

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт машиностроения
(наименования института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»
(наименование)

11.03.04 Электроника и наноэлектроника
(код и наименование направления подготовки, специальности)

Промышленная электроника
(направленность (профиль) / специализация)

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
(БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА)**

на тему Цифровые устройства для систем управления

Студент

И.А. Мазурин

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

д.т.н., профессор Г.Н. Абрамов

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

Тольятти 2020

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт машиностроения
(наименование института полностью)

Кафедра Промышленная электроника
(наименование)

ЗАДАНИЕ **на выполнение бакалаврской работы**

Студенту Мазурин Илья Алексеевич, гр.ЭЛб-1601а

1. Тема: Цифровые устройства для систем управления

2. Срок сдачи студентом законченной бакалаврской работы: 08.06.2020

3. Исходные данные к бакалаврской работе: Автоколебательные мультивибраторы (МВ) на двух, трех и четырех логических элементах (ЛЭ); Интегральные МВ; Стабилизация колебаний МВ; Преобразователи кода в число импульсов (ПКЧ); Простейшие аналого – цифровые схемы; Аналоговые запоминающие устройства (АЗУ); Интегральные таймеры; Элементная база: цифровые (комбинационные) аналого – цифровые ИМС; электропитание не более ± 15 В.

4. Содержание бакалаврской работы: Аннотация; Введение; Автоколебательные МВ на двух, трех и четырех ЛЭ, их функционирование; Мультивибраторы в интегральном исполнении; Стабилизация генерации МВ; Кварцевые генераторы импульсов; Синхронизация частоты фазовой автоподстройкой; Цифровые устройства систем управления (СУ): ПКЧ (мало - и много - разрядные) , компараторы (на ОУ и в виде ИМС), АЗУ (устройства выборки и сохранения, амплитудные детекторы); Интегральные таймеры (ИТ); Заключение; Список используемой литературы.

5. Ориентировочный перечень графического и иллюстративного материала:

1. Автоколебательные мультивибраторы (МВ); 2. Стабилизация частоты МВ; 3. ПКЧ; 4. Простейшие аналогово-цифровые ИС (компараторы); 5. АЗУ; 6. ИТ.

6. Дата выдачи задания « ____ » _____ 2020г.

Руководитель бакалаврской работы

Г.Н.Абрамов

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт машиностроения
(наименование института полностью)

Кафедра Промышленная электроника
(наименование)

КАЛЕНДАРНЫЙ ПЛАН
выполнения бакалаврской работы

Студент И.А Мазурин, гр.ЭЛб-1601а
по теме Цифровые устройства для систем управления

Наименование работ	Плановый срок выполнения	Фактический срок выполнения	Отметка о выполнении	Подпись руководителя / консультанта
Аннотация; Введение; Автоколебательные МВ на двух, трех и четырех ЛЭ, их функционирование; МВ в виде ИМС; Стабилизация генерации МВ; Кварцевые генераторы импульсов; Синхронизация частоты ФАПЧ	10.02.2020	1.04.2020		
Цифровые устройства систем управления (СУ): ПКЧ (мало - и много - разрядные), компараторы (на ОУ и в виде ИМС), АЗУ; Интегральные таймеры (ИТ); Заключение; Список используемой литературы.	25.04.2020	25.04.2020		
Оформление пояснительной записки и графического материала	30.05.2020	7.06.2020		

Руководитель бакалаврской работы _____
(подпись)

Г.Н.Абрамов
(И.О. Фамилия)

Аннотация

Объем 49 с., 17 рис., 23 источника

Цель бакалаврской работы заключается в том, чтобы на основе проведенного обзора рассмотреть и проанализировать работу цифровых устройства систем управления средствами автоматизации.

Осуществлен анализ работы и определены основные технические характеристики таких цифровых устройств (ЦУ) как: автоколебательные мультивибраторы (МВ) на комбинационных логических элементах, интегральные МВ, преобразователи код – число импульсов.

А также аналоговые компараторы (устройства сравнения) и запоминающие устройства (амплитудные детекторы, устройства выборки и сохранения), интегральные таймеры.

Особое внимание уделено стабилизации частоты генерации ЦУ посредством фазовой автоподстройкой частоты и применением кварцевых резонаторов, как наиболее простые способы обеспечения необходимых параметров стабилизации.

Тема бакалаврской работы актуальна, так как цифровое управление средствами автоматизации требуется при решении многих технических и технологических задач.

Рассмотренные цифровые средства управления обладают малым энергопотреблением, небольшой массой и габаритными размерами.

При этом их техническая реализация осуществляется полностью на цифровых интегральных схемах и требует минимум внешних навесных элементов, что обеспечивает существенное уменьшение аппаратно – временных затрат на их настройку и контроль.

Abstract

New means of converting signals and information data provides a significant expansion of the functionality of automation and control systems.

Modern automatic control systems effectively perform work at levels beginning with the management of individual units and devices and ending with the control of technological installations and processes.

In automation systems, various technical means of implementing control algorithms are used. In the general case, the tasks solved by technical automation tools are conditionally divided into data transformation tasks (PD) and signal transformation tasks (PS).

The aim of the bachelor's work is to review and analyze, based on the review, the operation of digital devices for control systems for automation equipment.

The work is analyzed and the main technical characteristics of such digital devices (DC) as: self-oscillating multivibrators (MV) on combinational logic elements, integral MV, code-to-pulse converters are determined.

And also analog comparators (comparators) and memory devices (amplitude detectors, sampling and storage devices), integral timers.

Particular attention is paid to stabilizing the frequency of the DC generation by phase self-tuning of the frequency and using quartz resonators.

The topic of bachelor's work is relevant, since digital control of automation facilities is required in solving many technical and technological problems.

The considered digital controls have low power consumption, small weight and overall dimensions.

At the same time, their technical implementation is carried out completely on digital integrated circuits with a minimum of external hinged elements.

Содержание

Введение.....	7
1. Состояние вопроса. Анализ исходных данных и существующих решений.....	8
1.1.Автоколебательные мультивибраторы (МВ).....	8
1.2 Автоколебательный МВ на двух логических элементах.....	9
1.3 Автоколебательные МВ на трех логических элементах.....	11
1.4 Автоколебательный МВ на четырех логических элементах.....	13
1.5 Интегральные МВ.....	15
1.6 Стабилизация частоты МВ.....	17
2. Конструкторско-технологический раздел.....	18
2.1 Кварцевые генераторы импульсов.....	18
2.2 Синхронизация частоты фазовой автоподстройкой частоты.....	20
2.3 Преобразователь код - число импульсов.....	23
2.4 Простейшие аналогово-цифровые ИС.....	26
2.4.1 Компараторы.....	27
2.4.2 Аналоговые запоминающие устройства.....	33
2.4.3 Устройства выборки и сохранения.....	36
2.4.4 Амплитудный детектор.....	39
2.4.5 Интегральный таймер.....	41
Заключение.....	47
Список используемой литературы.....	48

Введение

Современные технические средства преобразования электрических сигналов позволяют капитально повысить автоматизацию процессов управления (АПУ). Современные системы АПУ обеспечивают устойчивое функционирование как индивидуальными блоками и устройствами, так и технологическими установками и процессами.

В системах АПУ применяются различные технические средства (ТС), реализующие наперед заданный алгоритм управления. В общем случае задачи, решаемые ТС АПУ, можно с некоторой степенью условности, подразделить на преобразования данных (ПД) и преобразования непосредственно электрических сигналов (ПЭС).

Задачи ПД сопряжены с техническим воплощением алгоритмов управления и в большинстве случаев реализуются использованием цифровых способов и средств. В настоящее время наиболее универсальными цифровыми ТС ПД служат микропроцессорные устройства (МПУ).

Вместе с тем цифровые ТС обработки цифровой информации базируются на реализации большого количества функций, состоящих в подготовке и преобразовании исходных аналоговых сигналов в цифровую форму, с целью последующего их ввода в МПУ, а также и создания цифровых сигналов с необходимыми значениями параметров для отображения результатов всего преобразования.

Такие цифровые ТС, которые востребованы для ПД и создания ПЭС с необходимыми значениями напряжений и токов, а также временными и частотными характеристиками и подробно описываются в представленной бакалаврской работе. Следует также иметь в виду, что ТС АПУ на ПД и ПЭС, достаточно условно, так как ПЭС могут создаваться посредством ПД, а алгоритмы работы ПД средствами ПЭС.

При этом крайне эффективны решения с рациональным сочетанием функций по преобразованию сигналов и данных.

1. Состояние вопроса. Анализ исходных данных и существующих решений

1.1 Автоколебательные мультивибраторы (МВ)

Для создания прямоугольных импульсов применяются генераторы с самовозбуждением, которые построены на логических элементах, к которым и относятся мультивибраторы (МВ).

В таких устройствах частота следования зависит от параметров времязадающих цепочек или кварцевого резонатора.

Имеется огромное разнообразие данных устройств.

На сегодняшний день популярны несимметричные МВ, у которых имеется только одна времязадающая RC-цепочка. Мультивибраторы формируют импульсы на высоких и низких частотах [1-4].

В состав большинства таких приборов входит один или более инвертирующих устройств, которые охватываются отрицательной обратной связью (ОС), состоящей из резистора.

Из-за этой связи инвертирующие устройства переходят в активный режим, что при подаче питающего напряжения способствует облегчению самовозбуждения генератора.

Из-за положительной ОС появляются и поддерживаются колебания через ёмкость C , которая является времязадающим элементом. Мультивибраторы содержат один, два или три логических элемента (ЛЭ).

В общем случае мультивибратор представляет собой релаксационный генератор прямоугольных импульсов, в виде усилителя, охваченным положительной ОС.

Мультивибраторы (МВ) подразделяются на два типа: автоколебательные, которые не имеют устойчивого равновесия и ждущие,

которые имеют состояние устойчивого равновесия, в связи с этим фактом их часто называют одновибраторами.

1.2 Автоколебательный МВ на двух логических элементах

Если используется один ЛЭ, то у такого мультивибратора очень легкая схема, а в качестве ЛЭ применяется триггер Шмидта.

У такого ЛЭ два порога переключения, которые зависят от его гистерезисной характеристики переключения.

Первый порог зависит от переключения от 1 к 0, второй – от 0 к 1.

Двух пороговые ЛЭ, которые содержатся в различных сериях ИС и необходимы, чтобы создавать фронты выходного напряжения, на которые не влияют крутизна входного сигнала.

Генератор, изображенный на рисунке 1.1.1, содержит инвертор DD1 и буферный ЛЭ DD2. Второй элемент необходим для устранения зависимости создаваемых импульсов от характеристик нагрузки.

Элемент DD1 охвачен отрицательной ОС через электрическое сопротивление R, что гарантирует мягкий режим авто возбуждения.

У конденсатора C величина постоянной времени определяется выражением $\tau = RC$, а частота или период следования импульсов автоколебательного МВ определяется через значение τ как

$$F = T = 1/3\tau.$$

Электрического сопротивление R не позволяет регулировать плавно и его значение должно быть в районе несколько сотен Ом.

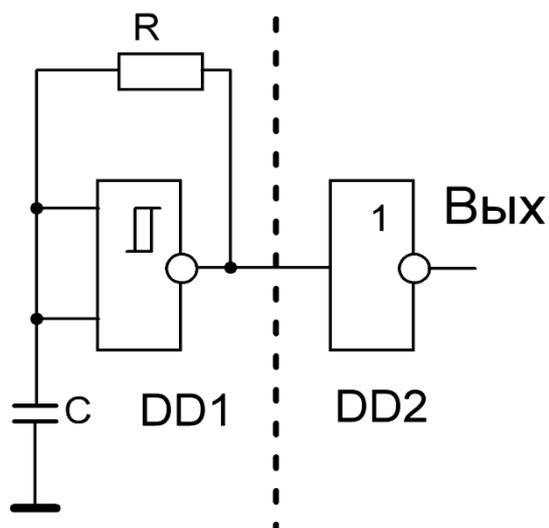
На частоту следования влияют стабильность напряжения питания, температурные характеристики цепочки, задающей время.

