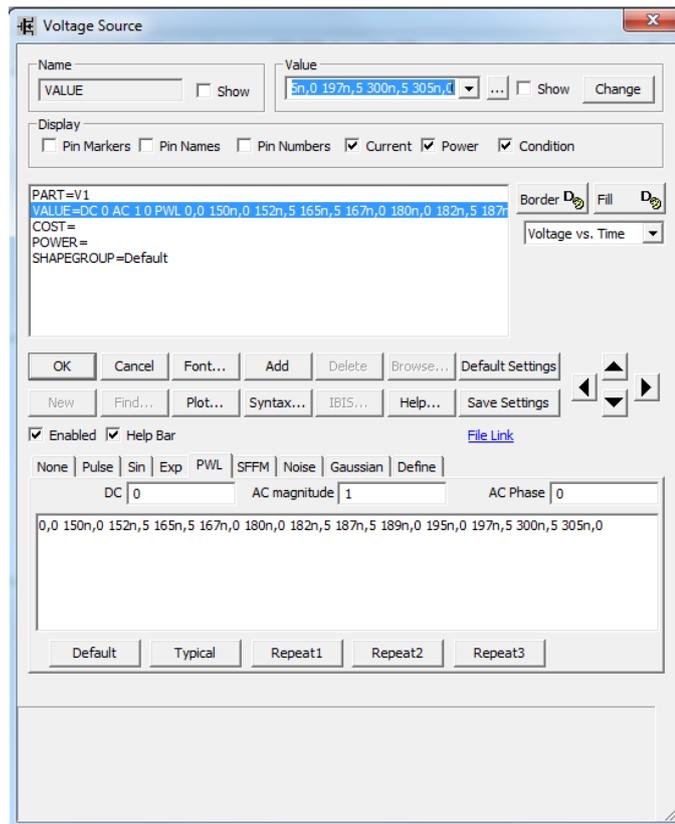


Рисунок 2.6 – Окно настройки источника сигнала

Получить графики переходных процессов на входе (In) и выходе (Out) одновибратора.

Представить количество подсчитанных импульсов счётчиков в десятичной системе исчисления. Выполнение аналогично п.2.1 лабораторной работы 1.

2.4. Сделать выводы по работе

3 Контрольные вопросы

3.1 Дайте определение одновибратору. Какие типы одновибраторов Вы знаете? В чем их отличие?

3.2 Приведите условно-графическое обозначение известных элементов одновибраторов, нарисуйте схемы их включения.

3.3 Нарисуйте схему и объясните принцип применения одновибратора для подавления дребезга контактов кнопки.

3.4 Каким образом программируется одновибратор с перезапуском в программе MicroCap?

3.5 Можно ли на основе одновибратора с перезапуском создать одновибратор без перезапуска?

3.6 От чего зависит длительность сигнала на выходе одновибратора?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3

ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Цель работы: Изучить устройство и принцип действия мультивибратора

1 Теоретическое введение

Помимо одновибраторов, в стандартных сериях микросхем имеются также и специализированные генераторы – мультивибраторы.

Мультивибратор – релаксационный генератор электрических прямоугольных колебаний с короткими фронтами. Название мультивибратор предложил голландский физик ван дер Поль, и оно отражает тот факт, что в спектре прямоугольных колебаний мультивибратора присутствует множество высших гармоник – в отличие от генератора синусоидальных колебаний ("моновибратора"). Впервые мультивибратор был описан Икклзом и Джорданом в 1918 году.

Мультивибратор является одним из самых распространённых генераторов импульсов прямоугольной формы, используемый в электронике и радиотехнике. Обычно представляет собой двухкаскадный резистивный усилитель, охваченный глубокой положительной обратной связью.

В электронной технике используются самые различные варианты схем мультивибраторов, которые различаются между собой по типу используемых активных компонентов (ламповые, транзисторные, тиристорные, микроэлектронные и другие), различающиеся режимом работы (автоколебательный, ждущие, с внешней синхронизацией синхронизации), видам связи между усилительными элементами, способам регулировки длительности и частоты генерируемых импульсов и другими параметрами.

Мультивибратор является одним из самых распространённых генераторов импульсов прямоугольной формы, используемый в электронике

и радиотехнике. Обычно представляет собой двухкаскадный резистивный усилитель, охваченный глубокой положительной обратной связью.

Существуют три типа мультивибраторов в зависимости от режима работы:

- нестабильный, автоколебательный или астабильный: устройство непрерывно генерирует колебания и самопроизвольно переходит из одного состояния в другое. При этом не обязателен внешний сигнал синхронизации, если не требуется захват частоты колебаний;

- моностабильный: одно из состояний является стабильным, но другое состояние неустойчиво (переходное). Мультивибратор на некоторое время, определяемое параметрами его компонентов, переходит в неустойчивое состояние под действием запускающего импульса. Затем возвращается в устойчивое состояние до прихода очередного запускающего импульса. Такие мультивибраторы используются для формирования импульса с фиксированной длительностью, не зависящей от длительности запускающего импульса. Такой тип мультивибраторов иногда, в литературе, называют одновибраторы или ждущие мультивибраторы.

- бистабильный: мультивибратор устойчив в любом из двух состояний и может быть переключён из одного состояния в другое подачей внешних импульсов.

Отнесение мультивибратора к классу автогенераторов оправдано лишь при автоколебательном режиме его работы. В ждущем режиме мультивибратор вырабатывает импульсы только тогда, когда на его вход поступают синхронизирующие сигналы.

Режим синхронизации отличается от автоколебательного тем, что в этом режиме с помощью внешнего управляющего (синхронизирующего) колебания удаётся подстроить частоту колебаний автоколебательного мультивибратора под частоту синхронизирующего сигнала или сделать кратной ей (режим «захвата частоты») для автоколебательных мультивибраторов. На рисунке 1.1. приведена "классическая" схема

мультивибратора, получившего широкое распространение по причине простоты конструкции.

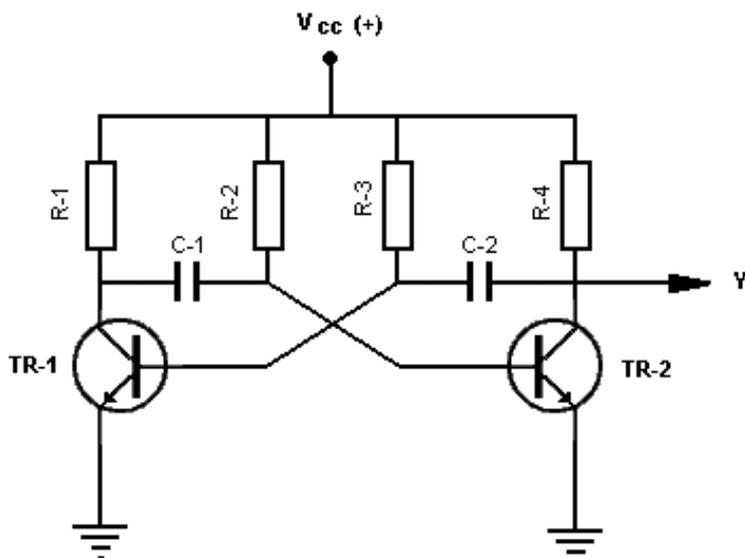


Рисунок 1.1 – Принципиальная схема простейшего транзисторного мультивибратора на транзисторах одного типа проводимости

Схема может находиться в одном из двух нестабильных состояний и периодически переходит из одного в другое и обратно. Фаза перехода очень короткая относительно длительности нахождения в состояниях благодаря глубокой положительной обратной связи, охватывающей два каскада усиления.

Пусть в состоянии «1» транзистор TR-1 закрыт, TR-2 открыт и насыщен, при этом C1 быстро заряжается током открытого базового перехода TR-2 через R1 и TR-2 почти до напряжения питания, после чего при полностью заряженном C1 через R1 ток прекращается, напряжение на C1 равно $(\text{ток базы TR-2}) \cdot R2$, а на коллекторе TR-1 – напряжению питания.

При этом напряжение на коллекторе TR-2 невелико (равно падению напряжения на насыщенном транзисторе). C2, заряженный ранее в предыдущем состоянии 2 (полярность по схеме), медленно разряжается через открытый TR-2 и R3. При этом напряжение на базе TR-1 отрицательно и этим напряжением он удерживается в закрытом состоянии. Запертое

состояние TR-1 сохраняется до того, пока C2 не перезарядится через R3 и напряжение на базе TR-1 не достигнет порога его отпирания (около +0,6 В). При этом TR-1 начинает приоткрываться, напряжение его коллектора снижается, что вызывает начало запираания TR-2, напряжение коллектора TR-2 начинает увеличиваться, что через конденсатор C2 еще больше открывает TR-1. В результате в схеме развивается лавинообразный регенеративный процесс, приводящий к тому, что TR-1 переходит в открытое насыщенное состояние, а TR-2 наоборот полностью запирается. Далее колебательные процессы в схеме периодически повторяются.

Длительности нахождения транзисторов в закрытом состоянии определяются постоянными времени

$$T_2 = C_1 \cdot R_2 \text{ (для TR-2)}$$

$$T_1 = C_2 \cdot R_3 \text{ (для TR-1)}$$

Номиналы R1 и R4 выбираются намного меньше, чем R3 и R2, чтобы зарядка конденсаторов через R1 и R4 была быстрее, чем разрядка через R3 и R2. Чем больше будет время зарядки конденсаторов, тем положение окажутся фронты импульсов. Но отношения R3/R1 и R2/R4 не должны быть больше, чем коэффициенты усиления соответствующих транзисторов, иначе транзисторы не будут открываться полностью.

Частота колебаний мультивибратора зависит как от емкости конденсаторов связи, так и от сопротивления базовых резисторов. Если в мультивибраторе соблюдаются условия:

$$R_1 = R_4,$$

$$R_2 = R_3,$$

$$R_1 < R_2 \text{ и } R_4 < R_3,$$

$$C_1 = C_2,$$

$$T_{R-1} = T_{R-2},$$

то такой мультивибратор называется *симметричным*. Как видно, конденсаторы связи могут быть электролитическими и при n-p-n транзисторах плюсы конденсаторов подключаются к коллекторам. Если

применить p-n-p транзисторы, надо поменять полярность источника питания и полярность электролитических конденсаторов.

Период колебаний мультивибратора может быть вычислен по формуле:

$$T = \ln 2 \cdot R_2 C_1 + \ln 2 \cdot R_3 C_2 \quad (1.1)$$

Частота колебаний мультивибратора:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\ln 2 \cdot R_2 C_1 + \ln 2 \cdot R_3 C_2} \quad (1.2)$$

Частота колебаний симметричного мультивибратора:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\ln 2 \cdot 2RC} = \frac{0,721}{RC}, \quad (1.3)$$

где R - сопротивление базового резистора, кОм;

C - ёмкость конденсатора связи, мкФ.

Микросхемы мультивибраторов используют довольно редко, чаще применяют генераторы на инверторах или на триггерах Шмитта. Примером такого мультивибратора является автоколебательный мультивибратор с инвертирующим триггером Шмитта(рисунок 1.2).

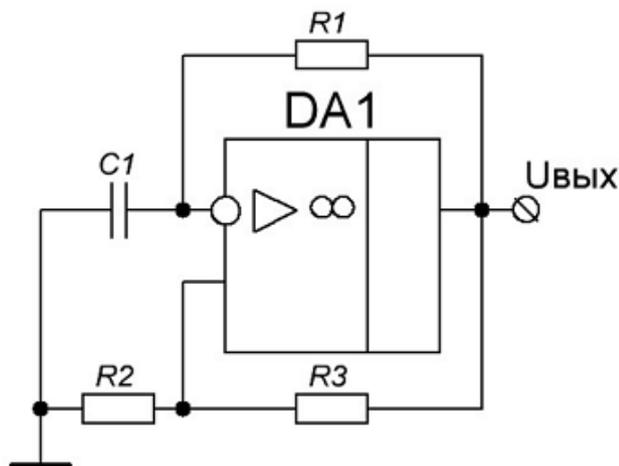


Рисунок 1.2 – Схема автоколебательного мультивибратора с инвертирующим триггером Шмитта

Данный мультивибратор состоит из операционного усилителя DA1, который охвачен положительной обратной связью через резисторы R2R3 и отрицательной обратной связью при помощи интегрирующей цепочки R1C1.

При включении питания в момент времени $t=0$ (рис. 1.3) напряжение на выходе операционного усилителя может установиться равным положительному напряжению насыщения ($U_{нас}^+$) или отрицательному напряжению насыщения ($U_{нас}^-$) из-за действия положительной обратной связи с выхода операционного усилителя на его неинвертирующий вход.

