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

Институт энергетики и электротехники
(наименование института полностью)

Кафедра « Промышленная электроника »
(наименование кафедры)

27.03.04 Управление в технических системах
(код и наименование направления подготовки, специальности)

Системы и технические средства автоматизации и управления
(направленность (профиль)/специализация)

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

на тему Широтно-импульсные модуляторы и контроллеры для управляющих систем

Студент	И.И. Калашников	
	(И.О. Фамилия)	(личная подпись)
Руководитель	Г.Н. Абрамов	
	(И.О. Фамилия)	(личная подпись)
Консультант	Н.В. Ященко	
	(И.О. Фамилия)	(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой к.т.н., доцент, А.А. Шевцов
(ученая степень, звание, И.О. Фамилия) (личная подпись)

«_____»_____20_____г.

Тольятти 2018

АННОТАЦИЯ

Объем 48 с., 22 рис., 0 табл., 22 источников.

Цель бакалаврской работы состоит в том, что на основе проведенного аналитического обзора рассмотреть методы и средства технической реализации широтно – импульсных модуляторов (ШИМ – модуляторы) для управляющих систем.

В частности, рассмотрены методы построения ШИМ – модуляторов на операционных усилителях, интегральных элементах логики, интегральных таймерах, а также ШИ – контроллеры на основе реверсивных и асинхронных счетчиков. Рассмотрены также такие функциональные узлы ШИМ – преобразователей как формирователи линейно – изменяющегося напряжения (ГЛИН) с элементами стабилизации тока, с использованием положительной и отрицательной обратных связей.

Отличительной особенностью проделанной бакалаврской работы является ее практическая направленность, то есть доведенная до схемотехнической реализации на современной электронной базе.

Актуальность темы подтверждается широким распространением широтно-модулированных импульсных сигналов, устройства формирования которых интегрируются в большинство новых микроконтроллеров.

Abstract

The graduation work consist of an explanatory note on 48 pages, including 22 figures, the list of 22 references including 5 foreign sources and the graphic part on 6 A1 sheets.

The topic of the given graduation work is Pulse-Width Modulators and Controllers for Control Systems.

The aim of the work is to analyze methods and tools for the constructing modulators on operational amplifiers and pulse-width controllers on reversible and asynchronous integrated meters. Also in this graduation work we consider the functional nodes of modulators (linear-variable voltage formers with current stabilization, negative and positive feedbacks in the amplifier).

We start with the statement of the aim and then logically pass over to its possible solutions. First of all, we consider modulators and look at their modes of operation. Then we describe methods for constructing them on different structures – operational amplifiers and integral element of logic. Secondly, we consider pulse-width controllers and their working on reversible and asynchronous integrated meters. Thirdly, we survey the functional nodes of pulse-width modulators.

It can be concluded that we achieved the aim of the work and received analyzes, reviews and calculations that were necessary in this graduation work.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение……..……5

1 Широтно-импульсные модуляторы……..….6

1.1 ШИМ – модуляторы……...……11

1.1.1 ШИМ- модулятор на операционном усилителе……11

1.1.2 ШИМ - модулятор на интегральных элементах логики…….……..14

1.2 ШИ – контроллеры.……..……17

1.2.1 ШИ - контроллер на основе реверсивного счетчика…….……17

1.2.2 ШИ -.контроллер на основе асинхронного счетчика……..…..20

2 Формирователи линейно-изменяющегося напряжения……..……22

2.1 ГЛИН со стабилизацией тока…….……27

2.2 ГЛИН с введением положительной обратной связи……..……..37

2.3 ГЛИН с введением отрицательной обратной связи…….……41

Заключение…….……45

Список используемой литературы…….……..46

Введение

Широтно-импульсные модуляторы (ШИМ) применяются в источниках электропитания радиоэлектронной техники как промышленного, так и бытового назначения, в электроприводах, электро - технологических установках и так далее.

Отличительной особенностью различных ШИМ служит нелинейность регулировочных характеристик (РХ) а, следовательно, и передаточных характеристик (ПХ) «информационный вход - силовой выход».