При этом значение ее относительной нестабильности составляет

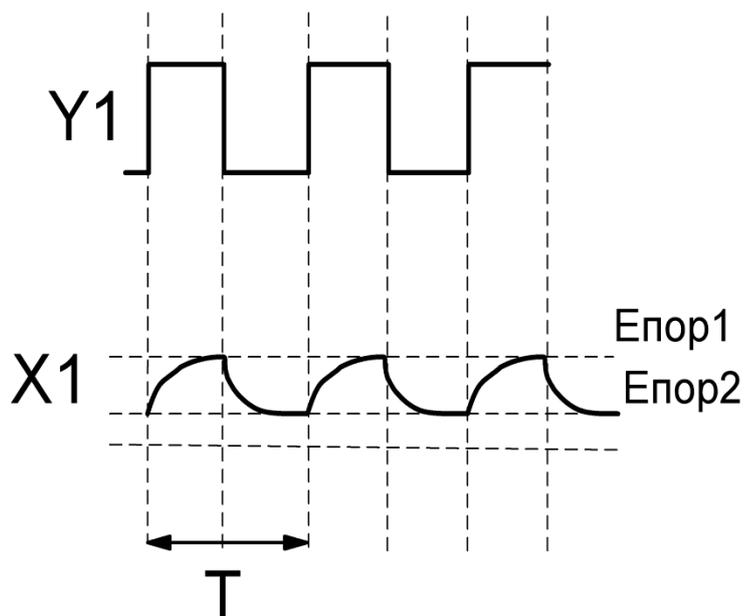
$$\Delta F/F \sim 10^{-3} 1/\text{град } C.$$

Если на основе такого мультивибратора построить часы, то стабильность их будет составлять одну секунду за 1000 сек, то есть одной секунде за 20 мин.

При отсутствии жестких требований к стабильности частоты автоколебательного МВ, в качестве генератора импульсов применяют рассмотренную выше схему.



а)



б)

Рисунок 1.1.1 - Автоколебательный МВ на основе триггера Шмидта

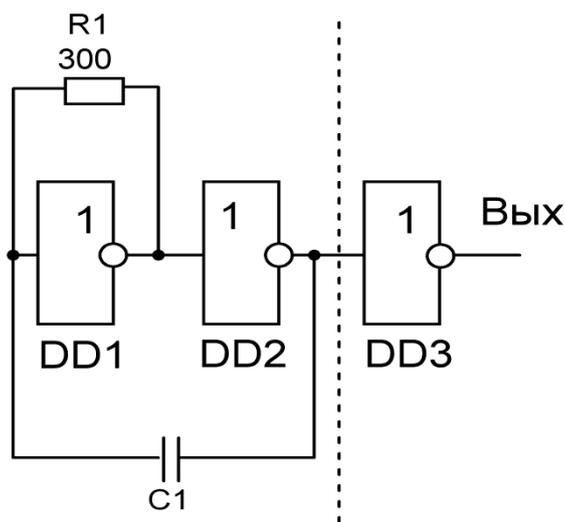
Преимуществом рассмотренной схемы является его простота, недостатком – наличие триггера Шмидта.

1.3 Автоколебательные МВ на трех логических элементах

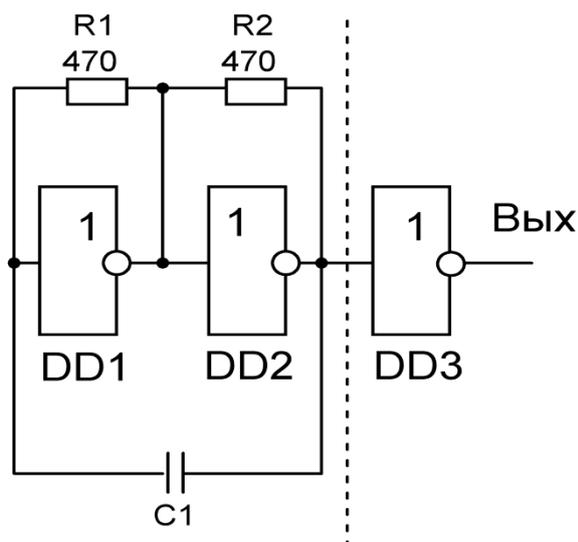
Автоколебательные МВ, изображенные на рисунке 1.1.2, а) и б), являются распространенными генераторами фиксированной частоты.

В данных случаях мягкий режим авто возбуждения обеспечивается резистивной отрицательной ОС, а положительная ОС, реализуемая емкостью С, охватывающей два инвертирующих устройства DD1 и DD2 позволяет формировать импульсы с частотой следования

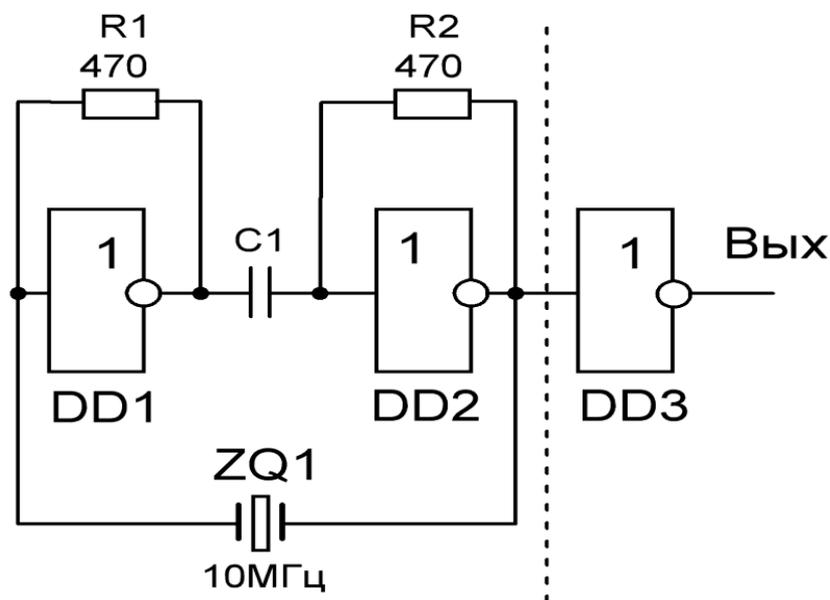
$$F \approx 1/2RC.$$



а)



б)



в)

Рисунок 1.1.2 - Автоколебательные МВ на трех ЛЭ

Значение электрических сопротивлений составляет сотни Ом, для различных серий ИС может быть разным.

Стабильность частоты невысокая, менее $\Delta F/F_0 < 10^{-3}$ 1/град [5-7].

Элемент DD3 используется в качестве развязки генератора с нагрузкой, а также и для снижения влияния этой нагрузки на колебательную частоту.

Данная схема не так проста, как предыдущая, так как в этом случае используются три логических элемента (ЛЭ), а не два.

Однако в качестве ЛЭ можно использовать обычные вентиляльные устройства.

Подобные генераторы применяются в технических электронных средствах, которые работают на фиксированной частоте и где отсутствуют особые требования к стабильности частоты следования импульсов.

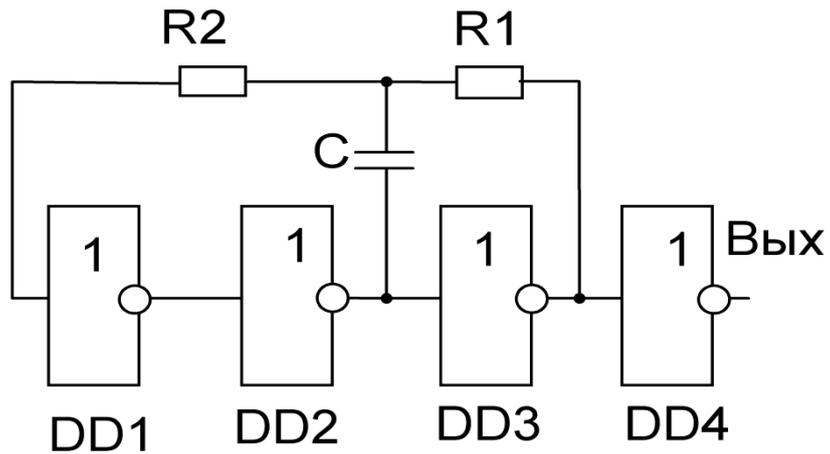
1.4 Автоколебательный МВ на четырех логических элементах

Рассмотрим автоколебательный МВ на четырех логических элементах (ЛЭ). Данное устройство обеспечивает плавное регулирование частоты генерации в широком динамическом диапазоне при изменении электрического сопротивления во время задающей цепочке R_1 , C (рисунок 1.1.3).

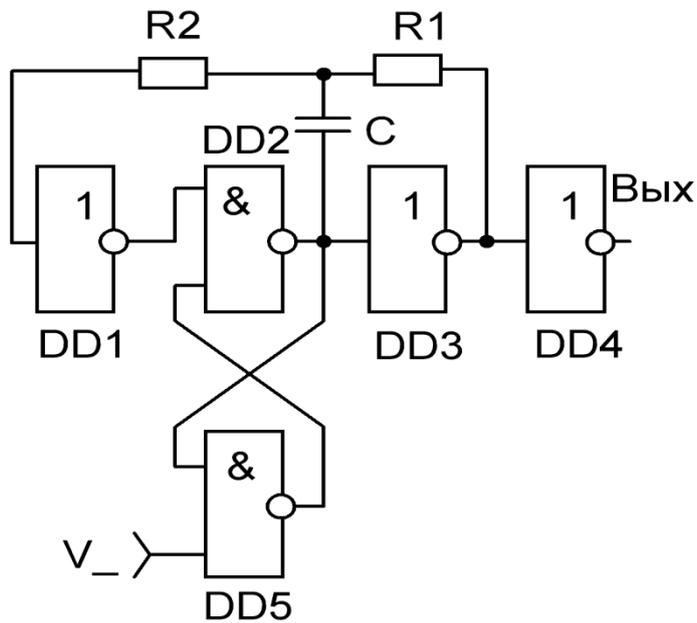
Для снижения токов, которые идут при перезаряде емкости C через защитные полупроводниковые приборы, находящиеся на входах КМОП-схем, необходимо последовательно со входом первого инвертирующего устройства включать ограничивающее электрическое сопротивление R_2 . Обычно это сопротивление равно R_1 .

В генераторах на ТТЛ и ТТЛШ электрическое сопротивление R_2 можно не применять.

Стабилизация режимов инвертирующих устройств по постоянному току происходит благодаря наличию общей отрицательной ОС, которая охватывает три последовательно соединенных инвертирующих устройства через электрические сопротивления R_1 и R_2 [5-7].



а)



б)

Рисунок 1.1.3 - Перестраиваемый по частоте автоколебательный МВ

Положительная обратная связь (ОС) состоит из емкости C , которая охватывает два инвертирующих устройства.

Вход V_{-} в генераторе, изображенном на рисунке 1.1.3, применяется для остановки формирования импульсов, когда V принимает нулевое значение. Отключение данного МВ осуществляется только по окончании создания текущего импульса.

Период следования импульсов, формируемых данным генератором, равен $T = \alpha\tau$, где $\tau = R_1C$ – постоянная времени; α - коэффициент, который принимает значение от единицы до двух и зависит от типа ЛЭ.

Значение резистора R_1 выбирается из следующего диапазона:

$$0 \leq R_1 < \frac{U_{\text{порог}}}{I_{\text{сх}}^0}$$

Значение сопротивления R_1 при применении ТТЛ инвертирующих устройств выбирают от 0 до 2000 Ом, а в мультивибраторах КМОП величина R_1 может принимать значение до 10 МОм.

Если электрическое сопротивление R_1 отсутствует, период колебаний зависит от задержек в срабатывании инвертирующих устройств и времени перезаряда емкости C_1 , которые происходит через выходной резистор соответствующих инвертирующих устройств.

Стабильность колебаний здесь также зависит от температурных изменений, нестабильности напряжения питания.

Применяется такой МВ в установках, которые не имеют жестких требований к стабильности периода следования импульсов, но в то же время требуется его перестройка или подстройка.

1.5 Интегральные МВ

Интегральные мультивибраторы (МВ) не так широко распространены, как предыдущие типы мультивибраторов. Наиболее часто такие устройства используются в генераторах на инверторах или ЛЭ.

Но из-за того, что эти МВ обладают возможностью изменения частоты следования выходных импульсов посредством входного управляющего напряжения, то их непросто заменить в определенных случаях.

Специальные интегральные генераторы, обозначаемые на схемах буквой G, входят в состав стандартных серий ИС.

В сериях, производимых в нашей стране, этот тип ИС обозначается буквами ГГ. Схема ГГ1 включает в себя два управляемых напряжением генератора (ГУН) в одном корпусе [8-10].