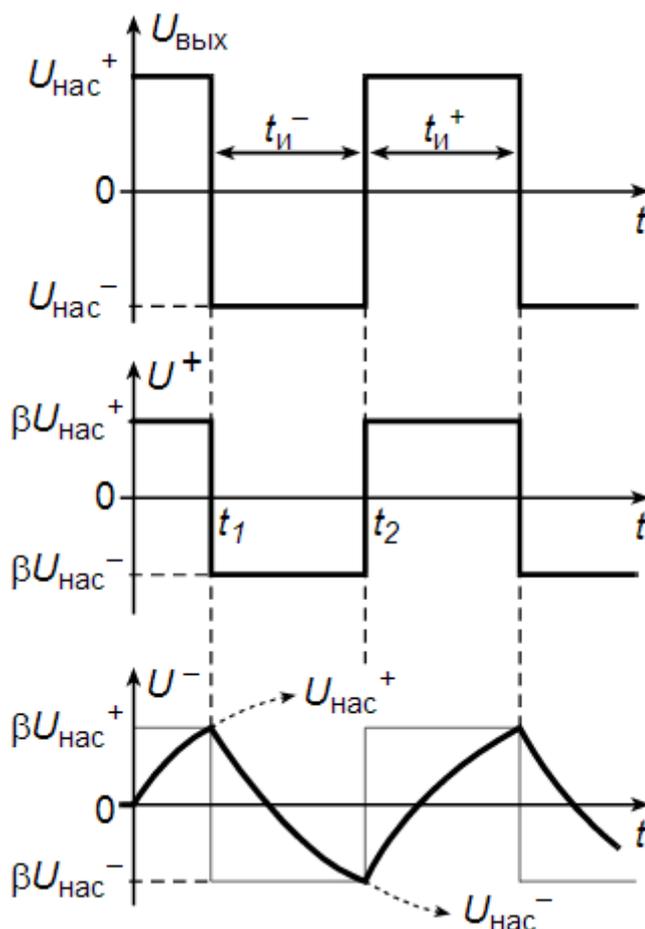


Рисунок 1.3 – Диаграммы напряжений автоколебательного мультивибратора инвертирующим триггером Шмитта

Допустим, что $U_{вых} = U_{нас}^+$ тогда напряжение на неинвертирующем входе определится как:

$$U_{\alpha 2} = \frac{R_2}{R_3 + R_2} \cdot U_{нас}^+ = \beta \cdot U_{нас}^+ \quad (1.4)$$

Поскольку исходно конденсатор был разряжен, на напряжение на конденсаторе не может измениться скачком, поэтому $U_c(0)=0$.

Напряжение на инвертирующем входе $U_{вх1}$ увеличивается по мере

заряда конденсатора С от источника $U_{нас}^+$ через резистор R1.

В момент времени $t=t_1$ напряжения на входах операционного усилителя становятся равными $U_{вх2}=U_{вх1}$, при этом напряжение на выходе операционного усилителя из-за действия положительной обратной связи скачком изменяется от $U_{нас}^+$ до $U_{нас}^-$. Теперь $U_{вх2} = \beta U_{нас}^+$, а $U_{вх1}$ начинается уменьшаться по мере перезаряда конденсатора С под действием источника $U_{нас}^-$.

В момент времени t_2 вновь выполняется равенство $U_{вх2}=U_{вх1}$ и напряжение на выходе операционного усилителя скачком изменяется от $U_{нас}^-$ до $U_{нас}^+$. Конденсатор С начинается перезаряжаться под действием источника $U_{нас}^+$. Далее процессы повторяются.

Длительность импульсов на выходе операционного усилителя определяется соотношениями:

$$\begin{aligned} t_H^+ &= R_1 C \ln\left(1 + \left[1 + \frac{U_{нас}^-}{U_{нас}^+}\right] \frac{R_2}{R_3}\right) \\ t_H^- &= R_1 C \ln\left(1 + \left[1 + \frac{U_{нас}^+}{U_{нас}^-}\right] \frac{R_2}{R_3}\right) \end{aligned} \quad (1.5)$$

Если принять, что $U_{нас}^+ = |U_{нас}^-|$, тогда получим:

$$t_H^+ = t_H^- = R_1 C \ln\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (1.6)$$

Период колебаний определится из выражения:

$$T = 2R_1 C \ln\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (1.7)$$

Частота колебаний будет равна:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_1 C \ln\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_3}\right)} \quad (1.8)$$

В подобном мультивибраторе скважность $-q = \frac{T}{t_H} = 2$

В некоторых случаях мультивибраторы не могут быть заменены ничем. Дело в том, что они допускают изменение частоты выходных импульсов с

помощью уровней двух входных управляющих напряжений. Поэтому они называются также "генераторами, управляемые напряжением" или ГУН. Эффект изменения частоты используется, например, в системах автоподстройки частоты или в устройствах частотной модуляции.

На рисунке 1.4 приведен пример стандартной схемы включения отечественного мультивибратора К561ГГ1. Генератор имеет выводы для подключения внешнего конденсатора C_1 и C_2 , два входа управления частотой U_1 и U_2 , а также вход разрешения E , при подаче на который логической 1 генерация прекращается и на выходе F устанавливается 1.

Один из входов управления (в рассматриваемом случае U_1) обычно называется диапазонным или U_D , а другой (U_2) – входом управления частоты или U_C .

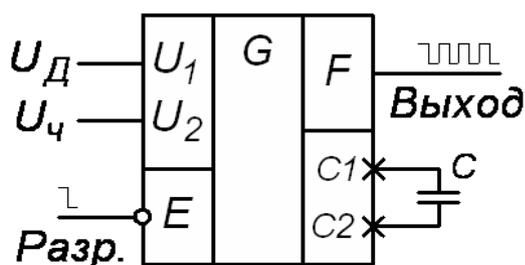


Рисунок 1.4 – Схема включения генератора К561ГГ1

При увеличении напряжения U_C частота увеличивается, при увеличении напряжения на входе U_D – уменьшается. Рекомендуемый диапазон изменения напряжения U_D составляет от 2 до 4,5 В, а диапазон изменения U_C – от 0 до 5 В. Так, при $U_D = 2$ В и изменении U_C от 1 до 5 В частота изменяется примерно на 15%, а при $U_D = 4$ В – приблизительно в 4 раза.

Частота выходного сигнала ГГ1 определяется также внешним конденсатором, например, при $U_D = U_C = 2$ В и при $C = 1$ мкФ частота будет около 100 Гц, а при $C = 100$ пФ – порядка 10 МГц. Максимально возможное значение частоты генератора К561ГГ1 составляет около 80 МГц.

В справочниках также приводятся графики зависимости частоты

выходного сигнала мультивибратора от уровней управляющих напряжений и от величины внешнего конденсатора. Однако точно определить значение частоты по этим графикам, как правило, невозможно, и в любом случае при наладке устройства требуется дополнительная подстройка. К тому же наличие в схеме аналоговых узлов делает мультивибраторы чувствительными к разбросу номинальных значений емкостей конденсаторов, к изменению температуры окружающей среды, к старению элементов, к помехам по цепям питания и к другим факторам. Именно поэтому использование таких генераторов крайне ограничено.

В микросхеме с двумя генераторами в одном корпусе существует также их взаимное влияние друг на друга. Поэтому не рекомендуется использовать одновременно два генератора одной микросхемы в режиме генерации частоты, управляемой напряжением.

2 Выполнение работы

2.1. В программе MicroCap собрать схему простейшего мультивибратора (рисунок 2.1).

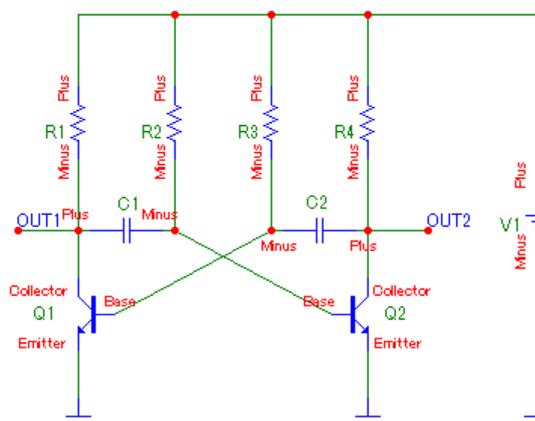


Рисунок 2.1 – Принципиальная схема "классического" мультивибратора

Обратите внимание на полярность элементов. Для того чтобы включить отображение полярности, необходимо установить галку напротив

надписи "PinNames" в блоке самого элемента (рисунок 2.2).

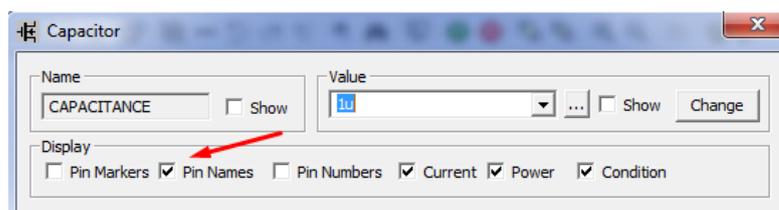


Рисунок 2.2 – Опция отображения полярности элементов

Напряжение питания (V1), обозначение NPN-транзисторов (Q1,Q2) и частота колебаний заданы в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Исходные данные

№	Обозначение NPN транзистора	V1, В	f, Гц	№	Обозначение NPN транзистора	V1, В	f, Гц
1.	2N2218	5	20	14.	2N2222	12	80
2.	2N2222	6	25	15.	2N2222A	13	85
3.	2N2222A	7	30	16.	2N3903	14	90
4.	2N2368	8	35	17.	2N3904	15	95
5.	2N2369	9	40	18.	2N3946	16	100
6.	2N3020	10	45	19.	2N4014	17	105
7.	2N3055A	11	50	20.	2N4123	18	110
8.	2N3252	12	55	21.	2N4124	19	115
9.	2N3439	13	60	22.	2N4265	20	120
10.	2N3501	14	65	23.	2N4400	12	125
11.	2N3506	15	70	24.	2N5088	13	130
12.	2N3725	16	75	25.	2N3020	14	135
13.	2N2218	5	80	26.	2N3055A	15	140

Согласно выбранной частоте рассчитать параметры симметричного мультивибратора. Для этого необходимо воспользоваться формулой (1.3). Учесть, что величина емкости конденсаторов находится в пределах 1÷5 мкФ. Величину сопротивлений R1=R4 взять в десять раз меньше рассчитанного R2=R3. Все величины занести в таблицу 2.2 (опыт 1).

Получить графики изменения напряжения на коллекторе каждого из

транзисторов. На рисунке 2.1. точки, с которых необходимо снимать величину напряжения, обозначены OUT1 и OUT2.

При проведении анализа установить величину максимального шага вычислений (Maximum Time Step) равным 10 мкс (10u). В случае если на диаграмме не будут отображены импульсы, то уменьшить данную величину.

Примерный вид диалогового окна настройки для получения диаграммы напряжений на коллекторах транзисторов представлен на рисунке 2.3.

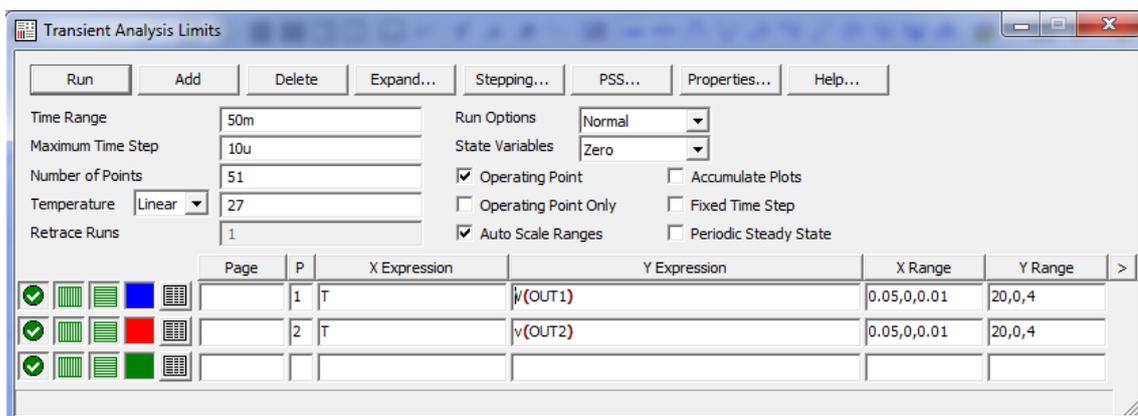


Рисунок 2.3 – Примерный вид диалогового окна настройки для получения диаграммы напряжений на коллекторах транзисторов

Сохранить полученную диаграмму в отчет.

Измерить частоту импульсов, полученных на транзисторах Q1 и Q2. Для этого воспользоваться кнопкой "Next Interpolated Data Point" и записать значение времени t_1 (первое из двух чисел) и t_2 (рисунок 2.4).

По формуле (2.1) рассчитать величину частоты импульсов, полученной на практике, для графика OUT1 и графика OUT2:

$$f_{np} = \frac{1}{T_{np}} = \frac{1}{t_2 - t_1} \quad (2.1)$$

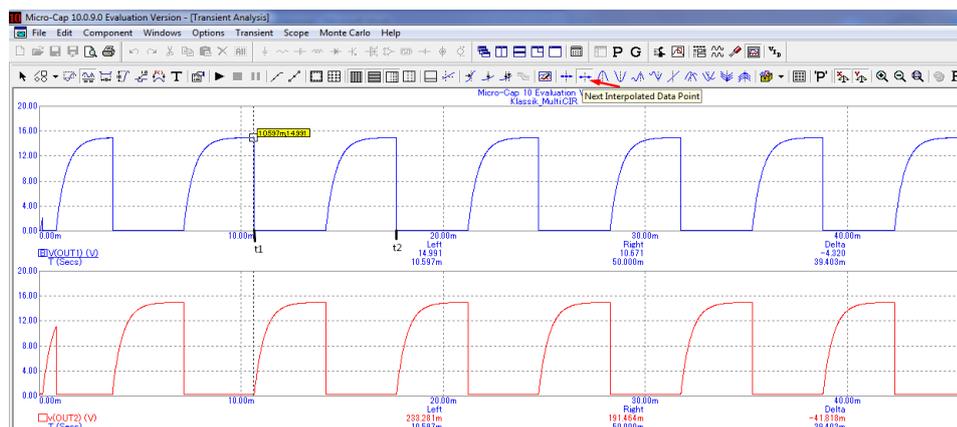


Рисунок 2.4 – Временная диаграмма импульсов на коллекторах транзисторов

Измеренное значение амплитуды и рассчитанные значения периода, частоты импульса занести в таблицу 2.2 (опыт 1).

Таблица 2.2 – Результаты измерений

Параметры	Опыт 1	Опыт 2	Опыт 3	Опыт 4	Опыт 5	Опыт 6	Опыт 7	Опыт 8	Опыт 9
R1, кОм									
R2, кОм									
R3, кОм									
R4, кОм									
C1, мкФ									
C2, мкФ									
T, мс									
f, Гц									
f _{пр} (OUT1), Гц									
f _{пр} (OUT2), Гц									
A, В									

2.2 Провести "опыт 2", уменьшив значения сопротивлений R1=R4 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 2).

2.3 Провести "опыт 3", увеличив значения сопротивлений R1=R4 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 3).

2.4 Провести "опыт 4", в ходе которого увеличить величину

сопротивления R_3 в два раза. Таким образом, исследуемый мультивибратор станет несимметричным (объяснить почему). Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 4). При расчете частоты f воспользоваться формулой (1.2).

2.5 Провести "опыт 5", в ходе которого уменьшить величину сопротивления R_3 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 5). При расчете частоты f воспользоваться формулой (1.2).

2.6 Провести "опыт 6", в ходе которого увеличить величину сопротивления R_2 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 6). При расчете частоты f воспользоваться формулой (1.2).

2.7 Провести "опыт 7", в ходе которого уменьшить величину сопротивления R_2 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 7). При расчете частоты f воспользоваться формулой (1.2).

2.8 Провести "опыт 8", в ходе которого установить исходные величины сопротивлений R_1 - R_4 и уменьшить величину емкости C_1 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 8). При расчете частоты f воспользоваться формулой (1.2).

2.9 Провести "опыт 9", в ходе которого установить исходные величины сопротивлений R_1 - R_4 и увеличить величину емкости C_2 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2 (опыт 9). При расчете частоты f воспользоваться формулой (1.2).

2.10 В программе MicroCap реализовать схему автоколебательного мультивибратора с инвертирующим триггером Шмитта (рисунок 2.5). Операционной усилитель (X1) находится по пути: Analog Primitives – Active Devices – Oramp.

При добавлении операционного усилителя в рабочее поле возникает сообщение "Opamp power supplies added", сигнализирующее о добавлении питания операционного усилителя.

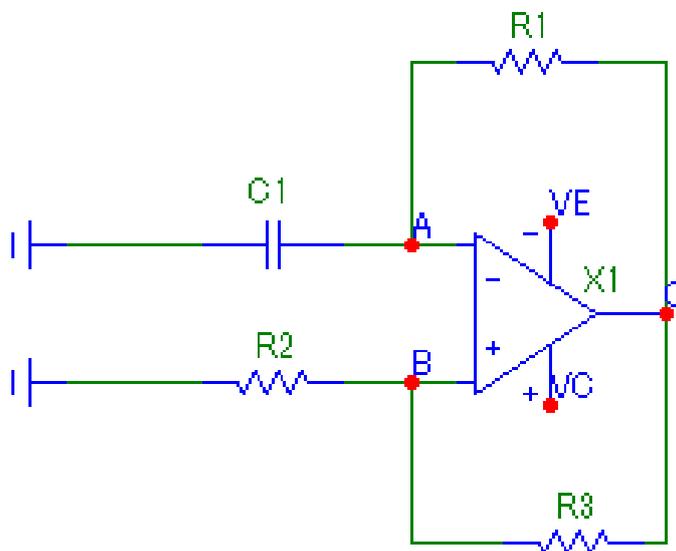


Рисунок 2.5 – Схема автоколебательного мультивибратора с инвертирующим триггером Шмитта

Величина питающего напряжения указана в диалоговом окне усилителя в строках VCC (величина положительного напряжения) и VEE (величина отрицательного напряжения).

На схеме проставить точки "А" (инвертирующий вход), "В" (неинвертирующий вход), "С" (выход).

Вид операционного усилителя и другие исходные данные представлены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Исходные данные

№	Обозначение операционного усилителя	R1, кОм	R2, кОм	R3, кОм	C1, мкФ
1	2	3	4	5	6
1	LF 155	30	15	2,5	0,1
2	LF 155A	32	17	2,7	0,1
3	LF 347	34	19	2,9	0,1

Продолжение таблицы 2.3

1	2	3	4	5	6
4	LF 351	36	21	3,1	0,1
5	LF 353	38	23	3,3	0,1
6	LF 400C	40	25	3,5	0,1
7	LF 441A	42	27	3,7	0,1
8	LF 442	44	29	3,9	0,2
9	LM 101A	46	31	4,1	0,2
10	LM 108	48	33	4,3	0,2
11	LM 144	50	35	4,5	0,2
12	LM 207	52	37	4,7	0,2
13	LM 208A	54	39	4,9	0,2
14	LM 343	56	41	5,1	0,2
15	LM 344	38	23	3,3	0,3
16	LM 709	40	25	3,5	0,3
17	LM 709A	42	27	3,7	0,3
18	LM 741	58	43	5,3	0,3
19	LM 741A	60	45	5,5	0,3
20	LT 1012	62	47	5,7	0,4
21	NE 5532	64	49	5,9	0,4
22	OP_07	66	51	6,1	0,4
23	OP_15A	68	53	6,3	0,4
24	OP_27	58	43	5,3	0,4
25	LM 207	60	45	5,5	0,4

Рассчитать период и частоту выходных импульсов по формуле (1.8) и записать её в таблицу 2.4. Получить диаграммы напряжений в точках "А" (инвертирующий вход), "В" (неинвертирующий вход), "С" (выход). Измерить и рассчитать частоту выходного сигнала ($f_{пр}(C)$). Сравнить рассчитанную частоту (f) и частоту, полученную на практике ($f_{пр}(C)$). Измерить амплитуду выходных импульсов (A) и занести её в таблицу 2.4.

Таблица 2.4 – Результаты исследований автоколебательного мультивибратора с инвертирующим триггером Шмитта

Параметры	Опыт 1	Опыт 2	Опыт 3	Опыт 4	Опыт 5
1	2	3	4	5	6
R1, кОм					
R2, кОм					

Продолжение таблицы 2.4

1	2	3	4	5	6
R3, кОм					
C1, мкФ					
T, мс					
f, Гц					
f _{пр} (C), Гц					
A, B					

2.11 Провести "опыт 2", в ходе которого уменьшить значения сопротивления R1 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений точек "А" (инвертирующий вход), "В" (неинвертирующий вход), "С" (выход). Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.4 (опыт 2).

2.12 Провести "опыт 3", в ходе которого увеличить значение емкости C1 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений точек "А" (инвертирующий вход), "В" (неинвертирующий вход), "С" (выход). Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.4 (опыт 3).

2.13 Провести "опыт 4", в ходе которого уменьшить значение сопротивления R2 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений точек "А" (инвертирующий вход), "В" (неинвертирующий вход), "С" (выход). Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.4 (опыт 4).

2.14 Провести "опыт 5", в ходе которого увеличить значение сопротивления R3 в два раза. Скопировать в отчет диаграммы напряжений точек "А" (инвертирующий вход), "В" (неинвертирующий вход), "С" (выход). Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.4 (опыт 5).

3 Контрольные вопросы

3.1 Дайте определение мультивибраторам.

3.2 Почему мультивибраторы называют "генераторами, которые управляются напряжением"?

3.3 Какие разновидности мультивибраторов бывают?

3.4 Опишите принцип действия "классического мультивибратора". На что влияют составные элементы данного устройства?

3.5 Каким образом функционирует автоколебательный мультивибратор с инвертирующим триггером Шмитта ? На что влияют сопротивления и емкость, входящая в состав устройства?

3.6 Приведите условное обозначение и поясните назначения всех входов отечественной микросхемы мультивибратора К561ГГ1.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Цель работы: Изучить устройство и принцип действия цифро-аналоговых преобразователей

1 Теоретическое введение

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования числа, определенного, как правило, в виде двоичного кода, в напряжение или ток, пропорциональные значению этого цифрового кода. Схемотехника цифро-аналоговых преобразователей весьма разнообразна. На рисунке 1.1 представлена классификация ЦАП.

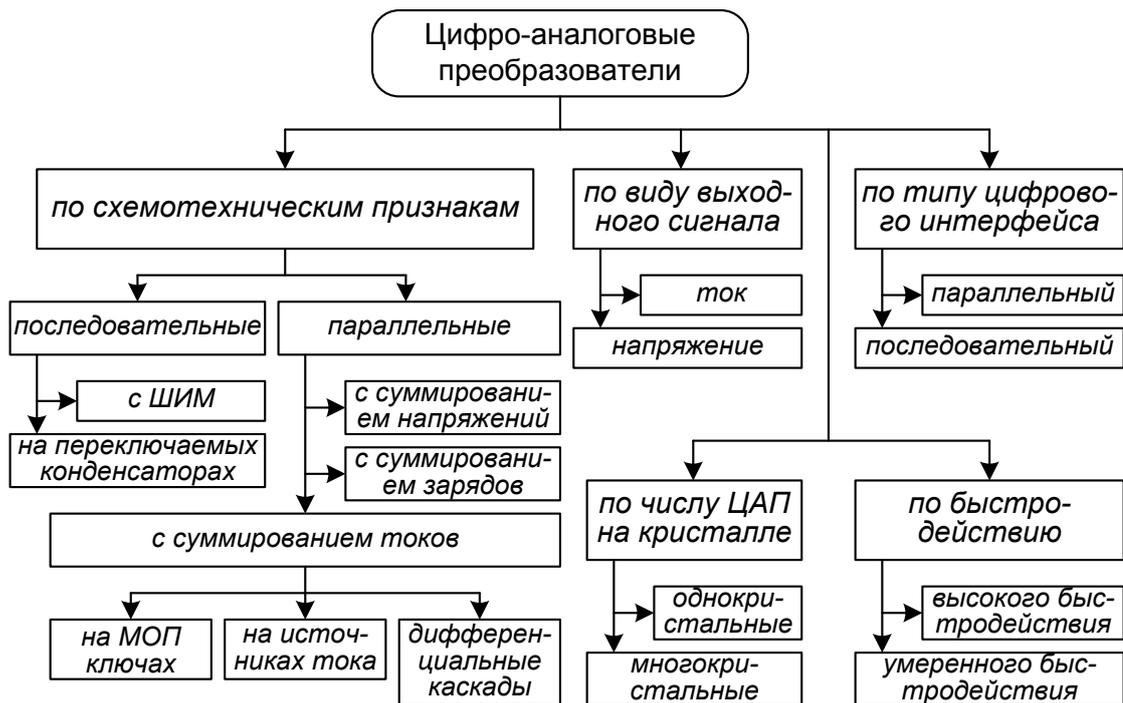


Рисунок 1.1 – Классификация цифро-аналоговых преобразователей

Последовательные ЦАП с широтно-импульсной модуляцией. В цифровых электронных устройствах ЦАП часто входят в состав микропроцессорных систем. В этом случае, если не требуется высокое

быстродействие, цифро-аналоговое преобразование может быть очень просто осуществлено с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Функциональная схема ЦАП с ШИМ приведена на рисунке 1.2.