Эти генераторы часто применяют в системах автоматической подстройки частоты (АПЧ) или в приборах, использующих частотную модуляцию (ЧМ).

На рисунке 1.1.4 представлена типичная схема включения такого генератора. Один из входов интегральных МВ, называется диапазонным (U_d), а другой U_c служит управляющим входом частоты.

При повышении напряжения на входе U_c увеличивается частота, а, если напряжение растет на входе U_d , частота падает.

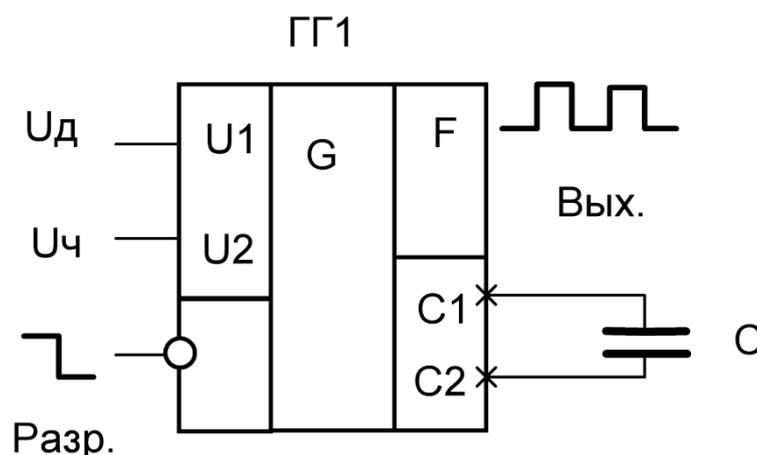


Рисунок 1.1.4 – Интегральный МВ и схема его включения

Рекомендуется, чтобы напряжение U_d менялся в диапазоне 2 - 4.5 В, напряжения U_c – 0 - 5 В.

Если напряжение $U_d = 2$ В, а U_c изменяется в диапазоне (1 ÷ 5 В), то частота изменяется приблизительно на пятнадцать процентов, а если

$$U_d = 4 \text{ В,}$$

то эта частота изменяется в 4 раза.

Частота следования выходного формируемого импульсного сигнала зависит от величины внешней емкости. При $U_d = U_{ch} = 2 \text{ В}$ и значения емкости $C = 1 \text{ мкФ}$, частота следования импульсов составляет около сотни герц, а если $C = 10 \text{ пф}$, то она будет около 10 МГц.

Максимальное же значение частоты такого генератора на основе интегрального МВ находится в пределах 80 МГц. Обычно в справочниках можно найти графические зависимости частоты следования выходного импульсного сигнала ГГ1 от значений уровней управляющих напряжений и внешней емкости C . Здесь стабильность зависит от изменений внешней температуры, нестабильности напряжения питания, старения входящих в устройство элементов и т.д.

В устройстве ГГ1 имеется взаимное влияние друг на друга двух генераторов. Из-за этого не следует применять два генератора вместе в одной микросхеме в режиме генерации частоты.

1.6 Стабилизация частоты МВ

Почти у всех мультивибраторов (МВ) есть недостаток, заключающийся в низкой стабильности частоты следования импульсов при паразитных изменениях напряжения электропитания и температуры окружающей их среды. Колебания температуры оказывают влияние на значения конденсатора и резистора, составляющих времязадающую цепях, в том числе и на значения логических уровней и порогового напряжения переключения логических элементов (ЛЭ) [11-13].

Чтобы снизить это влияние, применяются элементы с небольшим значением коэффициента температурной нестабильности, а именно: пленочные и керамические конденсаторы и высокоточные резисторы. Также улучшает ситуацию стабилизированное питающее напряжение.

Значительно меньше влияние оказывает колебание температуры на значения логических уровней и порогового напряжения ЛЭ, построенных на

КМОП логике по сравнению ТТЛ. В связи с этим стабильность КМОП мультивибраторов несколько выше, а с целью более существенного улучшения стабильности частоты следования МВ в них применяют вместо времязадающей цепи, пьезоакустические резонаторы.

Выводы по разделу

Анализ исходных данных и существующих решений автоколебательных мультивибраторов позволяет сделать предположение об их производстве в едином интегральном технологическом процессе.

2. Конструкторско-технологический раздел

2.1 Кварцевые генераторы импульсов

Кварцевый резонатор (КР) состоит из пластинки монокристалла кварца, на поверхности которой находятся запыленные электроды.

Если подать напряжение на такую пластину, то это приведет к её деформации. Изменение размеров или формы пластины вызывает на её поверхности электрические заряды.

А если на эту пластину подать переменное напряжение, то в ней образуются механические колебания (МК).

Если частоте данных МК, приближена к частоте механического резонанса пластины, амплитудные значения колебаний увеличивается, как и величина электрических зарядов.

При такой частоте такой резонатор ведет себя как колебательный контур. На резонансную частоту влияет размеры и форма пластины [13-15].

Но у пластины небольшой температурный коэффициент расширения и не низкий модуль упругости, что приводит к слабому влиянию изменений температуры и значения напряжения возбуждения на частоту резонанса.

Чтобы улучшить стабильность колебаний, пластина создается из кварцевого монокристалла вдоль кристаллографических осей и размещается в вакуумном баллоне.

Если в любой из рассмотренных выше схем МВ (мультивибраторов) вместо электрической емкости поставить кварцевый резонатор, то частота следования и стабильность их импульсов будет зависеть только от частоты этого резонатора.

Чтобы создать колебания на высших гармониках резонатора следует применять схему, изображенную на рисунке 1.1.2, в, где электрическая емкость C_1 подавляет генерацию на первой гармонике.

Значение относительной стабильности частоты следования генератора, с кварцевым резонатором, примерно равна

$$\Delta f/f \sim 10^{-6}/\text{град.}$$

Что позволяет применять генератор с резонатором при синхронизации работы микропроцессоров, каналов приема/передачи информации, персональных компьютеров.

Например, электронные часы с использованием кварцевой стабилизации обладают точностью не более 1 сек, в течении млн. сек. Другими словами, за год ошибка составит не более 3 секунд.

На частоту резонатора влияют размеры пластины и тип механических колебаний. Чем тоньше пластина, тем выше частота.

Но если толщину этой пластины уменьшить до того размера, когда частота составит несколько десятков мегагерц, то пластина будет механически непрочной.

Если значение частоты следования должно быть выше (30÷50) МГц, то применяют возбуждение кварцевого резонатора (КР) на гармониках, которые кратны резонансной частоте, или резонаторы на ПАВ (поверхностных акустических волнах).

В цифровых устройствах для измерения электрических величин (амперметры, ваттметры и т.д.) требуется очень высокая стабильность частоты следования, которую можно обеспечить температурной стабилизацией КР.

Для этого нужно поместить его в термостате, температура которого всегда постоянна. При этом значение относительной нестабильности частоты следования составит $\Delta f/f \sim 10^{-8} \div 10^{-9} 1/\text{град}$ [16].

То есть погрешность в одну секунду может появиться за (3 ÷ 30) лет. При высокоточных физических измерениях востребована стабильность частоты от $\Delta f/f \sim 10^{-10}$ и выше.

Для этого используют квантовые стандарты частоты, которые основаны на высокой стабильности энергетических уровней в атомах.

Так современные лазерные стандарты времени имеют стабилизацию частоты до $\Delta f/f \sim 10^{-16}$. Ошибка в одну секунду происходит в таких устройствах за сотни миллионов лет.

2.2 Синхронизация частоты фазовой автоподстройкой частоты

Устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) предназначена для автоматического регулирования (АР), причем частота настройки АР определяется частотой управляющего сигнала (УС), при этом разность фаз УС и сигнала ОС (обратной связи) являются сигналом рассогласования.

Устройства ФАПЧ относятся к астатическим системам по отношению к частоте, в ФАПЧ по окончании переходных процессов его работы частота настройки уравнивается частотой УС [18,29].

Особо следует отметить, что в ряде режимах работы ФАПЧ может стать астатической и по отношению к фазе. Кроме того ФАПЧ обладает свойством электрического фильтра и соответственно может выполнять функцию следящего полиномиального фильтра.

Применение ФАПЧ находят в ТС частотной модуляции и демодуляции, фильтрации частот, преобразования частоты, создание опорного колебания для когерентного детектирования.

Устройства ФАПЧ по характеру электрических сигналов, с которыми они работают, подразделяются на импульсные, цифровые, аналоговые и комбинированные.

В аналоговой ФАПЧ присутствует непрерывный сигнал (НС), то есть такой сигнал, который в любое свое время присутствия описывается мгновенными значениями параметров (напряжением, током, частотой, фазой, периодом).

В то же время в импульсных устройствах ФАПЧ сигнал характеризуется дискретными мгновенными или интервальными значениями.

Мгновенным импульсным сигналом является, в качестве примера, импульсный сигнал вида «меандр» управляемого генератора.

В то время как в качестве импульсного сигнала с интервальными отсчетами используется сигналы импульсного фазового детектора (ФД), длительность импульсов которого устанавливается значением измеряемого фазового интервала.

Цифровая ФАПЧ работает с цифровыми сигналами (ЦС), которые служат дискретными данными и определяются значениями дискретных отсчетов НС и отображается цифровым двоичным кодом.

Устройства ФАПЧ используются в синтезаторах частоты, радиоаппаратуре, а также в устройствах следящих фильтрах, при тактовой синхронизации.

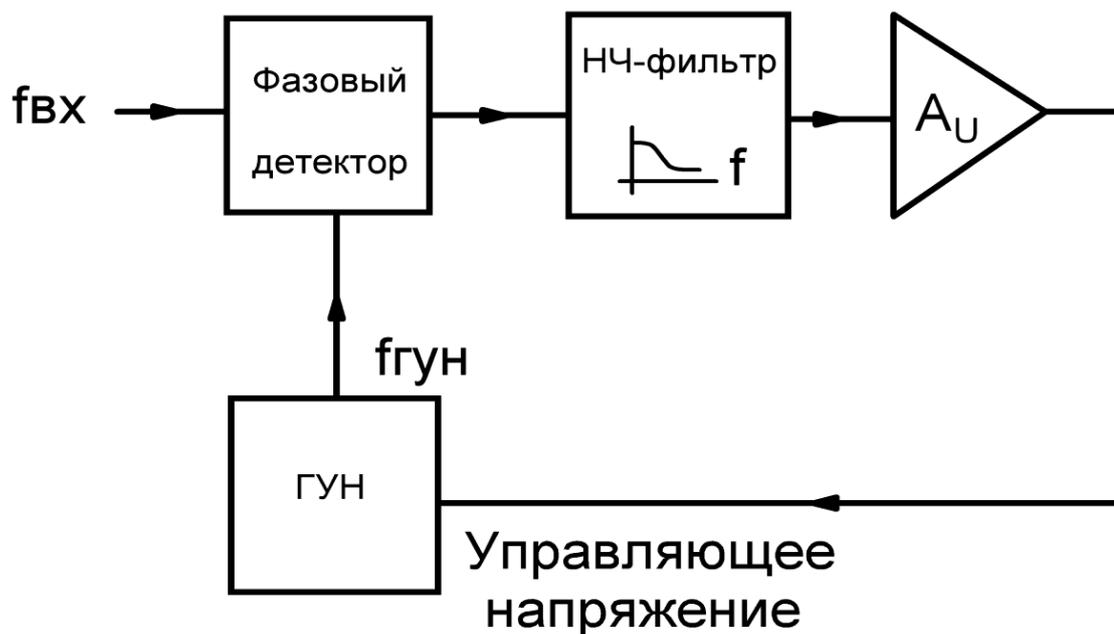


Рисунок 3.1 - Система ФАПЧ

ФД применяется для сравнения частот двух входных сигналов и формирования выходного сигнала, который используется в качестве меры их фазового рассогласования (рисунок 3.1).

Если частоты $f_{вх}$ и $f_{гун}$ (из рисунка выше) отличаются друг от друга, то сигнал их фазовой разности пройдя последовательно фильтрацию и усиление подается на ГУН, который уже посредством этого сигнала устанавливает равенство $f_{гун} = f_{вх}$.

При работе ГУН производит так называемый «захват» частоты $f_{вх}$, при этом сохраняя постоянным фазовый сдвиг по отношению к входному сигналу.