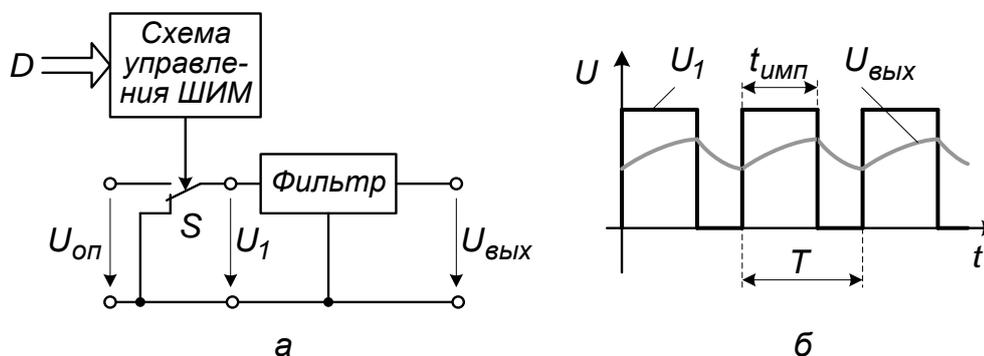


Рисунок 1.2 – Функциональная схема (а) и временная диаграмма напряжений (б) цифро-аналогового преобразователя с широтно-импульсной модуляцией

Выход ШИМ управляет ключом S . В зависимости от заданной разрядности преобразования формируется последовательность импульсов, относительная длительность которых определяется соотношением:

$$\frac{t_{\text{имп}}}{T} = t_{\text{имп}}^* = \frac{D}{2^N}, \quad (1.1)$$

где N – разрядность преобразования;

D – преобразуемый код.

Фильтр нижних частот сглаживает импульсы, выделяя среднее значение напряжения. В результате выходное напряжение преобразователя

$$U_{\text{вых}} = t_{\text{имп}}^* \cdot U_{\text{оп}} = \frac{D}{2^N} \cdot U_{\text{оп}}. \quad (1.2)$$

Рассмотренная схема обеспечивает практически идеальную линейность преобразования, не содержит прецизионных элементов (за исключением источника опорного напряжения). Основной ее недостаток – низкое быстродействие.

Последовательные ЦАП на переключаемых конденсаторах.

Рассмотренная выше схема ЦАП с ШИМ осуществляет преобразование цифрового кода во временной интервал, который формируется последовательно квант за квантом, поэтому для получения N -разрядного преобразования необходимы 2^N временных квантов (тактов). Схема последовательного ЦАП, приведенная на рисунке 1.3, позволяет выполнить цифро-аналоговое преобразование за значительно меньшее число тактов.



Рисунок 1.3 – Функциональная схема цифро-аналогового преобразователя на переключаемых конденсаторах

В этой схеме емкости конденсаторов C_1 и C_2 равны. Перед началом цикла преобразования конденсатор C_2 разряжается ключом S_4 . Входное двоичное слово задается в виде последовательного кода. Его преобразование осуществляется последовательно, начиная с младшего разряда D_0 . Каждый такт преобразования состоит из двух полутактов. В первом полутакте конденсатор C_1 заряжается до опорного напряжения $U_{оп}$ при $D_0 = 1$ посредством замыкания ключа S_1 или разряжается до нуля при $D_0 = 0$ путем замыкания ключа S_2 . Во втором полутакте при разомкнутых ключах S_1 , S_2 и S_4 замыкается ключ S_3 , что вызывает деление заряда пополам между C_1 и C_2 . В результате получаем

$$U_{\text{вых}} \stackrel{\text{с}}{=} U_1 \stackrel{\text{с}}{=} \frac{D_0}{2} \cdot U_{\text{оп}} \quad (1.3)$$

Пока на конденсаторе C_2 сохраняется заряд, процедура заряда конденсатора C_1 должна быть повторена для следующего разряда D_1

входного слова. После нового цикла перезарядки напряжение на конденсаторах будет

$$U_{\text{вых}} \stackrel{(1)}{=} U_1 \stackrel{(2)}{=} \frac{D_1 + D_0/2}{2} \cdot U_{\text{оп}} = \frac{D_1 + D_0}{4} \cdot U_{\text{оп}}. \quad (1.4)$$

Точно также выполняется преобразование для остальных разрядов слова. В результате для N -разрядного ЦАП выходное напряжение будет равно

$$U_{\text{вых}} \stackrel{(N-1)}{=} U_1 \stackrel{(N-1)}{=} \frac{U_{\text{оп}}}{2^N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} D_k \cdot 2^k = \frac{U_{\text{оп}}}{2^N} \cdot D. \quad (1.5)$$

Таким образом, представленная на рисунке 1.3 схема выполняет преобразование входного кода за $2 \cdot N$ квантов, что значительно меньше, чем у ЦАП с ШИМ. Здесь требуется только два согласованных конденсатора небольшой емкости. Конфигурация аналоговой части схемы не зависит от разрядности преобразуемого кода. Однако по быстродействию последовательный ЦАП значительно уступает параллельным цифро-аналоговым преобразователям, что ограничивает область его применения.

Параллельные ЦАП с суммированием весовых токов. Большинство схем параллельных ЦАП основано на суммировании токов, сила каждого из которых пропорциональна весу цифрового двоичного разряда, причем должны суммироваться только токи разрядов, значения которых равны 1. Пусть, например, требуется преобразовать двоичный четырехразрядный код в аналоговый сигнал тока. У четвертого, старшего значащего разряда (СЗР) вес будет равен $2^3 = 8$, у третьего разряда – $2^2 = 4$, у второго – $2^1 = 2$ и у младшего (МЗР) – $2^0 = 1$. Если вес МЗР $I_{\text{МЗР}} = 1$ мА, то $I_{\text{СЗР}} = 8$ мА, а максимальный выходной ток цифро-аналогового преобразователя $I_{\text{вых, макс}} = 15$ мА и соответствует коду 1111_2 . Понятно, что, например, коду 1001_2 будет соответствовать $I_{\text{вых}} = 9$ мА и т.д.

Следовательно, требуется построить схему, обеспечивающую генерацию и коммутацию по заданным законам точных весовых токов.

Простейшая схема, реализующая указанный принцип, приведена на рисунке 1.4.

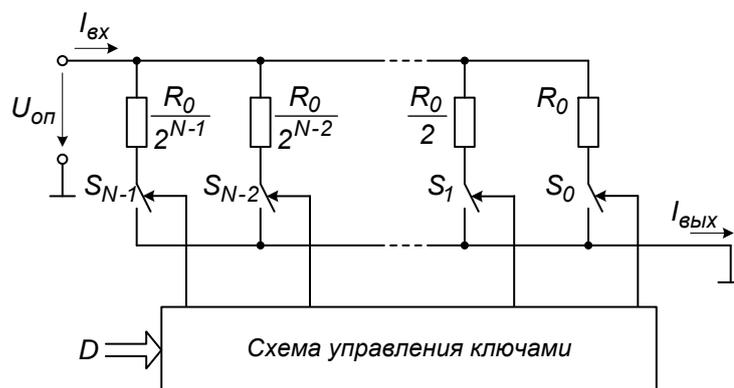


Рисунок 1.4 – Функциональная схема простейшего цифро-аналогового преобразователя с суммированием весовых токов

Сопротивления резисторов выбирают так, чтобы при замкнутых ключах через них протекал ток, соответствующий весу разряда. Ключ должен быть замкнут тогда, когда соответствующий ему бит входного слова равен единице. Выходной ток определяется соотношением

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{оп}}}{R_0} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} D_k \cdot 2^k = \frac{U_{\text{оп}}}{R_0} \cdot D. \quad (1.6)$$

При высокой разрядности ЦАП токозадающие резисторы должны быть согласованы с высокой точностью. Наиболее жесткие требования по точности предъявляются к резисторам старших разрядов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда. Поэтому разброс сопротивления в k -м разряде должен быть меньше, чем 2^{-k} . Из этого условия следует, что разброс сопротивления резистора, например, в четвертом разряде не должен превышать 3 %, а в 10-м разряде – 0,05 % и т.д.

Рассмотренная схема при всей ее простоте обладает целым букетом недостатков. Во-первых, при различных входных кодах ток, потребляемый от источника опорного напряжения, будет различным, а это влияет на величину выходного напряжения $U_{\text{оп}}$. Во-вторых, значения сопротивлений весовых резисторов могут различаться в тысячи раз, а это делает весьма

затруднительной реализацию этих резисторов в полупроводниковых интегральных микросхемах. Кроме того, сопротивление резисторов старших разрядов в многоразрядных ЦАП может быть соизмеримым с сопротивлением замкнутого ключа, что приводит к погрешности преобразования. В-третьих, в этой схеме к разомкнутым ключам прикладывается значительное напряжение, что усложняет их построение.

Параллельные ЦАП на источниках тока. ЦАП на источниках тока обладают более высокой точностью. В отличие от предыдущего варианта, в котором весовые токи формируются резисторами сравнительно небольшого сопротивления и, как следствие, зависят от сопротивления ключей и нагрузки, в данном случае весовые токи обеспечиваются транзисторными источниками тока, имеющими высокое динамическое сопротивление. Упрощенная схема ЦАП на источниках тока приведена на рисунке 1.5.

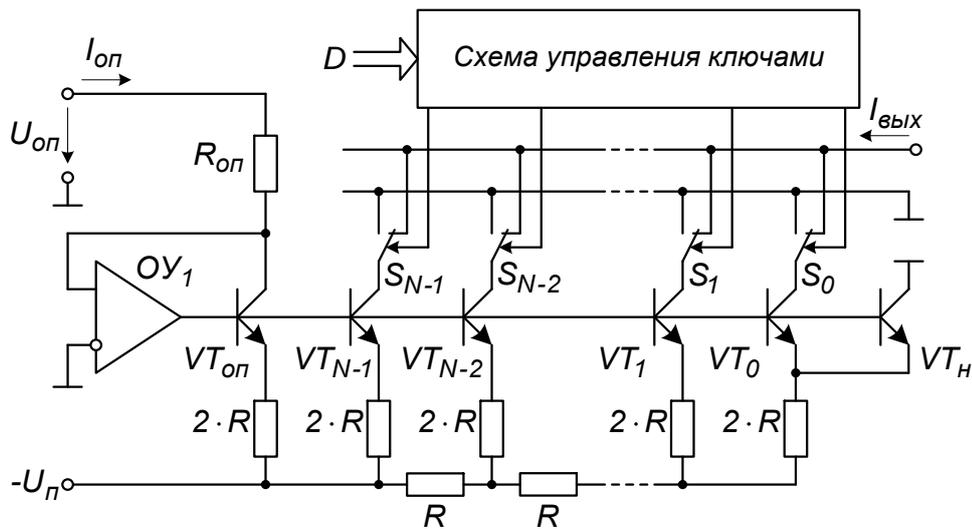


Рисунок 1.5 – Упрощенная схема цифро-аналогового преобразователя на источниках тока

Весовые токи формируются с помощью резистивной матрицы. Потенциалы баз транзисторов одинаковы, а чтобы были равны и потенциалы эмиттеров всех транзисторов, площади их эмиттеров делают различными в соответствии с весовыми коэффициентами. Правый резистор матрицы

подключен не к общей шине, а к двум параллельно включенным одинаковым транзисторам VT_0 и VT_n , в результате чего ток через VT_0 равен половине тока транзистора VT_1 . Входное напряжение для резистивной матрицы создается с помощью опорного транзистора $VT_{оп}$ и операционного усилителя $ОУ_1$, выходное напряжение которого устанавливается таким, чтобы коллекторный ток транзистора $VT_{оп}$ принимал значение $I_{оп}$. Выходной ток для N -разрядного ЦАП определяется в этой схеме как

$$I_{\text{вых}} = \frac{I_{\text{оп}}}{2^N} \cdot D. \quad (1.7)$$

В качестве переключателей тока $S_0 \dots S_{N-1}$ часто используются биполярные дифференциальные каскады, в которых транзисторы работают в активном режиме. Это позволяет сократить время установления до единиц наносекунд.

2 Выполнение работы

2.1. В программе MicroCap исследовать работу четырёхразрядного цифро-аналогового преобразователя, представленного на рисунке 2.1.

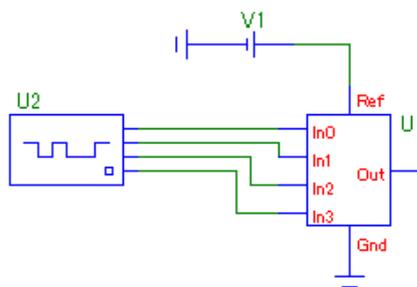


Рисунок 2.1 – Четырёхразрядный цифро-аналоговый преобразователь

ЦАП (U1) находится по пути: Digital Primitives – DtoAConverters – DtoA4.