То есть на выходе ГУН формируется сигнал с частотой $f_{гун}$, который является «очищенной» от помех практически копией сигнала $f_{вх}$.

Возможность выходного периодического сигнала ГУН иметь любую формой, например прямоугольную или треугольной, позволяет создавать

гармонические сигналы, которые строго синхронизированные с последовательностью входных сигналов.

В устройствах ФАПЧ не редко используются цифровые счетчики по модулю кратном двоичной системе счисления, местом включения которого служит место между ФД и выходом ГУН.

Данный двоичный счетчик обеспечивает формирование частоты следования, которая кратна в разы частоте $f_{вх}$.

Данная возможность позволяет достаточно простым способом формировать периодические тактовые импульсные сигналы, кратные частоте сети в интегрирующих преобразователях (с двумя этапами, с уравниванием электрического заряда).

Такие импульсы способны исключить сетевые помехи.

Рассмотренные схемы входят в состав таких устройств, как частотные синтезаторы.

2.3 Преобразователь код - число импульсов

Микросхема (ИМС) ИЕ155ИЕ8 это 6 - разрядный двоичный делитель (преобразования код - число импульсов) количества входных импульсов, причем с управляемым коэффициентом деления [6,19].

ИМС ИЕ155ИЕ8 позволяет изменять коэффициент деления в пределах от 64:1 до 64:63 с шагом в одну единицу.

Рассмотрим функционирование управляемого двоичного делителя.

В течении времени одного цикл, $2^6 = 64$ входных импульса на входе Т, число импульсов на Q и \bar{Q} определяется двоичным кодом (ДК) на входах D1, D2, D4, D8, D16, D32 (рисунок 4.1).

Количество импульсов на выходах соответственно Q и Q в соответствии зависимости от ДК определяется посредством выражения

$$N_{\text{вых}} = D_{32} \cdot 2^5 + D_{16} \cdot 2^4 + D_8 \cdot 2^3 + D_4 \cdot 2^2 + D_2 \cdot 2^1 + D_1 \cdot 2^0,$$

где D32, D16, D8, D4, D2, D1 — сигналы на соответствующих входах, могут принимать значения логических нулей и единиц.

В то время как коэффициент деления будет равен

$$K_{\text{дел}} = \frac{64}{N_{\text{вых}}},$$

а частота следования выходных импульсов

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{вх}} \frac{N}{64}$$

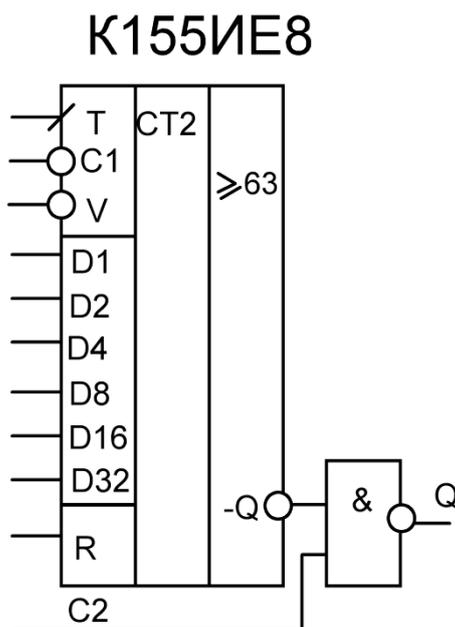
При условии, что

$$D_1 = D_2 = D_4 = D_{16} = D_{32}$$

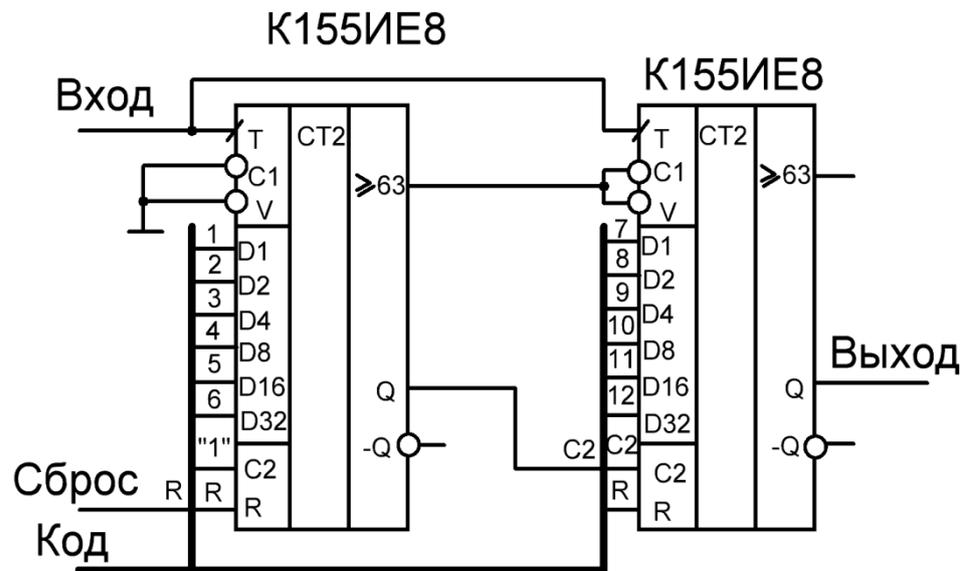
и на них присутствует логический ноль, то логическое состояние выхода – Q соответствует логической единице.

В случае хотя же на один из этих входов подать логическую единицу, то N кратно 2^m и коэффициент деления будет иметь целочисленное значение.

В других же случаях коэффициент деления является нецелым числом.



a)



б)

Рисунок 4.1 - Счетчик-делитель, управляемый цифровым кодом:

а) условно – графическое обозначение;

б) каскадное включение

Особо следует указать, что в случае периодическом входном сигнале последовательность выходных импульсов будет тоже периодической, если коэффициент деления будет иметь целочисленное значение.

В других случаях выходные импульсы неравномерно распределяются во времени, а их частота определяет среднюю частоту за несколько циклов [21].

Назначения последующих выводов рассматриваемой ИМС приводятся ниже.

Вход V - это разрешение счета, при

$V = 0$

счет разрешается, а при

$V = 1$

– запрещается.

Вход С — это строб-вход, для управления выходами Q и $-Q$.

Вход $C2$ управляет только выходом - Q .

Выход Q является основным, он не зависит от входа $C2$.

При $C1 = 0$ выход Q имеет активное состояние.

На этом выходе формируются импульсы с логическим нулем.

При $C1 = 1$ и $Q = 1$.

Импульсы на выходе Q имеют знак, инверсный знаку импульса на выходе - Q . То есть импульсные сигналы на Q появляются при $C2 = 0$.

При этом R – вход служит для переключения триггеров (ТР) в исходное состояние логический ноль.

Установка нуля осуществляется импульсами с напряжением равным логической единице. С целью обеспечения переключения ТР необходимо, чтобы на R - входе был логический ноль.

На выходе P , формируется сигнал частотой $f_{вх}/64$, и длительностью равна периоду входных сигналов.

При последовательном соединении нескольких ИМС сигналы на выходе P служат входными для каждой последующей из ИМС.

Рисунок 4.1 иллюстрирует две последовательно соединенные микросхемы К155ИЕ8. Весовой коэффициент управляющих входов первого делителя здесь больше в 64 раза, чем у одиночного устройства.

Данная схема выполняет деление числа входных импульсов в диапазоне от $4096 \div 1$ до $4096 \div 4095$, которое зависит от значения цифрового кода на ее управляющих входах.

2.4 Простейшие аналогово-цифровые ИС

В этой главе объединен класс интегральных схем (ИС), которые нельзя отнести однозначно ни к аналоговым, ни к цифровым.

Аналого - цифровые ИС работают, как с непрерывными, так и с дискретными (цифровыми) сигналами. В них аналоговые сигналы управляются цифровыми (аналоговые переключатели, мультиплексоры,

устройства выбора и сохранения), либо осуществляют автоматическую дискретизацию по уровню входного сигнала (ограничители, пиковые детекторы).

А также преобразуют аналоговые сигналы в цифровые (преобразователи аналоговых сигналов в цифровые или АЦП) и цифровые сигналы в аналоговые (преобразователи цифровых сигналов в аналоговые сигналы или ЦАП) [5,6].

Для грамотного и профессионального использования этого класса ИС требуется знание аналоговой схемотехники, которая значительно отличается по сравнению с цифровой схемотехникой.

Для практического применения этих ИС необходим расчет нецифровых цепей, учет статических и динамических погрешностей, а также знание характеристик и особенностей нецифровых микросхем (в первую очередь - ОУ).

На сегодняшний день существует обширная элементная база аналого-цифровых полупроводниковых ИС.

2.4.1 Компараторы

Одним из распространенных аналого-цифровых ИС является такое устройство, как компаратор (КП). Его название на английском означает «сравнивающее устройство».

Это несложное устройство, преобразующее непрерывный сигнал в дискретный. У него есть два входа.

Один инвертирующий (-), а другой – неинвертирующий (+).

На эти входы заводятся два сигнала U^- и U^+ аналоговой формы.

При $U^- < U^+$,

на выходе КП сигнал цифровой формы находится на высоком уровне E^1 , а при

$U^+ < U^-$ -- на низком E^0 .

Для того чтобы выходное напряжение перешло из одного логического состояния в другое, определяется разностью входных аналоговых сигналов $\Delta U_{\text{вх}}$ (то есть напряжение на выходе КП $\Delta U_{\text{вых}} = E^1 - E^0$).

Длительность переключения или время задержки t_3 КП влияет на его скоростные возможности или быстродействие.

При этом время задержки t_3 представляет собой временной промежуток, который начинается синхронно с процессом сравнения и заканчивается при достижении выходным напряжением КП уровня переключения логического элемента (ЛЭ).

В качестве элементной базы КП используются операционные усилители (ОУ) без отрицательной обратной связи (ОС) или же ОУ, охваченные положительной ОС.

Если $U^- < U^+$, то КП на основе ОУ, находится в состоянии насыщения, а напряжение на выходе не превышает его напряжения электропитания $+E_n$.

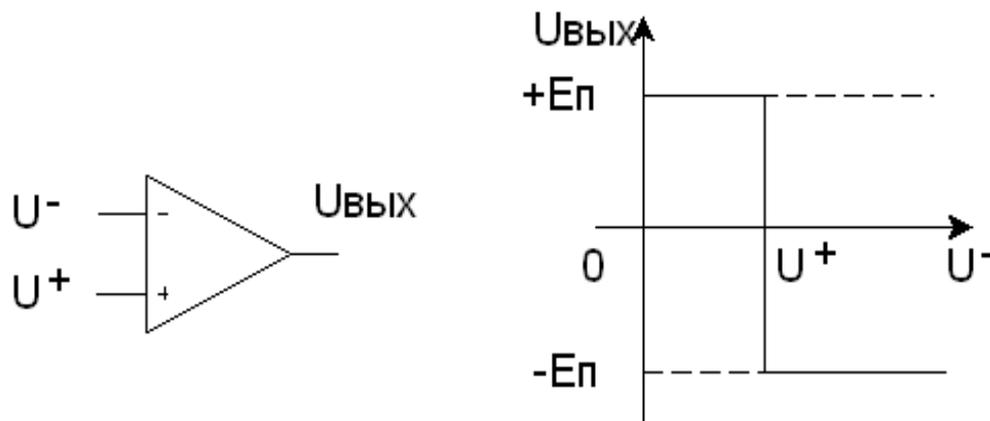


Рисунок 5.1.1 - КП на основе операционного усилителя

В динамическом диапазоне значений напряжений

$$U^- - U^+ = \Delta U_{\text{вх}}$$

или при выполнении равенства

$$U^- = U^+,$$

ОУ КП работает в режиме линейности, а при

$$U^- > U^+$$

вновь переходит в режим насыщения и его выходное напряжение достигает значения - $E_{п}$.

Достоинствами КП на ОУ является высокая чувствительность

$$U^- - U^+ = \Delta U_{вх} = 2E_{п} / K_u,$$

здесь величина равная K_u , представляет собой коэффициент усиления ОУ не охваченного ОС с

$$K_u \approx 10^4 \div 10^6.$$

При фиксированном напряжении электропитания равном

$$E_{п} = 15 \text{ В},$$

значение величины $\Delta U_{вх}$ находится в пределах от единиц мВ до нескольких десятков мкВ.