ЦАП имеет следующие входы и выходы:

In0-In4 – цифровые входы;

Ref – опорное напряжение;

Out – аналоговый выход;

Gnd – заземление.

При настройке данного элемента используются следующие параметры:

TSWMN – минимальное время переключения от изменения данных до значения стабильного аналогового выхода. Минимальное значение времени установления (от момента изменения входного кода до момента достижения выходным достижением напряжением уровня 0,9 установившегося значения);

TSWMX – максимальное время переключения от изменения данных до значения стабильного аналогового выхода;

TSWTY – стандартное время переключения от изменения данных до значения стабильного аналогового выхода.

Аналоговое напряжение на выходе для n-битового входного кода определяется по формуле:

$$V_{out} = \frac{V_1(In_{n-1} \cdot 2^{n-1} + In_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + In_1 \cdot 2 + In_0)}{2^n}, \quad (2.1)$$

где In – величина входного цифрового сигнала, т.е. либо «0», либо «1».

V_1 – величина опорного напряжения

Для 4-разрядного ЦАП выражение (2.1) будет иметь вид:

$$V_{out} = \frac{V_1(In_3 \cdot 2^3 + In_2 \cdot 2^2 + In_1 \cdot 2 + In_0)}{2^4} \quad (2.2)$$

В качестве источника цифрового сигнала (U2) используется элемент Stim4, который находится по пути: DigitalPrimitives–Stimulusgenerators–Stim4. При его настройке выбрать один из стандартных сигналов задания ("Count4", "TenCount", "Countdown", "Repeat1") в зависимости от варианта (таблица 2.1).

Питание ЦАП осуществляется с помощью подключения источника постоянного тока ко входу "Ref". Величина напряжения задана в таблице 2.1.

2.2. Получить диаграммы входных (In_0 - In_4) и выходного (Out) сигнала. Сохранить их себе в отчет.

Таблица 2.1 – Исходные данные

№	Сигнал задания	V1, В	TSWMN, нс	TSWMX, нс	TSWTY, нс
1.	Count4	10	10	20	10
2.	TenCount	12	20	30	20
3.	Countdown	13	20	40	25
4.	Repeat1	14	20	40	30
5.	Count4	15	20	35	30
6.	TenCount	16	30	50	32
7.	Countdown	10	30	45	35
8.	Repeat1	12	30	55	38
9.	Count4	13	30	52	40
10.	TenCount	14	30	48	42
11.	Countdown	15	40	60	45
12.	Repeat1	16	40	60	48
13.	Count4	10	40	60	50
14.	TenCount	12	40	60	52
15.	Countdown	13	40	60	55
16.	Repeat1	14	50	70	58
17.	Count4	15	50	70	60
18.	TenCount	16	50	70	62
19.	Countdown	10	50	70	65
20.	Repeat1	12	50	70	68
21.	Count4	13	10	30	12
22.	TenCount	14	10	30	15
23.	Countdown	15	10	30	20
24.	Repeat1	16	10	30	22
25.	TenCount	13	10	30	25
26.	Repeat1	12	50	70	68
27.	Count4	13	10	30	12
28.	TenCount	14	20	30	15
29.	Countdown	15	20	30	22
30.	Repeat1	16	30	40	32

2.3 Измерить величину стандартного времени переключения от изменения данных до значения стабильного аналогового выхода (TSWTY), составляющему по времени переход из одного дискретного состояния в другое. Убедиться в его совпадении с заданным. Пример измерения показан на рисунке 2.2.

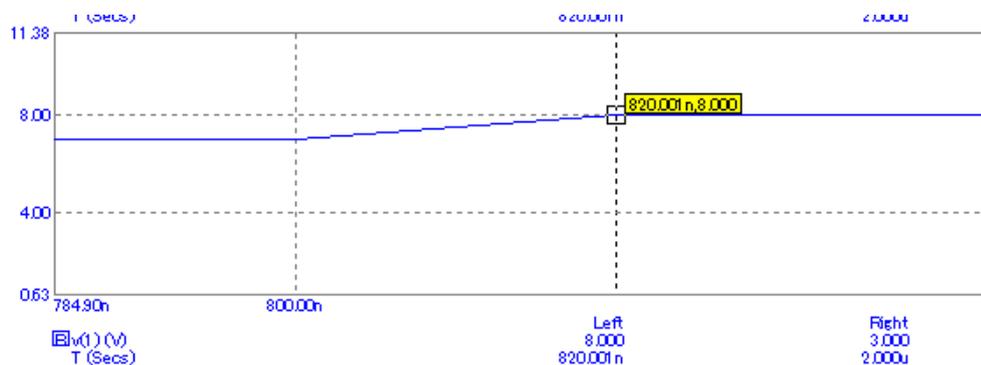


Рисунок 2.2 – Пример измерения параметра TSWTY

2.4 Рассчитать величину выходного напряжения V_{out} для любого значения времени по формуле (2.2).

2.5 Установить величину параметров (TSWMN, TSWMX, TSWTY) равной 0 нс. Получить диаграммы входных и выходных сигналов. Сохранить их себе в отчет.

2.6 Аналогично п.2.1. – 2.5. в программе MicroCap исследовать работу 8,12 и 16-разрядного ЦАП. Они располагаются по тому же пути: DigitalPrimitives – DtoAConverters – DtoA. Сохранить в отчет собранные схемы. Полученные диаграммы входных и выходных сигналов в каждом случае так же сохранить себе в отчет. При расчете выходного напряжения использовать формулу (2.1).

2.7 В программе MicroCap исследовать одноходовой ЦАП. Схема исследования представлена на рисунке 2.3.

Одноходовой ЦАП (N1) расположен по пути: Digital Primitives – DtoAConverters – N. Он имеет четыре коннектора, на которые подаётся цифровой сигнал (D_i), реализованный с помощью элемента Stim1. На выходе ЦАП образуется аналоговый сигнал (A_n).

Питание осуществляется с помощью подачи постоянного напряжения (V_1). Преобразованный аналоговый сигнал проходит через фильтр низких частот, включающем в себя элементы R1 и C1.

Получаемый сигнал OUT поступает на нагрузку, которая в данном случае носит чисто активный характер.

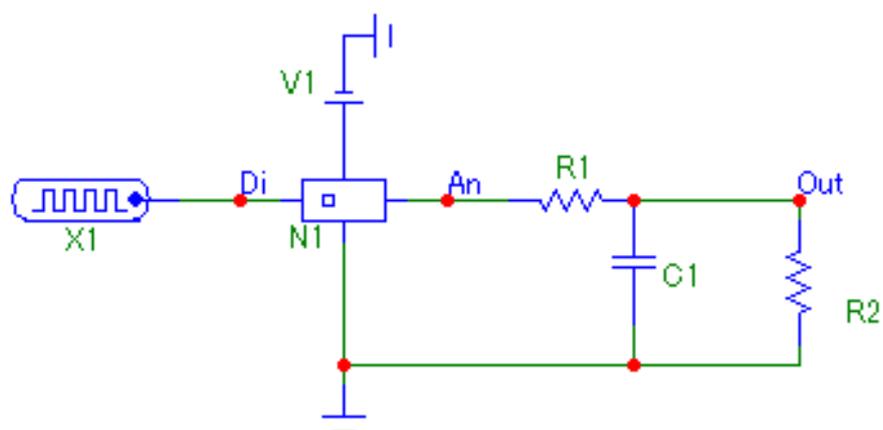


Рисунок 2.3 – Схема исследования ЦАП

Значения всех элементов заданы в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Исходные данные для исследования одноходового ЦАП

№	Длительность импульсов, нс	V1, В	R1, кОм	C1, нФ	R2, Ом
1	2	3	4	5	6
1	50	10	1	100	1
2	100	12	2	150	1
3	150	13	3	200	1
4	200	14	4	250	1
5	250	15	5	300	1
6	300	16	6	350	2
7	350	10	7	400	2
8	400	12	8	450	2
9	450	13	9	500	2
10	500	14	10	550	2
11	550	15	11	600	2
12	600	16	12	650	3
13	650	10	13	700	3
14	50	12	14	750	3
15	100	13	15	800	3
16	150	14	16	850	3
17	300	15	17	900	3
18	350	16	18	100	4
19	400	10	19	150	4
20	450	12	20	200	4
21	500	13	2	250	5
22	550	14	3	300	5

Продолжение таблицы 2.2

1	2	3	4	5	6
23	300	15	4	350	5
24	350	16	5	400	5
25	400	13	6	450	5

Получить диаграммы напряжений в следующих точках (D_i , A_n , Out).

2.8. Провести исследование влияния параметров V_1 , C_1 , R_1 , R_2 на форму выходного сигнала (Out) схемы, представленной на рисунке 2.3. Для этого увеличить (уменьшить) каждый из параметров два раза. Сохранить каждую из диаграмм в отчёт.

3 Контрольные вопросы

3.1 Назовите назначение цифро-аналоговых преобразователей. Придумайте примеры их применения.

3.2 Какие типы ЦАП Вы знаете?

3.3 Объясните принципы действия ЦАП с широтно-импульсной модуляцией и ЦАП с суммированием весовых токов. Какими недостатками они обладают?

3.4 Объясните принцип действия параллельных ЦАП с суммированием весовых токов. Для чего в таких ЦАП применяют резистивную матрицу постоянного импеданса?

3.5 Нарисуйте функциональную схему параллельного ЦАП на источниках тока, объясните принцип работы, перечислите достоинства и недостатки.

3.6 Каким образом на величину напряжения выходного сигнала V_{out} оказывает влияние разрядность ЦАП и величина опорного напряжения.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №5

ИССЛЕДОВАНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Цель работы: Изучить устройство и принцип действия аналого-цифровых преобразователей.

1 Теоретическое введение

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются устройствами, на вход которых подаются аналоговые сигналы, а с выхода снимаются соответствующие им цифровые сигналы, пригодные для обработки микропроцессорными и другими цифровыми устройствами.

Процедура аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов представляет собой преобразование непрерывной функции времени $U(t)$, описывающей исходный сигнал, в последовательность чисел $\{U(t_j)\}$, $j = 0, 1, 2, \dots$, отнесенных к некоторым фиксированным моментам времени (отсчетам). Эту процедуру можно разделить на две самостоятельные операции. Первая из них называется дискретизацией и состоит в преобразовании непрерывной функции времени $U(t)$ в непрерывную последовательность. Вторая называется квантованием и состоит в преобразовании непрерывной последовательности в дискретную $\{U(t_j)\}$.

Классификация АЦП, произведенная по методам преобразования аналогового сигнала, приведена на рисунке 1.1. В настоящее время известно большое число методов преобразования аналогового сигнала в цифровой код. Эти методы отличаются друг от друга потенциальной точностью, скоростью преобразования и сложностью реализации.

В основу классификации АЦП положен признак, указывающий на то, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую. В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и

кодирования.

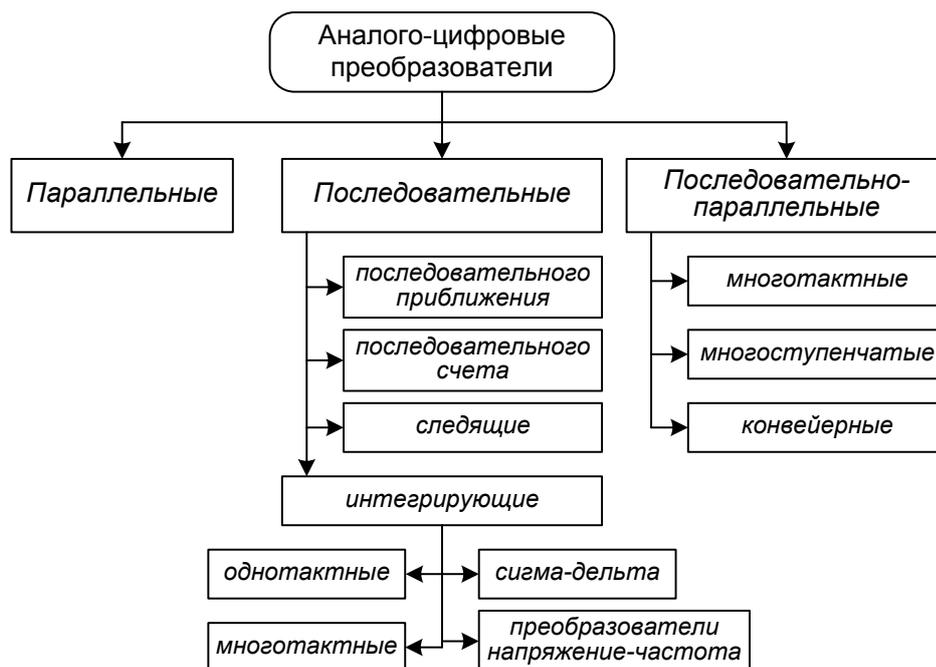


Рисунок 1.1 – Классификация аналого-цифровых преобразователей

Они могут осуществляться с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедур приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

Параллельные АЦП осуществляют квантование сигнала одновременно с помощью набора компараторов, включенных параллельно источнику входного сигнала. На рисунке 1.2 показана реализация параллельного метода аналого-цифрового преобразования для 3-разрядного числа.

С помощью трех двоичных разрядов можно представить восемь различных чисел, включая нуль. Очевидно, что в этом случае необходимо иметь семь компараторов и семь соответствующих эквидистантных опорных напряжений. На приведенной схеме АЦП опорные напряжения образуются с помощью резистивного делителя.

Если для приложенного входного напряжения выполняется условие (1.1):

$$\frac{5}{2} \cdot h < U_{вх} < \frac{7}{2} \cdot h, \quad (1.1)$$

где $h = U_{оп} / 7$ – квант входного напряжения, соответствующий единице

младшего разряда АЦП,

то компараторы с 1-го по 3-й устанавливаются в состояние 1, а компараторы с 4-го по 7-й – в состояние 0.

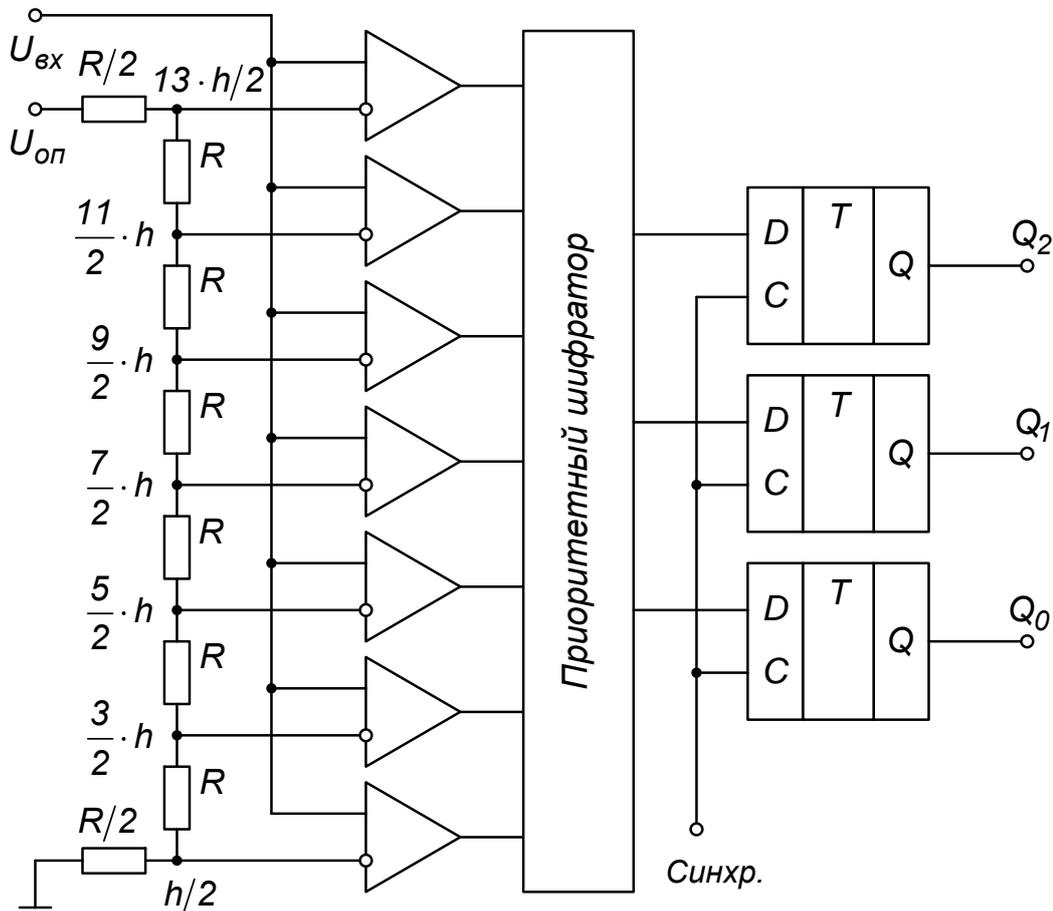


Рисунок 1.2 – Функциональная схема аналого-цифрового преобразователя параллельного типа

Преобразование этой группы кодов в трехзначное двоичное число выполняет логическое устройство, называемое приоритетным шифратором.

В отличие от простых шифраторов, на вход приоритетных шифраторов может быть подан произвольный двоичный код, т.е. код, который может содержать произвольное число единиц, расположенных в любом порядке. На выходе приоритетного шифратора формируется натуральный двоичный код, определяющий номер позиции приоритетной единицы, т.е. единицы, стоящей в самом старшем разряде. Подключение приоритетного шифратора

непосредственно к выходу АЦП может привести к ошибочному результату при считывании выходного кода. Так, например, при переходе от 3_{10} к 4_{10} , т.е. от 011_2 к 100_2 , если старший разряд вследствие меньшего времени задержки изменит свое состояние раньше других разрядов, то временно на выходе возникнет число 111_2 , т.е. 7_{10} . Величина ошибки в этом случае составит половину измеряемого диапазона.

Диаграмма состояний приоритетного шифратора представлена в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Диаграмма состояний приоритетного шифратора

Входное напряжение U_{ex} / h	Состояние компараторов							Выходы		
	K_7	K_6	K_5	K_4	K_3	K_2	K_1	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Так как результаты аналого-цифрового преобразования записываются, как правило, в запоминающее устройство, существует вероятность получить полностью неверную величину. Решить эту проблему можно, например, с помощью устройства выборки-хранения. Некоторые интегральные микросхемы параллельных АЦП снабжаются такими сверхскоростными устройствами, имеющими время выборки порядка 0,1 нс. Другой путь состоит в использовании кода Грея, характерной особенностью которого является изменение только одной кодовой позиции при переходе от одного кодового значения к другому. Наконец, в некоторых АЦП для снижения вероятности сбоев при параллельном аналого-цифровом преобразовании используется двухтактный цикл, когда сначала состояния выходов компараторов фиксируются, а затем, после установления состояния

приоритетного шифратора, подачей активного фронта на синхровход выходного регистра в него записывают выходное слово АЦП.

Согласно таблице 1.1 приоритетного шифратора АЦП параллельного типа, при увеличении входного сигнала компараторы устанавливаются в состояние 1 по очереди – снизу вверх. Такая очередность не гарантируется при быстром нарастании входного сигнала, так как из-за различия во временах задержки компараторы могут переключаться в другом порядке. Приоритетное кодирование позволяет избежать ошибки, возможной в этом случае, благодаря тому, что единицы в младших разрядах не принимаются во внимание приоритетным шифратором.

Благодаря одновременной работе компараторов параллельный АЦП является самым быстрым, позволяющим получать до 1 млрд отсчетов в секунду при времени задержки прохождения сигнала не более 1,2 нс.

Основным недостатком таких АЦП является высокая сложность: N-разрядный параллельный АЦП содержит $2^N - 1$ компараторов и 2^N согласованных резисторов. Следствием этого является высокая стоимость и значительная потребляемая мощность (до 4 Вт).

Последовательно-параллельные АЦП являются компромиссом между стремлением получить высокое быстродействие и желанием сделать это по возможности меньшей ценой. Последовательно-параллельные АЦП занимают промежуточное положение по разрешающей способности и быстродействию между параллельными АЦП и АЦП последовательного приближения. Последовательно-параллельные АЦП подразделяют на

- многоступенчатые;
- многотактные;
- конвейерные.

Каждый из видов АЦП имеет свои преимущества и недостатки.

В многоступенчатом АЦП процесс преобразования входного сигнала разделен в пространстве. В качестве примера на рисунке 1.3 представлена схема двухступенчатого 8-разрядного АЦП.

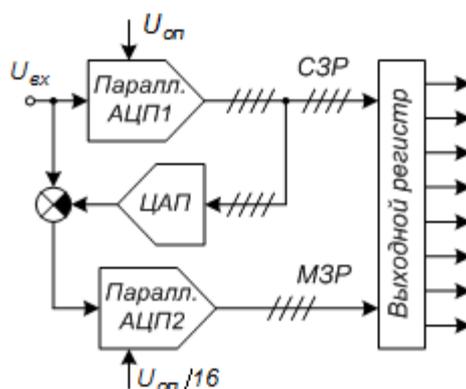


Рисунок 1.3 – Функциональная схема двухступенчатого АЦП

Верхний по схеме АЦП осуществляет грубое преобразование сигнала в четыре старших разряда выходного кода. Цифровые сигналы с выхода АЦП поступают на выходной регистр и одновременно на вход 4-разрядного быстродействующего цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Остаток от вычитания выходного напряжения ЦАП из входного напряжения схемы поступает на вход АЦП2, опорное напряжение которого в 16 раз меньше, чем у АЦП1.

Как следствие, квант АЦП2 в 16 раз меньше кванта АЦП1. Этот остаток, преобразованный АЦП2 в цифровую форму, представляет собой четыре младших разряда выходного кода. Различие между АЦП1 и АЦП2 заключается прежде всего в требовании к точности: у АЦП1 точность должна быть такой же, как у 8-разрядного преобразователя, в то время как АЦП2 может иметь точность 4-разрядного.

Грубо приближенная и точная величины должны, естественно, соответствовать одному и тому же мгновенному значению входного напряжения. Однако из-за наличия задержки сигнала в первой ступени возникает временное запаздывание. Поэтому при использовании этого способа входное напряжение необходимо поддерживать постоянным с помощью устройства выборки-хранения до тех пор, пока не будет получено все число. Рассмотрим пример 8-разрядного последовательно-параллельного АЦП, относящегося к типу многотактных (рисунок 1.4). Здесь процесс

преобразования разделен во времени.

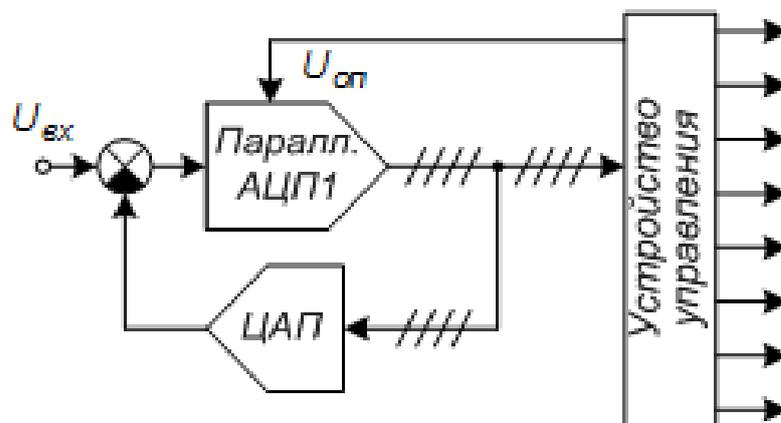


Рисунок 1.4 – Функциональная схема двухтактного АЦП

Преобразователь состоит из 4-разрядного параллельного АЦП, квант h которого определяется величиной опорного напряжения, 4-разрядного ЦАП и устройства управления. Если максимальный входной сигнал равен 2,56 В, то в первом такте преобразователь работает с шагом квантования

$$h_1 = 2,56/16=0,16 \text{ В.}$$

В это время входной код ЦАП равен нулю. Устройство управления пересылает полученное от АЦП в первом такте слово в четыре старших разряда выходного регистра, подает это слово на вход ЦАП и уменьшает в 16 раз опорное напряжение АЦП. Таким образом, во втором такте шаг квантования $h_2 = 0,16 / 16 = 0,01 \text{ В}$ и остаток, образовавшийся при вычитании из входного напряжения схемы выходного напряжения АЦП, будет преобразован в младший полубайт выходного слова.

Очевидно, что используемые в этой схеме 4-разрядные АЦП и ЦАП должны обладать 8-разрядной точностью, в противном случае возможен пропуск кодов, т.е. при монотонном нарастании входного напряжения выходной код АЦП не будет принимать некоторые значения из своей шкалы. Так же как и в предыдущем преобразователе, входное напряжение

многотактного АЦП во время преобразования должно быть неизменным, для чего между его входом и источником входного сигнала следует включить устройство выборки-хранения.

Быстродействие рассмотренного многотактного АЦП определяется полным временем преобразования 4-разрядного АЦП, временем срабатывания цифровых схем управления, временем установления ЦАП с погрешностью, не превышающей $0,2...0,3$ кванта 8-разрядного АЦП, причем время преобразования АЦП входит в общее время преобразования дважды.