Однако следует помнить, что в КП на ОУ трудно обеспечить высокого быстродействия, при котором время их переключения была бы ниже одной микросекунды, в виду того, что транзисторы ОУ работают в режиме насыщения.

Время переключения КП на ОУ больше времени переключения КП на логических элементах (ЛЭ) в десятки раз.

Вместе с тем, напряжение на выходе КП на ОУ не равно стандартным логическим уровням напряжений и поэтому требуются устройства его согласования с ЛЭ.

В виду того, что КП на ОУ требуется стабильное электропитание и имеет повышенную восприимчивость к различным помехам, то они используются крайне редко.

Кроме того они нежелательны на цифровой плате, ибо приводят к сбоям в функционировании цифровых схем.

Огромным преимуществом по сравнению с КП на ОУ обладают КП в интегральном исполнении (интегральные КП), которые специально разработаны для задач преобразования непрерывных сигналов в цифровые.

Интегральные КП имеют время переключения гораздо меньшее, чем КП на ОУ, так как уже в процессе их изготовления применяются специальные условия, которые обеспечивают скоростной выход усилительных каскадов из насыщенного режима.

Кроме того выходной сигнал интегральных КП изменяется в таком динамическом диапазоне значений напряжения, который обеспечивает прямое управление последующими цифровыми ИС.

Вместе с тем ряд интегральных КП обладают дополнительными стробирующими входами, которые посредством изменения своих потенциалов, обеспечивают его включение или выключение.

В интегральном КП не используется режим отрицательной ОС, в следствии исключения из его работы линейного отрезка амплитудной характеристики.

Вместе с тем, в интегральных КП отсутствуют цепи коррекции, так как отрицательная ОС не применяется, а схемотехника их построения несколько упрощена по сравнению с КП на ОУ.

Однако они схожи тем, что характеризуются схожими характеристиками:

- входным ($I_{вх}$),
- напряжением смещения,
- коэффициентом усиления,
- необходимым динамическим диапазоном синфазного входного сигнала,
- временем включения ($t_{вкл}$),
- нагрузочной способностью,
- током потребления ($I_{п}$).

В России отечественная промышленность производит различные виды интегральных КП.

Так, например ИС К554СА1 имеет в своем составе два стробируемых интегральных КП с $I_{вх} = 75 \mu\text{А}$ и $t_{вкл} < 0,12 \mu\text{с}$, а их выходы объединены по схеме логическое ИЛИ.

ИС К554СА2 представляет собой одиночный нестробируемый интегральный КП, примерно с такими же характеристиками что и К554СА1. Напряжение электропитания данных интегральных КП равняется +12 и -6 В.

Интегральный КП К554СА3 с $I_{вх} = 100 \text{ нА}$ и $t_{вкл} < 0,2 \mu\text{с}$ имеет более удобное напряжение электропитания равное $\pm 15 \text{ В}$.

Кроме того, он обеспечивает надежную работоспособность при напряжениях электропитания, который обладает одинаковый знак в течении всего рабочего цикла, к примеру, от +5 до +30 В.

Выходной каскад такого интегрального КП исполнен по схеме с открытым коллектором, что позволяет подключать внешнюю нагрузку, например светодиод, со значением нагрузочного тока до 0,2А.

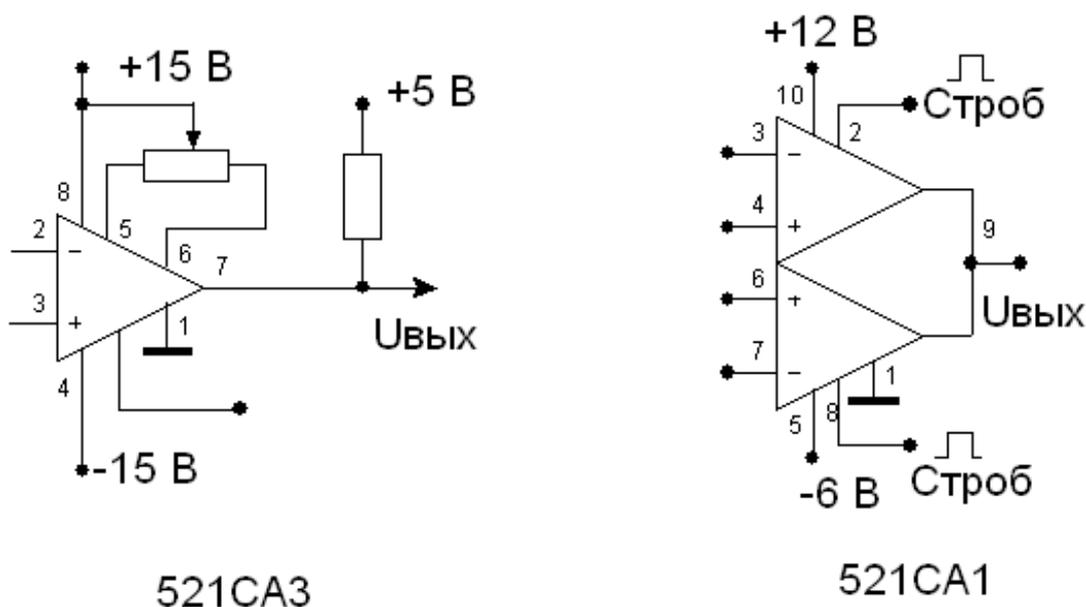


Рисунок 5.1.2 – КП в интегральном исполнении

В случае если интегральный КП работает в связке с ТТЛ логикой, то между его выходом и источником электропитания +5 В подключается сопротивление значением равным одному кило ому.

Самое большое быстродействием имеют интегральные КП КМ597СА1 с $I_{вх} = 13 \text{ мкА}$ и $t_{вкл} = 6,5 \text{ нс}$ и КМ597СА2 с $I_{вх} = 10 \text{ мкА}$, $t_{вкл} = 12 \text{ нс}$.

Но в них они потребляемый ток от источника электропитания равный в пределах 30—40 мА гораздо больше, чем интегральных КП типа К554 с током потребления равным $6 \div 12 \text{ мА}$.

Интегральный КП КМ597СА1 вырабатывает цифровой сигнал, который востребован в ЭСЛ - схемах повышенного быстродействия.

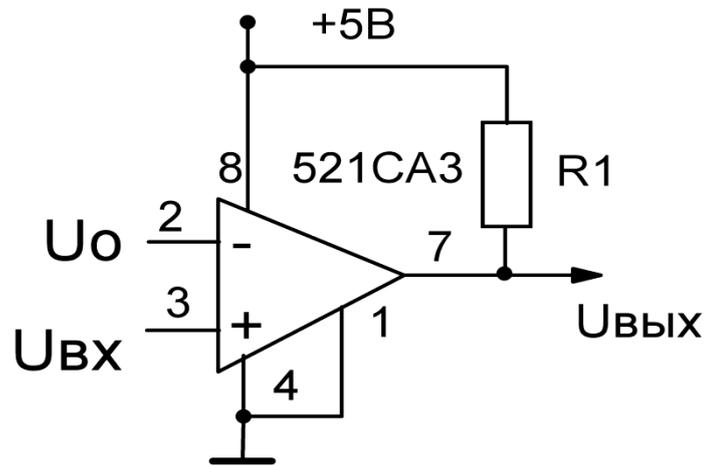
Интегральный КП КМ597СА2 разработан специально для управления логическими схемами типов ТТЛ или ТТЛШ и в его составе используется парафазный выходной каскад, а также и устройство, которое предназначено для сохранения предыдущего его логического состояния.

ИС КП КМ597СА3, которая обладает двумя стробируемыми и независимыми интегральными КП с $I_{вх} = 0,25 \text{ мкА}$ и $t_{вкл} = 300 \text{ нс}$, питается от источников электропитания $\pm 15 \text{ В}$ и потребляет небольшой ток (около 2 мА), что делает его удобным в различных применениях.

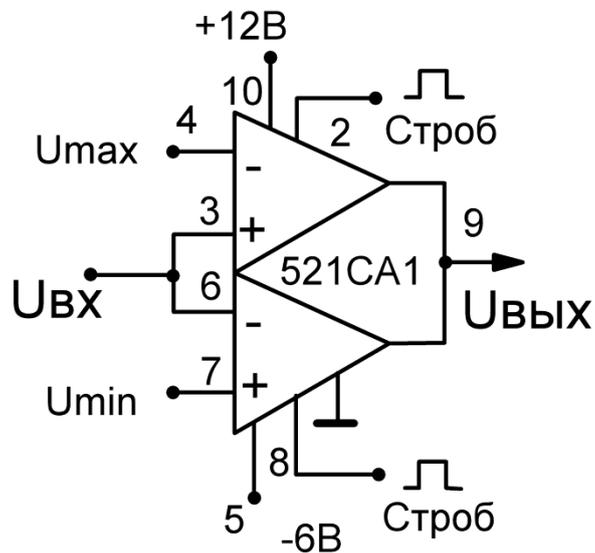
Данные интегральные КП применяются как в целях сравнения двух напряжений, так и в различных устройствах с положительной ОС, например: формирующих устройствах и релаксационных генераторах.

На рисунке 5.1.3 рассмотрены примеры применения интегральных КП в качестве различных электронных устройств.

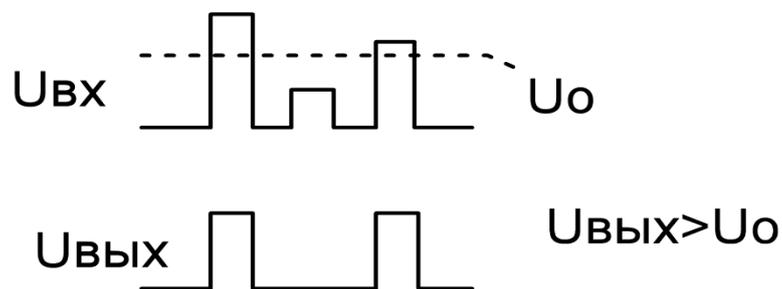
Устройство на рисунке 5.1.3, а формирует выходные цифровые сигналы в те моменты, когда сигнал на входе больше порогового напряжения U_0 .



а)



б)



в)

Рисунок 5.1.3- Устройства на основе интегральных КП: а) селектор импульсов с амплитудой $U_{вх} > U_o$; б) устройство допускового контроля;

в) временные диаграммы функционирования селектора

В схеме, показанной на рисунке 5.1.3,б, логическая 1 на выходе возникает в те моменты, когда входной сигнал располагается за пределами значений напряжений U_{max} и U_{min} .

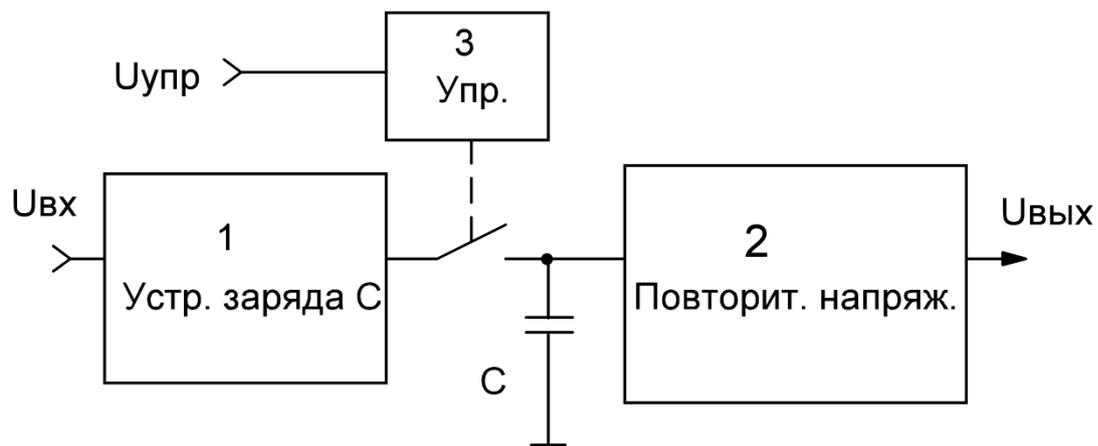
2.4.2 Аналоговые запоминающие устройства

В технике, работающей с непрерывными сигналами, в качестве элементов памяти используются устройства выборки и сохранения (УВХ) и амплитудные детекторы (АД).