В результате при прочих равных условиях преобразователь такого типа оказывается медленнее двухступенчатого преобразователя, рассмотренного выше. Однако он проще и дешевле. По быстродействию многотактные АЦП занимают промежуточное положение между многоступенчатыми АЦП и АЦП последовательного приближения.

Быстродействие многоступенчатого АЦП можно повысить, применив конвейерный принцип многоступенчатой обработки входного сигнала. В обыкновенном многоступенчатом АЦП вначале происходит формирование старших разрядов выходного слова преобразователем АЦП1, а затем идет период установления выходного сигнала ЦАП. На этом интервале АЦП2 простаивает.

На втором этапе во время преобразования остатка преобразователем АЦП2 простаивает АЦП1. Введя элементы задержки аналогового и цифрового сигналов между ступенями преобразователя, получим конвейерный АЦП, схема 8-разрядного варианта которого приведена на рисунке 1.5.

Роль аналогового элемента задержки выполняет устройство выборки-хранения *UBX2*, а цифрового – четыре D-триггера. Триггеры задерживают передачу старшего полубайта в выходной регистр на один период тактового сигнала CLK.

Сигналы выборки, формируемые из тактового сигнала, поступают на *UBX1* и *UBX2* в разные моменты времени. *UBX2* переводится в режим

хранения позже, чем $УВХ1$, на время, равное суммарной задержке распространения сигнала по $АЦП1$ и $ЦАП$.

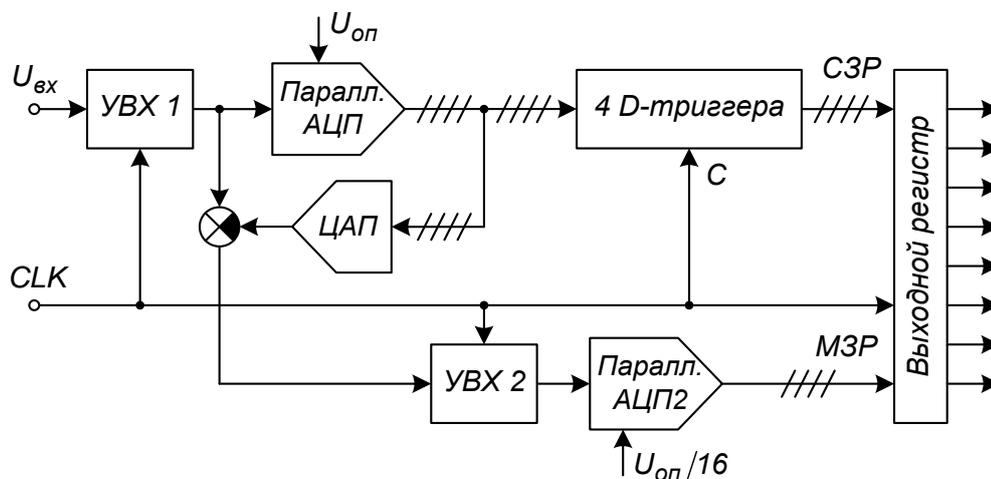


Рисунок 1.5 – Функциональная схема конвейерного аналого-цифрового преобразователя

Задний фронт тактового сигнала управляет записью кодов в D-триггеры и выходной регистр. Полная обработка входного сигнала занимает около двух периодов CLK , но частота появления новых значений выходного кода равна частоте тактового сигнала.

Следует отметить, что конвейерную архитектуру имеет большое количество выпускаемых в настоящее время многоступенчатых АЦП.

Вариант реализации последовательного АЦП рассмотрим на примере АЦП последовательного приближения (рисунок 1.6,а). Преобразователь этого типа, называемый в литературе также АЦП с поразрядным уравниванием, является наиболее распространенным вариантом последовательных АЦП.

В основе работы этого класса преобразователей лежит принцип дихотомии, т.е последовательного сравнения измеряемой величины с $1/2$, $1/4$, $1/8$ и т.д. от возможного максимального значения ее. Это позволяет для N -разрядного АЦП последовательного приближения выполнить весь процесс преобразования за N последовательных шагов (итераций) вместо $2^N - 1$ при

использовании последовательного счета и получить существенный выигрыш в быстродействии.

После подачи команды "Пуск" с приходом первого тактового импульса Регистр последовательного приближения (РПП) принудительно задает на вход ЦАП код, равный половине его шкалы (для 4-разрядного ЦАП это $1000_2 = 8_{10}$).

Благодаря этому напряжение U_{oc} на выходе ЦАП (рисунок 1.6,б))

$$U_{oc} = 2^3 \cdot h, \quad (1.2)$$

где h – квант выходного напряжения ЦАП, соответствующий единице младшего разряда.

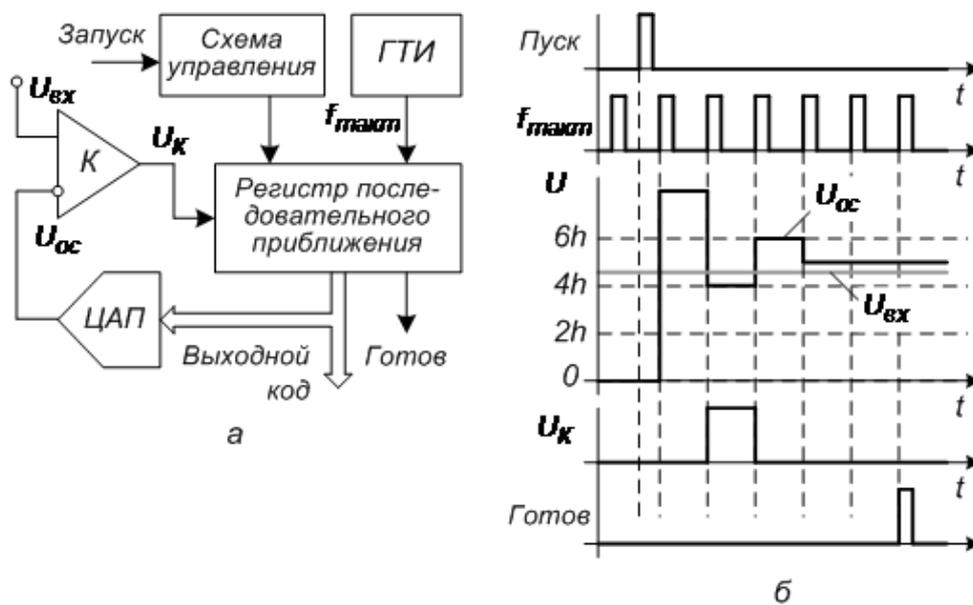


Рисунок 1.6 – Функциональная схема (а) и временные диаграммы (б) АЦП последовательного приближения

Эта величина составляет половину возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение больше, чем эта величина, то на выходе компаратора устанавливается 1, если меньше, то 0. В этом последнем случае схема управления должна переключить старший разряд обратно в состояние нуля. Непосредственно вслед за этим остаток

таким же образом сравнивается с ближайшим младшим разрядом и т.д. После четырех подобных выравнивающих шагов в регистре последовательного приближения оказывается двоичное число, из которого после цифро-аналогового преобразования получается напряжение, соответствующее $U_{\text{вх}}$ с точностью до 1 единицы младшего разряда. Выходное число может быть считано с РПП в виде параллельного двоичного кода по N линиям. Кроме того, в процессе преобразования на выходе компаратора, как это видно из рисунка 1.6,б, формируется выходное число в виде последовательного кода старшими разрядами вперед.

Быстродействие АЦП данного типа определяется суммой времени достижения ЦАП установившегося значения $t_{\text{уст}}$ с погрешностью, не превышающей $0,5 \cdot \text{EMР}$, времени переключения компаратора t_k и задержки распространения сигнала в регистре последовательного приближения t_3 . Сумма $t_k + t_3$ является величиной постоянной, а $t_{\text{уст}}$ уменьшается с уменьшением веса разряда. Следовательно, для определения младших разрядов может быть использована более высокая тактовая частота. При поразрядной вариации тактовой частоты CLK возможно уменьшение времени преобразования $t_{\text{пр}}$ до 40%. Для этого в состав АЦП может быть включен контроллер.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время равно времени между началом и фактическим окончанием преобразования, которое так же, как и у АЦП последовательного счета, по сути, зависит от входного сигнала, т.е. является переменным. Возникающие при этом апертурные погрешности носят также нелинейный характер. Поэтому для эффективного использования АЦП последовательного приближения между его входом и источником преобразуемого сигнала следует включать устройство выборки-хранения. Большинство выпускаемых в настоящее время интегральных микросхем АЦП последовательного приближения (например, 12-разрядный MAX191, 16-разрядный AD7882 и др.) имеет встроенные устройства выборки-хранения или, чаще, устройства слежения-хранения (*track-hold*),

управляемые сигналом запуска АЦП. Устройство слежения-хранения отличается тем, что постоянно находится в режиме выборки, переходя в режим хранения только на время преобразования сигнала.

Рассмотренный класс АЦП занимает промежуточное положение по быстродействию, стоимости и разрешающей способности между последовательно-параллельными и интегрирующими АЦП и находит широкое применение в системах управления, контроля и цифровой обработки сигналов.

2 Выполнение работы

2.1. В программе MicroCap реализовать схему преобразования аналогового сигнала в цифровой, представленную на рисунке 2.1. Исходные данные представлены в таблице 2.1.

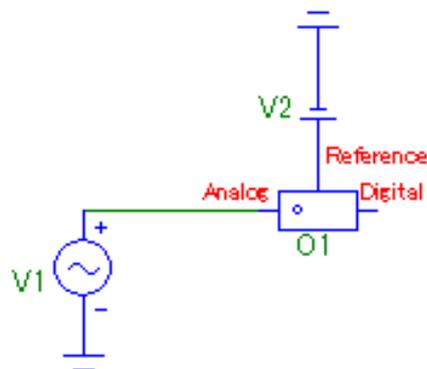


Рисунок 2.1 – Схема простейшего АЦП

АЦП, представленный элементом (O1), находится по пути: Digital Primitives – AtoD Converters – O.

Данный элемент имеет следующие входы и выходы:

Вход Analog – аналоговый сигнал;

Digital – цифровой сигнал;

Reference – опорное напряжение.

Таблица 2.1 – Исходные данные

№	Вид АЦП	V1			V2, В
		A, В	F, Гц	Ph, град	
1.	DO10K	220	450	0	12
2.	DO10K_NX	120	350	120	10
3.	DO74	130	360	30	20
4.	DO74_NX	140	370	60	30
5.	DO74_ST	150	380	90	40
6.	DO74AC	160	390	120	50
7.	DO74AC_NX	170	400	150	60
8.	DO74AC_ST	180	410	180	16
9.	DO74ACT	190	420	210	24
10.	DO74ACT_NX	200	430	240	32
11.	DO74ACT_ST	210	440	270	36
12.	DO74ALS00	220	450	300	42
13.	DO74ALS00_NX	230	460	330	46
14.	DO74ALS00_ST	240	470	60	60
15.	DO74ALS00	250	480	90	62
16.	DO74ALS00_NX	260	490	120	70
17.	DO74ALS00_ST	270	500	150	28
18.	DO74F	280	510	180	14
19.	DO74F_NX	290	520	120	10
20.	DO74F_ST	210	440	270	20
21.	DO74H	220	450	300	30
22.	DO74H_NX	230	460	330	40
23.	DO74H_ST	240	470	60	50
24.	DO74HC	250	480	90	60
25.	DO74HC_NX	210	440	270	70

При введении данных преобразовать величину угла сдвига (Ph) из градусов в радианы.

Получить диаграммы аналогового сигнала, сигнала сравнения и цифрового сигнала.

2.2 Изменить величину напряжения V2 на $\pm 30\text{В}$. Получить диаграммы аналогового сигнала, сигнала сравнения и цифрового сигнала. Как изменился вид выходного (digital) сигнала?

2.3 Изменить полярность элемента V2. Получить диаграммы аналогового сигнала, сигнала сравнения и цифрового сигнала. Как

изменился вид выходного (digital) сигнала?

2.4 В программе MicroCap реализовать схему четырёхразрядного АЦП, представленного на рисунке 2.2.

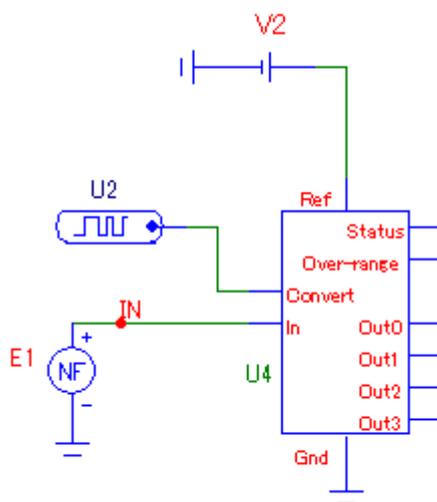


Рисунок 2.2 – Схема исследования четырёхразрядного АЦП

Четырёхразрядный АЦП находится по пути: Digital Primitives – AtoD Converters – AtoD4.