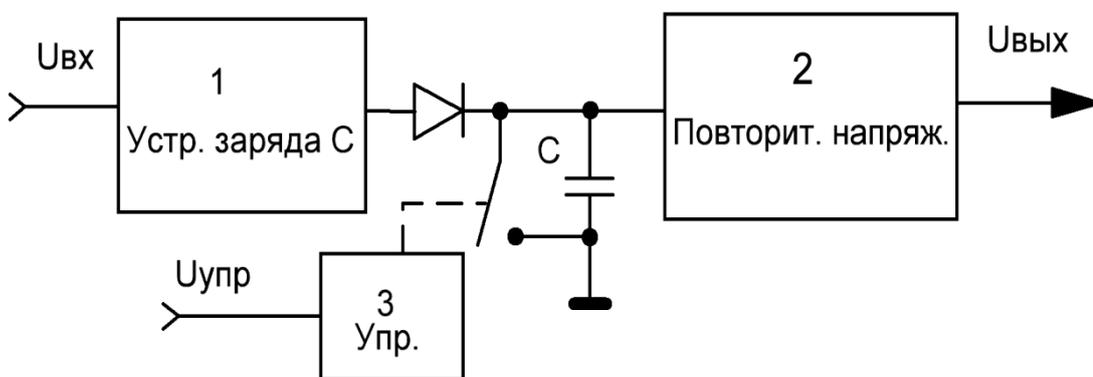
Эти элементы памяти необходимы для сохранения на запоминающей электрической емкости мгновенного значения входного напряжения на заданное значение времени.

Выходное напряжение УВХ, рисунок 6.1,а, повторяет входной сигнал (режим выборки), а потом при подаче $U_{упр}$ нецифровой ключ размыкает цепь, а напряжение на емкости запоминает мгновенное значение $U_{вх}$ (режим хранения). Повторитель напряжения со значительным сопротивлением на входе понижает разряжающий конденсатор ток, уменьшая при этом погрешность запоминаемого напряжения [5,6].

АД, показанный на рисунке 6.1,б, остается в режиме выборки, пока напряжение на входе превышает хранимое на конденсаторе, и переключается в режим сохранения при превышении напряжения на конденсаторе входного.



а)

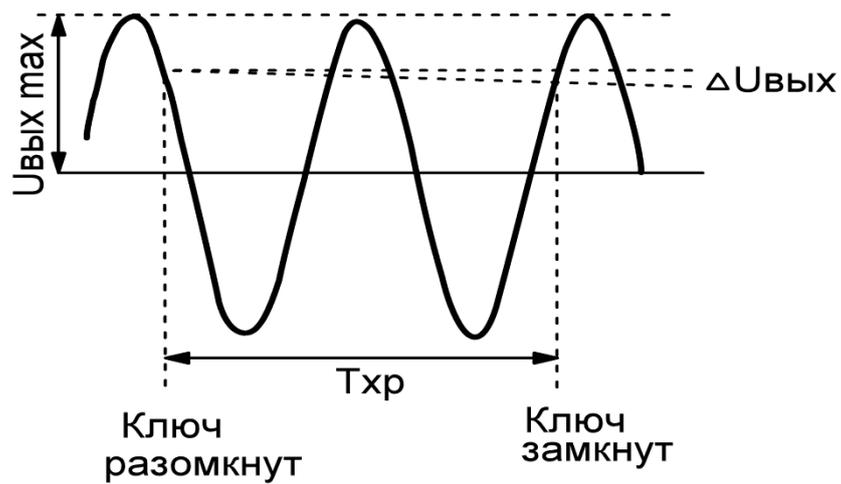


б)

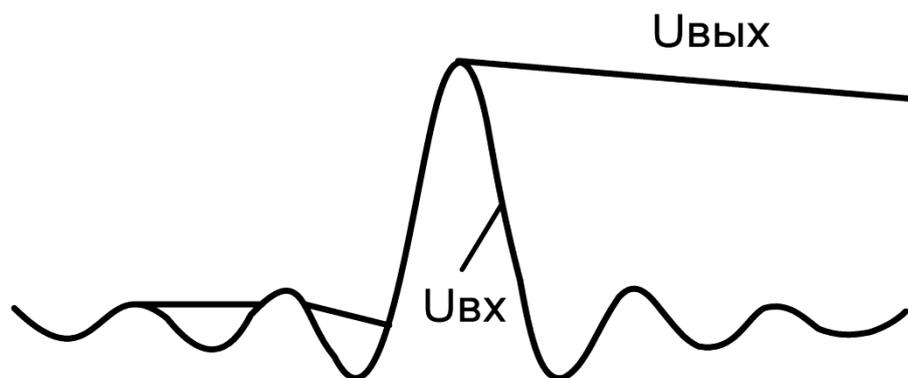
Рисунок 6.1- Устройства аналоговой памяти: а) УВХ; б) амплитудный детектор

Перед началом работы электрическая емкость разряжается при помощи нецифрового ключа.

Различие между УВХ и АД заключается в том, что УВХ переходит из режима выборки в режим сохранения с помощью нецифрового ключа, а в АД в качестве ключа используется диод.



а)



б)

Рисунок 6.2 – Временные диаграммы рвботы: а) $U_{\text{ВХ}}$; б) амплитудного детектора.

Ниже рассмотрены нецифровые запоминающих устройств (НЗУ) и некоторые способы повышения точности и быстродействия.

Как правило, быстродействие и точность в НЗУ имеют полярный вид зависимости от значения емкости хранирующего конденсатора (ХК).

К примеру, небольшому значению емкости ХК требуется меньше время для его заряда, но при этом большое значение емкости ХК обеспечивает выше точностью и большое время хранения [6,22].

2.4.3 Устройства выборки и сохранения

В состав самого простого УВХ, приведенного на рисунке 6.1.1, содержит два повторителя на ОУ интегральных схем (ИС) DA1, DA2.

Небольшое сопротивление на выходе первого повторителя DA1 убыстряет процесс заряда конденсатора С в режиме выборки.

Большое сопротивление на входе второго повторителя DA2 приводит к уменьшению тока разряда этого конденсатора в режиме хранения.

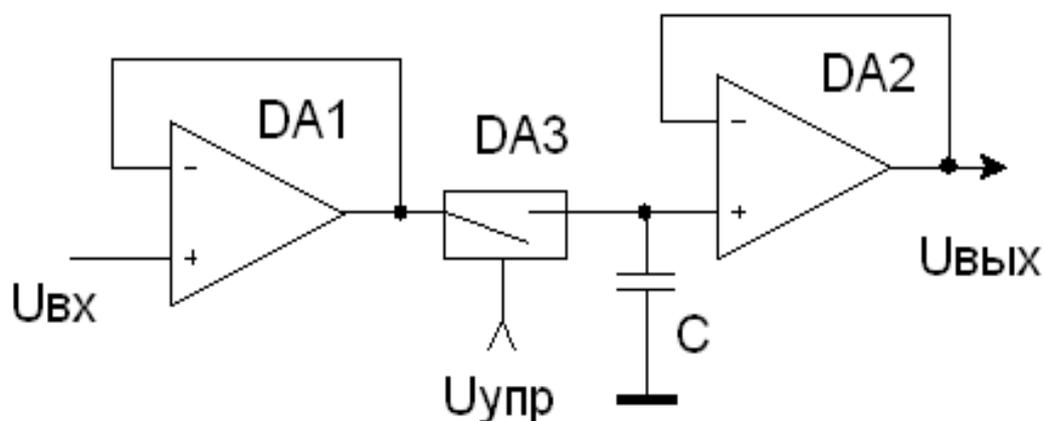


Рисунок 6.1.1- Простой УВХ

В режиме выбора разность между напряжениями на входе и выходе УВХ определяется уровнем не идеальности нецифрового ключа и амплитудной характеристикой операционного усилителя (ОУ).

В режиме сохранения напряжение на ХК емкостью С3 меняется, так как через аналоговый ключ и конденсатор протекают паразитные токи утечек.

Также причиной изменения напряжения являются входные токи ОУ.
Изменение выходного напряжения

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{с}},$$

которое происходит при сохранении в течении периода времени T_{xp} (или погрешность сохранения напряжения $\delta_{yex} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}$) из-за токов утечки

$$I_{ут} = U_{вых \max} / R_{ут}$$

Определяется как

$$\Delta U_{вых} = T_{xp} \frac{dU_{вых}}{dt}$$

$$\text{где } \frac{dU_{вых}}{dt} = \frac{I_{ym}}{C},$$

$R_{ут}$ – сопротивление утечки, которое обусловлено токами утечки в конденсаторе, монтажом и током на входе повторителя DA2.

Теперь можно определить емкость конденсатора C при заданной погрешности $\delta_{убвх}$ следующим образом:

$$C = \frac{I_{ym}}{\frac{dU_{вых}}{dt}} = \frac{T_{xp}}{R_{ym}} \cdot \delta_{yex}.$$

Время выборки $t_{уст}$ определяется длительностью заряда электрической емкости C

$$t_{уст} = C \cdot r_{кл},$$

где $r_{кл}$ – сопротивление включенного ключа.

Схема, приведенная на рисунке 6.1.2, содержит обратную связь с выхода УВХ на инвертирующий вход ОУ DA1, с целью повышения быстродействия заряда конденсатора C в режиме выбора, а ОУ DA1 применяется в качестве компаратора сигналов $U_{вых}$ и $U_{вх}$.

Если значение $U_{вх}$ не равно значению напряжения на емкости U_c , то усилитель DA1 находится либо в минус насыщении, либо плюс насыщении.

Из-за значительного перепада напряжения через $r_{кл}$ конденсатор C заряжается большим током.

Если эти напряжения практически одинаковые

$$U_{вх} \approx U_c,$$

ОУ переключается режим линейности и следит за напряжением в режиме выборки.

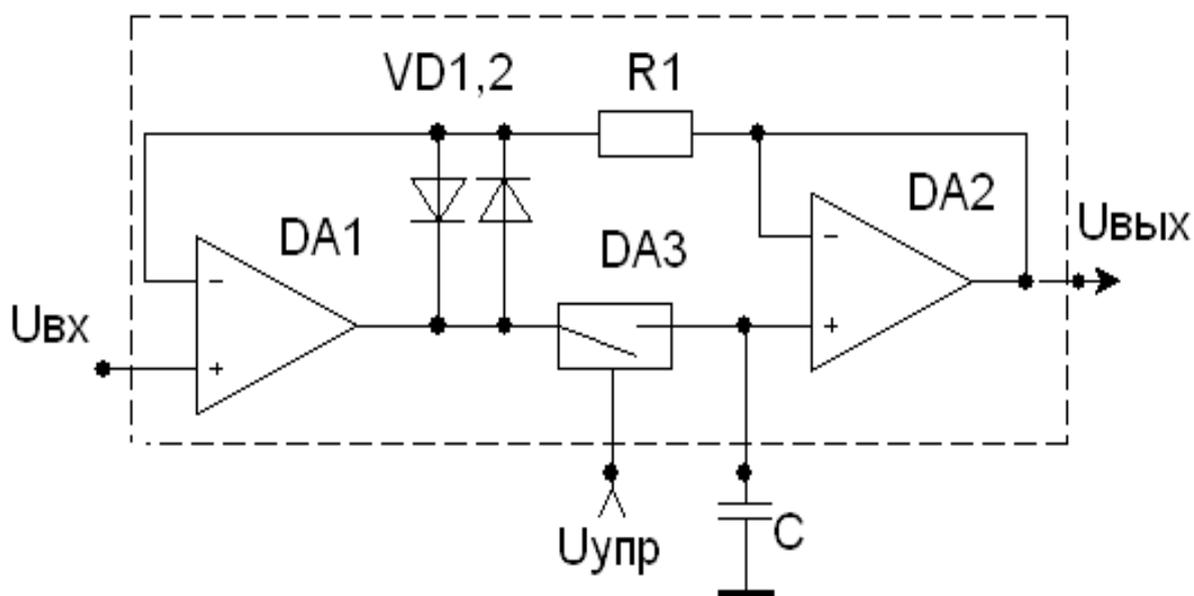


Рисунок 6.1.2 – Интегральное УВХ типа К1100СК3

Чтобы ОУ не перешел в состояние насыщения, в обратную связь ОУ DA1 встречно - параллельно подключаются два диода VD1,2.

Резистор R1 используется с целью ограничения выходного тока через диоды в случае насыщения DA1.

Подобное решение применяется в схеме УВХ К1100СК3.

Подобные УВХ применяются для увеличения длительности преобразования непрерывного сигнала в современных АЦП и микроконтроллерах.

Быстродействие УВХ обычно зависит от времени выборки, которое в основном определяется длительностью заряда запоминающего конденсатора. Чтобы улучшить быстродействие, емкость необходимо брать минимальной, что может привести к росту погрешности УВХ в процессе хранения.

В качестве компромиссного решения можно взять УВХ, состоящего из двух каскадов (частей). Первая часть обладает небольшой емкостью запоминающего конденсатора и быстродействующей выборкой.

Большее время сохранения обеспечивает вторая часть УВХ, в которой конденсатор подзаряжается от первой части УВХ до того времени, пока напряжение на его выходе не изменится на большую величину. В связи с этим значение емкости второго каскада может быть существенно больше емкости первого.

2.4.4 Амплитудный детектор

Функция АД заключается в запоминании экстремальных значений входного сигнала. АД работает в режимах выборки и хранения, как и УВХ.

Но стоит отметить, что режим работы АД в отличие от УВХ определяется сигналом на входе.

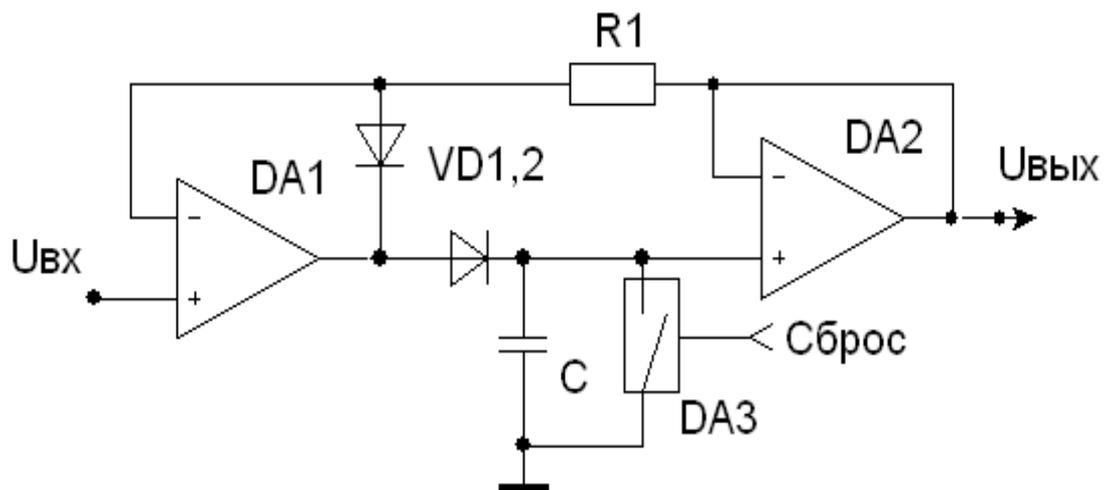
При увеличении напряжения на входе оно отслеживается выходным напряжением схемы, а при понижении $U_{ВХ}$ АД переходит в режим сохранения и запоминает предыдущее максимальное значение напряжения $U_{ВХ}$.

Данное напряжение сохраняется на выходе АД до того момента, пока не появится большой входной сигнал либо пока не сработает команда сброса, чтобы перевести АД в начальное состояние.

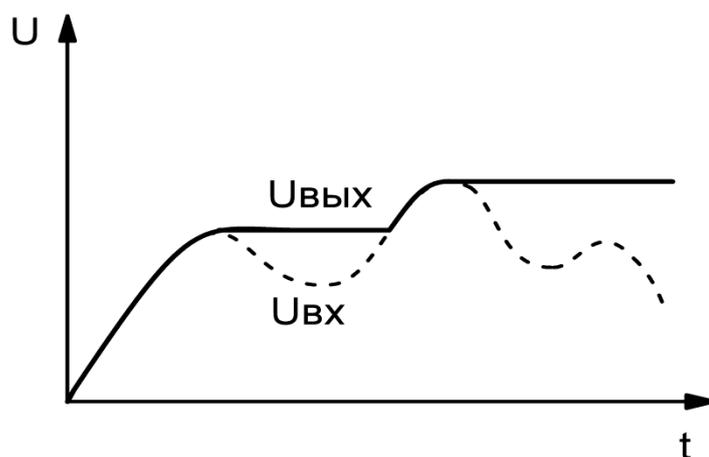
В простом АД положительных сигналов (рисунок 6.2.1) при увеличении входного напряжения VD1 смещается в прямом направлении и подключает конденсатор С к выходу ОУ.

Если $U_{вх}$ понижается, то VD1 смещается уже в обратном направлении, при этом отключая С от выхода ОУ, и на С сохраняется ранее установившееся максимальное напряжение.

Другой диод VD2 необходим для исключения насыщения операционного усилителя (ОУ) при отрицательном входном сигнале, что ускоряет процесс перехода от режима хранения к выборке.



а)



б)

Рисунок 6.2.1 - Амплитудный детектор

Цепь «сброс» полностью разряжает конденсатор C для следующего цикла детектирования.

Для развязки конденсатора C от нагрузки на выход АД подключают повторитель (DA2) в цепь общей ОС со входным ОУ, что приводит к снижению дополнительной погрешности детектирования, которая вызывается напряжением смещения нуля, а также токами на входах и конечным усилением DA2.

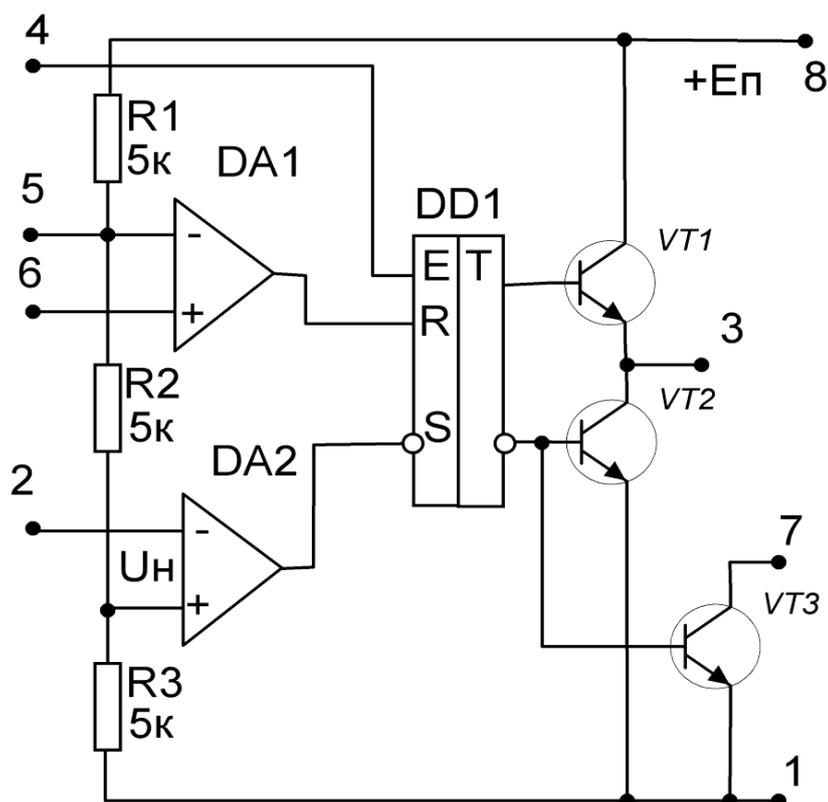
2.4.5 Интегральный таймер

Интегральный таймер (ИТ) серии КР1006ВИ1 (импортные аналоги SE555, NE555) наиболее широко применяется среди несложных аналого-цифровых ИС [6,10].

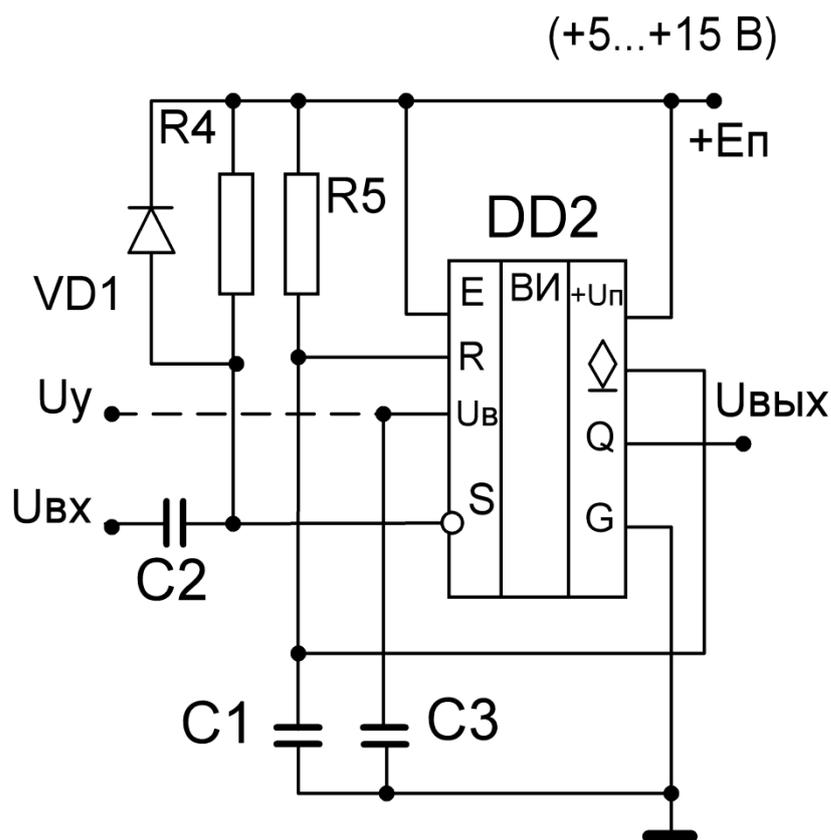
Функциональная схема ИТ изображена на рисунке 7.1.

ИТ содержит два интегральных компаратора (КП), выходные транзисторные каскады, резистивный делитель, SR - триггер.

Питающее напряжение $+E_{п}$ таймера варьироваться в диапазоне (5÷15) В.



a)



б)

Рисунок 7.1- Таймер на КР1006ВИ1 (а) и ждущий МВ на его основе (б).

Делитель на резисторах R1 – R3 передает на КП, расположенный ниже по схеме, напряжение равное $U_{п} = E_{п}/3$, а на верхний - $E_{п} = 2E_{п}/3$.

Следовательно, при уменьшении напряжения на выводе 2 таймера до $U_{п}$ на триггер идет сигнал установки в логическую 1.

При превышении напряжения на выводе 6 $U_{в}$ с верхнего КП на триггер приходит сигнал установки в логический 0.

В триггере имеется дополнительный вход установки в логический 0, это вывод 4. В случае поступления на входы триггера одновременно сигналы установки в логический 0 и 1, то триггер поведет себя по следующим приоритетам сигналов.

Наиболее высоким приоритетом обладает сигнал, который подается на вывод 4 и применяется как разрешающий сигнала Е.

При $E = 1$ функционирование ИТ разрешается, при $E = 0$ триггер будет находиться в состоянии логического 0.

Приоритетом ниже обладает аналоговый сигнал U_2 , который подается на вывод 2 и который привязан к инверсному входу установки триггера в логическую 1: если

$$E = 1 \text{ и } U_2 = U_{\text{в}},$$

при $U_2 > E_{\text{п}}$ и $E = 1$

триггера переходит в состояние логического 0.

В выходном каскаде триггера, в состав которого входят VT_1 и VT_2 , выходной ток находится в пределах 0.1 А, то есть данный каскад может осуществлять прямое управление, например, электромагнитным реле.

Главная схема включения ИТ рассмотрена на рисунке 7.1,б, которая функционирует в качестве ждущего мультивибратора (МВ). В этом случае вывод 6 или вход R ИТ подключается к выходу RC-цепи интегрирования, которая в свою очередь соединена с источником электропитания.

Также к этому выходу RC - цепи подключен вывод 7 таймера — коллектор транзистора ТЗ (рисунок 7.1,а).

Изначально на входе S ИТ сохраняется напряжение $U_2 > U_{\text{в}}$, триггер располагается в состоянии логического 0, транзистор VT_3 открыт и на выходе RC - цепи напряжение равно нулю.