Обозначение входов и выходов четырёхразрядного АЦП:

- Ref – опорное напряжение;
- Convert – сигнал конвертации (частота преобразования аналогового сигнала в цифровой);
- In – входной аналоговый сигнал;
- Gnd – заземление.
- Status – конец преобразования;
- Over-range – переполнение.
- Out0-Out3 – выходной цифровой сигнал.

Если задан N-битовый АЦП, то цифровой выходной код представляет следующую округлённую до ближайшего целого величину:

$$\frac{V_{in}}{V_{ref}} \cdot 2^N, \quad (2.1)$$

где V_{in} – аналоговое напряжение на входе;

V_{ref} – опорное напряжение.

Если аналоговое напряжение на входе V_{in} отрицательно, тогда все выходные биты данных установятся в 0.

Преобразование входного аналогового напряжения начинается по переднему фронту сигнала Convert. После каждого переднего фронта сигнала Convert совершается только одно аналого-цифровое преобразование аналогового входного напряжения. Спустя $TPCS$ секунд после начала действия фронта Convert цифровые выходы переходят в неопределенные состояния и одновременно возникает единичное состояние на выходе Status. Спустя $TPSD$ секунд после начал переднего фронта сигнала Status выходы данных начинают устанавливаться в соответствии с преобразуемым напряжением, а еще через интервал $TPDS$ выход Status перейдет в состояние 0, сигнализируя о готовности новых данных на цифровых выходах. Вся последовательность представлена на рисунке 2.3.

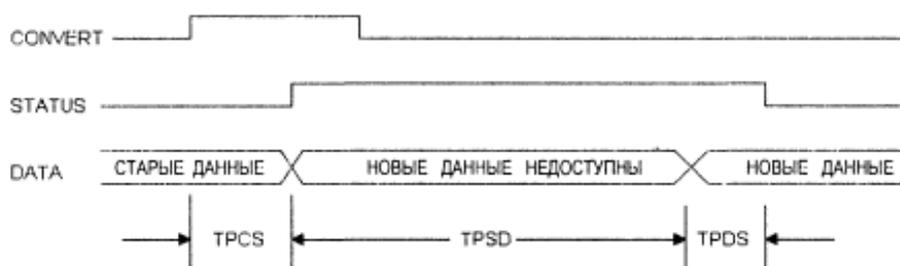


Рисунок 2.3 – Временные диаграммы работы АЦП

Параметры моделей АЦП представлены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Параметры моделей АЦП

Параметр	Описание
1	2
TPCSMN	Минимальная задержка сигнала Status относительно переднего фронта сигнала Convert
TPCSMX	Максимальная задержка сигнала Status относительно переднего фронта сигнала Convert

Продолжение таблицы 2.2

1	2
TPCSTY	Типовая задержка сигнала Status относительно переднего фронта сигнала Convert
TPSDMN	Минимальная задержка достоверных сигналов на выходах относительного переднего фронта сигнала Status
TPSDMX	Максимальная задержка достоверных сигналов на выходах относительного переднего фронта сигнала Status
TPSDTY	Типовая задержка достоверных сигналов на выходах относительного переднего фронта сигнала Status
TPDSMN	Минимальная задержка заднего фронта Status относительного момента появления достоверных данных
TPDSMX	Максимальная задержка заднего фронта Status относительного момента появления достоверных данных
TPDSTY	Типовая задержка заднего фронта Status относительного момента появления достоверных данных

В исследуемой модели величину всех временных задержек установить равной 0н.

Ко входу Convert подключить элемент Stim1, в который записать следующее:

.DEFINE convert1;имя программы

+ LABEL=START ;начало цикла Start

+ +0NS 0;при 0нс уровень «0»

+ +2NS 1 ;при 2нсуровень «1»

+ +2NSGOTOSTART -1 TIMES ;при прибавлении 2нс возвращаться в начало цикла.

Элемент Analog behavioral voltage source (E1) позволяет задавать произвольный сигнал напряжения и находится по пути: Analog Primitives – Function Source – NFV. Уравнения сигнала, которые поочередно необходимо записать в строку Value и величина опорного напряжения (V2) представлены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Исходные данные

№	Уравнение сигнала	V2, В
1	2	3
1.	1. $5+1.0*\sin(2*\pi*T*10E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*20E6)+3.0*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $5+2.0*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 3. $15.2*\cos(2*\pi*T*13E6)$	12
2.	1. $2+3.0*\sin(2*\pi*T*10E6)+4.0*\cos(2*\pi*T*20E6)+3.4*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $2.3+2.0*\sin(2*\pi*T*17E6)$ 3. $11.4*\cos(2*\pi*T*11E6)$	10
3.	1. $2+3.0*\cos(2*\pi*T*10E6)+3.4*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $2.3+2.0*\sin(2*\pi*T*17E6)$ 3. $13.3*\cos(2*\pi*T*9E6)$	16
4.	1. $4+5.2*\cos(2*\pi*T*11E6)+3.4*\sin(2*\pi*T*9.4E6)$ 2. $4.3+2.0*\sin(2*\pi*T*12.5E6)$ 3. $6.3 + 15.3*\cos(2*\pi*T*13.4E6)$	20
5.	1. $5+5.1*\cos(2*\pi*T*12E6)+3.4*\sin(2*\pi*T*9.2E6)$ 2. $2.2+2.4*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $11.3 + 12.3*\cos(2*\pi*T*11E6)$	14
6.	1. $5+1.0*\sin(2*\pi*T*10E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*20E6)+3.0*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $5+2.0*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 3. $15.2*\cos(2*\pi*T*13E6)$	12
7.	1. $6+1.2*\sin(2*\pi*T*8E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*21E6)+2.2*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $12+2.5*\sin(2*\pi*T*9E6)$ 3. $12.1*\cos(2*\pi*T*11E6)$	10
8.	1. $8+2.3*\sin(2*\pi*T*8E6)+2.4*\cos(2*\pi*T*18E6)+2.2*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $11+3.7*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $8.1*\cos(2*\pi*T*12E6)$	16
9.	1. $6+3.4*\sin(2*\pi*T*7E6)+2.4*\cos(2*\pi*T*19E6)+2.7*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 2. $14+4.9*\sin(2*\pi*T*10E6)$ 3. $2.3*\cos(2*\pi*T*12E6)$	20
10.	1. $4+1.0*\sin(2*\pi*T*10E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*20E6)+3.0*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $6+2.0*\sin(2*\pi*T*10E6)$ 3. $12.2*\cos(2*\pi*T*11E6)$	14
11.	1. $9+4.2*\sin(2*\pi*T*12E6)+3.4*\cos(2*\pi*T*18E6)+5.6*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $20+4.7*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $7.1*\cos(2*\pi*T*12E6)$	12
12.	1. $7+4.6*\sin(2*\pi*T*10E6)+4.5*\cos(2*\pi*T*20E6)+4.5*\sin(2*\pi*T*10E6)$ 2. $10+4.7*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $6.7*\cos(2*\pi*T*10E6)$	10
13.	1. $6.2+5.8*\sin(2*\pi*T*10E6)+5.6*\cos(2*\pi*T*20E6)+4.5*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 2. $12+4.9*\sin(2*\pi*T*7E6)$ 3. $4.3*\cos(2*\pi*T*9E6)$	12
14.	1. $8.3+4.5*\sin(2*\pi*T*12E6)+3.4*\cos(2*\pi*T*18E6)+5.6*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $12+4.9*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $9.1*\cos(2*\pi*T*11E6)$	18
15.	1. $6.7+4.7*\sin(2*\pi*T*10E6)+3.7*\cos(2*\pi*T*16E6)+5.7*\sin(2*\pi*T*9E6)$ 2. $11.3+6.9*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $3.7*\cos(2*\pi*T*10E6)$	22
16.	1. $8.4+4.5*\sin(2*\pi*T*10E6)+4.6*\cos(2*\pi*T*16E6)+6.3*\sin(2*\pi*T*9E6)$ 2. $11+5.7*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $6.2*\cos(2*\pi*T*9E6)$	16
17.	1. $8.2+5.7*\sin(2*\pi*T*12E6)+4.6*\cos(2*\pi*T*13E6)+3.7*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 2. $11.1+4.9*\sin(2*\pi*T*6E6)$ 3. $5.4*\cos(2*\pi*T*11E6)$	16
18.	1. $8.4+6.1*\sin(2*\pi*T*11E6)+4.6*\cos(2*\pi*T*11E6)+3.7*\sin(2*\pi*T*20E6)$ 2. $11.7+4.9*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $5.7*\cos(2*\pi*T*12E6)$	10
19.	1. $8.7+6.3*\sin(2*\pi*T*12E6)+5.8*\cos(2*\pi*T*13E6)+7.1*\sin(2*\pi*T*18E6)$	12

Продолжение таблицы 2.3

1	2	3
	2. $1.7+4.1*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 3. $4.9*\cos(2*\pi*T*12E6)$	12
20.	1. $8.9+6.4*\sin(2*\pi*T*10E6)+5.8*\cos(2*\pi*T*15E6)+7.1*\sin(2*\pi*T*11E6)$ 2. $6.5+5.4*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 3. $11.1*\cos(2*\pi*T*9E6)$	18
21.	1. $7+1.5*\sin(2*\pi*T*12E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*20E6)+3.0*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $5+2.5*\sin(2*\pi*T*12E6)$ 3. $12.2*\cos(2*\pi*T*11E6)$	22
22.	1. $8+1.2*\sin(2*\pi*T*12E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*21E6)+2.2*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $12+2.5*\sin(2*\pi*T*9E6)$ 3. $13.2*\cos(2*\pi*T*11E6)$	16
23.	1. $2+3.0*\cos(2*\pi*T*10E6)+3.4*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $2.3+2.0*\sin(2*\pi*T*17E6)$ 3. $13.3*\cos(2*\pi*T*9E6)$	18
24.	1. $4+5.2*\cos(2*\pi*T*11E6)+3.4*\sin(2*\pi*T*9.4E6)$ 2. $4.3+2.0*\sin(2*\pi*T*12.5E6)$ 3. $6.3 + 15.3*\cos(2*\pi*T*13.4E6)$	22
25.	1. $4+1.0*\sin(2*\pi*T*10E6)+2.0*\cos(2*\pi*T*20E6)+3.0*\sin(2*\pi*T*8E6)$ 2. $6.3+2.5*\sin(2*\pi*T*10E6)$ 3. $12.7*\cos(2*\pi*T*11E6)$	16

2.5 Получить временные диаграммы входных (In, Convert, Ref) и выходных (Out0 –Out3) сигналов.

2.6 Убедиться в правильности преобразования, произведя расчёт по формуле (2.1). Предоставить формулу расчёта с подставленными значениями в отчёте.

2.7 Аналогично п.2.4. – 2.6. исследовать 8,12 и 16 разрядные АЦП. Все временные диаграммы сохранить себе в отчет.

3 Контрольные вопросы

3.1. Назовите основное предназначение аналого-цифровых преобразователей? Как они могут быть использованы в системе электропривода?

3.2. Перечислите основные типы АЦП.

3.3. Объясните принцип действия параллельных, многоступенчатых, многотактных, конвейерных АЦП и АЦП последовательного счета.

3.4 Приведите достоинства и недостатки параллельных, многоступенчатых, многотактных, конвейерных АЦП и АЦП последовательного счета.

3.4. На что оказывают влияние параметры типовых задержек (TPCSTY, TPSDTY, TPDSTY)? Смоделируйте АЦП, установив один из данных параметров, по указанию преподавателя.

3.5. Каким образом изменится величина оцифрованного сигнала при уменьшении (увеличении) опорного сигнала напряжения?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Импульсные устройства на операционном усилителе: Методические указания к выполнению Лабораторной работы по курсу «Микроэлектроника» Д.Н. Огородников; Томский Политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. 16 с.

2. Амелина, М.М. Программа схемотехнического моделирования MicroCap 8 / М.А. Амелина, С.А. Амелин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 464 с.

3. Разевиг, В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap 7. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 368 с.

ЛИЦИН КОНСТАНТИН ВЛАДИМИРОВИЧ

СХЕМОТЕХНИКА

Лабораторный практикум

для студентов направления подготовки
13.03.02 "Электроэнергетика и электротехника",
всех форм обучения

Подписано в печать 23.11.2017 г.		
Формат 60x90 $\frac{1}{16}$ Рег.№ 101	Печать цифровая Тираж 100 экз.	Уч.-изд.л. 5,31

ФГАОУ ВО

Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»

Новотроицкий филиал

462359, Оренбургская обл., г. Новотроицк, ул. Фрунзе, 8.

E-mail: nfmisis@yandex.ru

Контактный тел. 8 (3537) 679729.