Если на входе S появится отрицательный импульс $U_{\text{вх}}$, то в течение небольшого промежутка времени будет сохраняться неравенство

$$U_2 < U_{\text{в}}.$$

При этом пуск ждущего МВ произойдет при низком уровне сигнала, который подается на вход S, либо при перепаде из 1 в 0, который воздействует на дифференцирующую цепь из элементов C2, R5, VD1.

С помощью входа, отвечающего за разрешение работы ИТ, можно прерывать процесс создания импульса. Если это не нужно, то на вывод 4 идет

питающее напряжение. На рисунке рисунок 7.2 приводится широтно-модулированный сигнала на выходе ждущего МВ

К выводу 5 таймера следует подключать емкость порядка 10 нФ с общим проводом, что уменьшает воздействие помех на длительность создаваемых импульсов.

В общем случае на вход 5 можно подавать из вне управляющее напряжение U_y от источника с небольшим выходным сопротивлением, к примеру, от выхода ОУ. Это позволяет управлять длительностью формируемого импульса, которая в данном случае может быть найдена как

$$t_{и} = R4C1 \cdot \ln [E_{п} - U_y] \text{ (рисунок 7.3).}$$

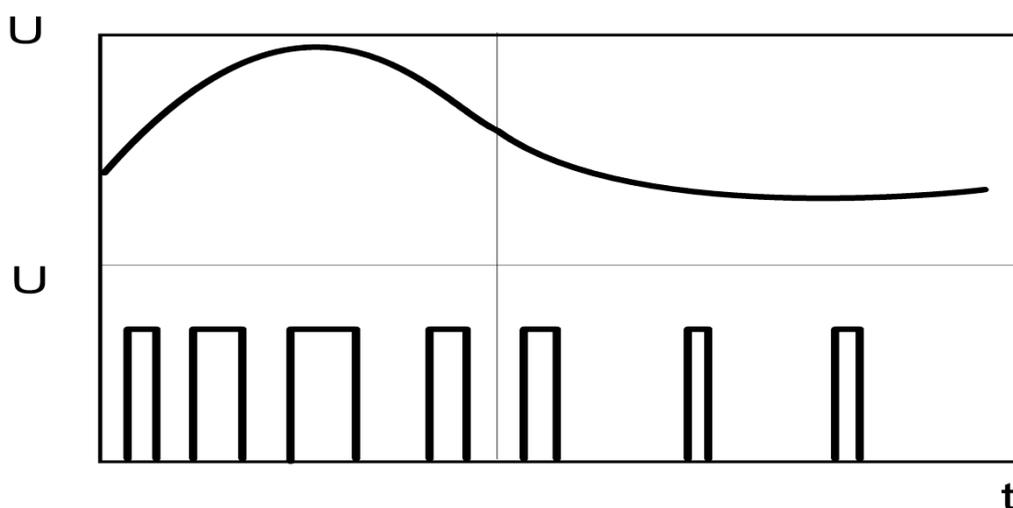


Рисунок 7.2 - Широтно-модулированный сигнала на выходе ждущего МВ

Входной ток (рисунок 7.1, а) транзистора VT1 равен приблизительно 100 нА, а ток закрытого VT3 - около 500 нА.

Этими токи определяют максимальное допустимое сопротивление времязадающего элемента R4, и значение этого сопротивления следует выбирать в пределах 1 кОм — 10 МОм.

Скорость работы ИТ ограничивает минимально возможную длительность формируемого импульса, которая примерно составляет 0,01 мс.

А максимальная длительность ограничивается только габаритными размерами времязадающего конденсатора.

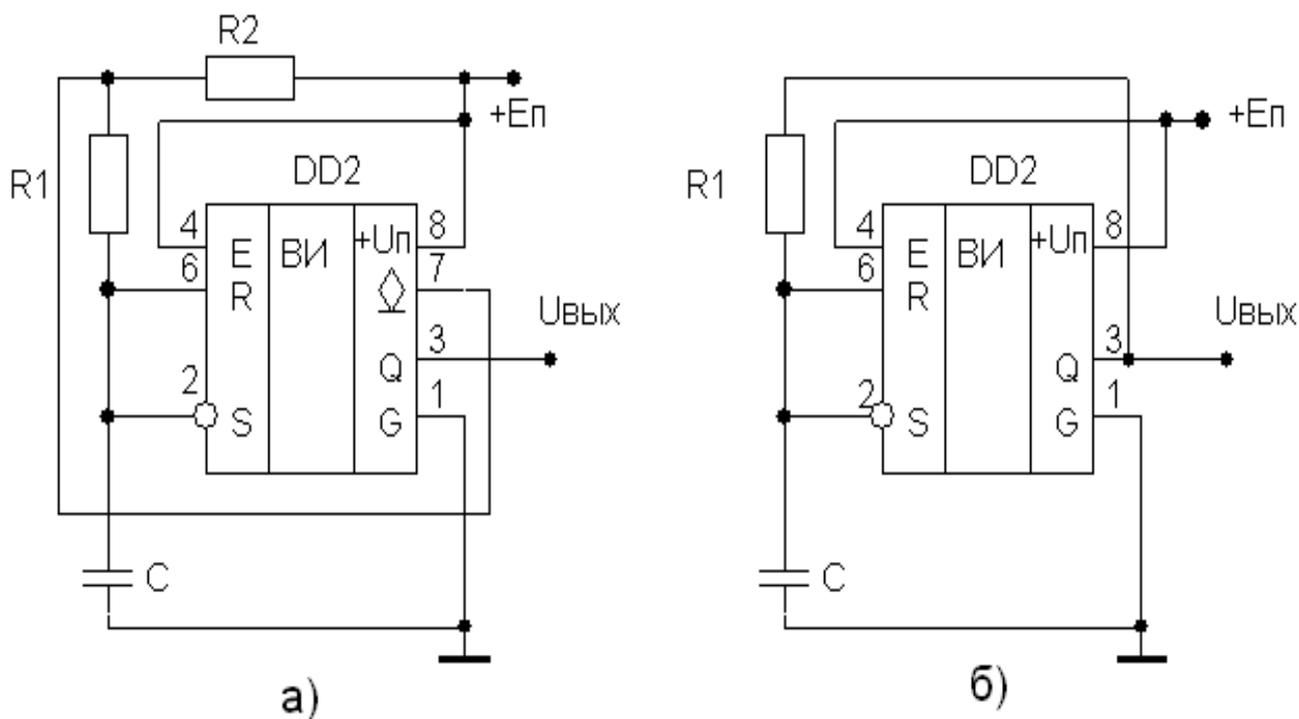


Рисунок 7.3 - Автоколебательный МВ на ИТ КР1006ВИ1

На рисунке 7.3 приведены две схемы автоколебательных МВ, где для управления падением напряжения на С применяются два аналоговых входа 2 и 6 таймера и S - вход.

Если напряжение на С дорастет до значения напряжения равного

$$U_{в} = 2E_{п}/3,$$

то триггер ИТ переведется в нулевое состояние, что приведет к понижению напряжения на входе RC-цепи, и тогда С начнет разряжаться.

Когда падение напряжения на С упадет до

$$U_{н} = E_{п} / 3,$$

триггер ИТ перейдет в состояние 1 и опять С начнет заряжаться.

Для генератора из схемы на рисунке 7.3а, частота формируемых импульсов определена выражением

$$f = 0,7 / [(2R_1 + R_2)C].$$

Для второго мультивибратора (рисунок 7.3,б) работает выражение

$$f \approx 0,7 RC.$$

При определении значения резистора из времязадающей цепочки генератора необходимо учитывать ток на входе нижнего по схеме (рисунок . 7.3,а) компаратора, значение которого составляет около 0,5 мкА.

Выводы по конструкторско-технологическому разделу

Проведенный в данном разделе анализ схемотехнических построений цифровых устройств, рассмотренных в подразделах 2.1 – 2.4 убедительно доказывает их технологическую возможность изготовления средствами нанoeлектроники с типоразмерами в 24 нанометра.

Заключение

В результате выполнения бакалаврской работы на основе проведенного обзора рассмотрены цифровые устройства для систем управления средствами автоматизации.

Проведен анализ работы и определены технические характеристики таких цифровых устройств как:

- автоколебательные мультивибраторы (МВ) на комбинационных логических элементах;
- интегральные МВ;
- преобразователи код – число импульсов;
- аналоговые компараторы (устройства сравнения) и аналоговые запоминающие устройства (амплитудные детекторы, устройства выборки и сохранения);
- интегральные таймеры.

Особое внимание уделено вопросам стабилизации частоты генерации посредством фазовой автоподстройки частоты и применением кварцевых резонаторов.

Тема бакалаврской работы актуальна, так как цифровое управление средствами автоматизации требуется при решении многих технических и технологических задач. При этом требования микроминиатюризации и малое энергопотребление играют не последнюю роль при конструкторской разработке и изготовлении цифровых средств управления систем автоматизации.

Особенностью рассмотренных цифровых средств систем управления является их низкое энергопотребление, небольшие масса и габаритные размеры. В тоже время техническая реализация рассмотренных технических средств осуществляется полностью на цифровых интегральных схемах при минимуме внешних навесных элементов, что существенно снижает аппаратные и временные затраты на их регулировку и настройку.

Список используемой литературы

1. Китаев Ю. Н. Основы построения цифровых устройств. Учебное пособие: СПб: ИТМО, 2007, 87с.
2. Расчет схем управления дискретными индикаторами: Учебное пособие/. – Томск: Изд-во ТПУ, 2009. – 105 с
3. Электронные средства обработки и отображения: Учебное пособие/. – Томск: Изд-во ТПУ, 2008. – 177 с.
4. Китаев Ю. Н. Основы построения цифровых устройств. Учебное пособие: СПб: ИТМО, 2007, 87с.
5. Новиков Ю.В. Основы цифровой схемотехники. Базовые элементы и схемы. Методы проектирования. - М.: Мир, 2001. - 379 с., ил.
- 6.Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: пер. с англ. 6-е изд. перераб. – М.: Мир, 2001.**
- 7. Dilmont G. A. On the Use of adaptive Control in the Process Industries. Proc. of the 3th International Conference on Chemical Process Control. California, 1987, p. 467-500.**
8. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы. Издательство: Горячая линия-Телеком., 2003, с.336
- 9.Браммер Ю.А. Импульсные и цифровые устройства. Учебник. – М.: Высшая школа, 7-е издание, 2003. -286 с., ил.
10. Бойко В.И., Гуржий А.Н. и др. Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства. Издательство: БХВ - Петербург. 2004, с.512
11. Осокин А. Н., Мальчуков А. Н. Схемотехника. Ч.1: Учеб. пособие. – Томск: Изд-во. ТПУ, 2011.
12. Киселев С.В., Куранов В.П. Виды цифровой информации. – М.: ИРПО, 2005;
13. Альтшуллер Г. Б. Кварцевая стабилизация частоты. — М.: «Связь», 1974.
- 14. Astrom K. J. Adaptive Feedback Control//Proc. IEEE. 1987. № 2.**

15. Hess P., Radkc F., Shuman R. **Industrial application of a PID Selftuner used for System Start-up. Proc. IFAC 10th World Congress. Munich, 1987, p. 21-26.**
16. Kraus T. W., Myron T. J. **Self-Tuning PID Controller uses Pattern Recognition Approach // Control Engineering. 1984. № 6. P. 106-111.**
17. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов, 1990.
18. Кононенко В.В., Мишкович В.И., Муканов В.В., Планидин В.Ф., Чеголин П.М. Электротехника и электроника, 2008.
19. Зайцев А.А., Исакович Э.И., Мухлынин П.П., Теодорович Н.Н. Электронные средства информационных систем. Часть 3. Устройства 14 отображения информации: Учебное пособие. - Елец: РГУТ и С, ЕГУ им. И.А. Бунина, 2008. - 238 с.
20. **Astrom K. J. Adaptation, Auto-Tuning and Smart Controls. Proc. of the 3th. International Conference on Chemical Process Control. California, 1987, p. 427-466.**
21. Солдатов А.И., Макаров В.С., Сорокин П.В. Расчет схем управления дискретными индикаторами: Учебное пособие/А.И. Солдатов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2009. – 105 с.
22. Максимов Е.К. Принципы отображения информации. – М.: Информатика и образование, 2003.
23. **TDC7200 Time-to-Digital Converter for Time-of-Flight Applications in LIDAR, Magnetostrictive and Flow Meters. - Texas Instruments Incorporated, 2015. - URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tdc7200.pdf>.**