Данное обстоятельство понижает диапазон и точность регулирования выходного напряжения, а также и ухудшает помехоустойчивость всего ШИМ. Как правило, устранение данных недостатков проводится посредством создания ПХ требуемого вида.

На практике условием принудительного создания является линеаризация ПХ, способам которого посвящены работы отечественных и зарубежных специалистов.

В автономных преобразователях, в которых используется высокочастотная широтно-импульсная модуляция (ШИМ), микропроцессорное управление имеет существенные особенности, так как длительность между коммутационных интервалов в ШИМ, сопоставима с длительностью машинных циклов самого микропроцессора.

Вместе с тем, вид РХ основательно меняется при переходе из режима непрерывного тока в режим прерывистого тока, что осложняет линеаризацию ПХ в диапазоне регулирования выходного напряжения.

Указанные обстоятельства делают актуальными задачи разработки и исследования методов управления передаточными характеристиками ШИМ, а также их практическую схемотехническую реализацию на современной отечественной элементной базе.

1.Широтно – импульсные модуляторы

ШИМ (широтно-импульсная модуляция) или ШИ – модуляция, это вид цифрового сигнала, благодаря которому есть возможность задавать и управлять в широком диапазоне величиной аналогового сигнала при помощи ключевых элементов [1-3].

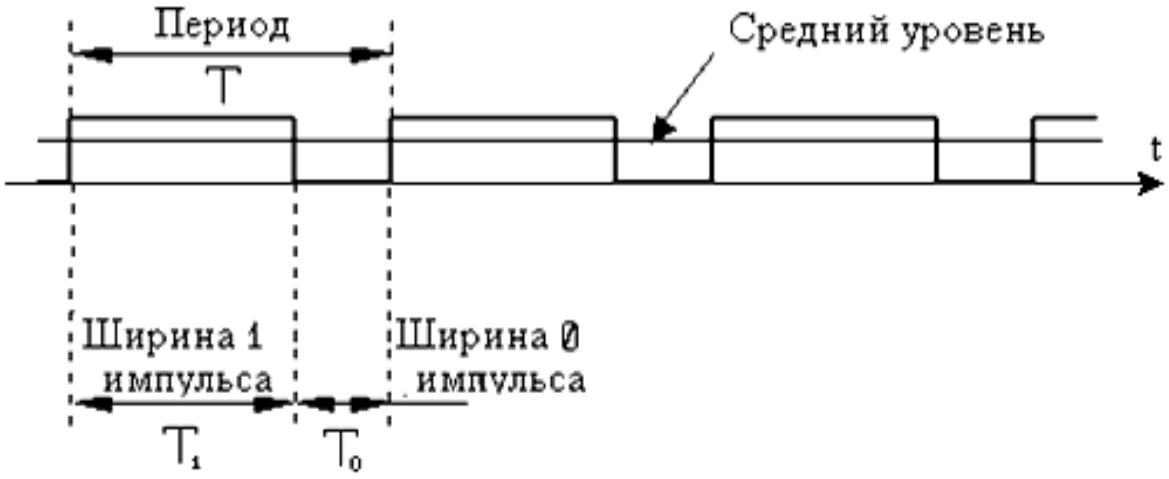

Рисунок 1.1 – ШИ - модуляция во времени

Данная возможность, которую воплощает ШИ - модуляцию является наиболее важной в мощных регуляторах с большим по величине коэффициентом полезного действия КПД, так как на ключах все-таки рассеивается небольшое количество мощности в начальный момент включения.

На рис.1.1 показана широтно-импульсная модуляция с постоянной величиной скважности импульсов.

На временном промежутке одного периода умещается импульс с амплитудой шириной T_1 и импульс нулевой величины с шириной T_0.

В то же время выполняется соответствие

$T = T_1 + T_0 = \text{const}$.

Период T широтно-импульсной модуляции и, как следствие частота, с которой следуют импульсы равная

$F = 1/T$

являются постоянными величинами.

Коэффициент широтно-импульсной модуляции H - это аналог величины амплитуды аналогового сигнала равный

$H = T_1/T, 0 \leq H \leq 1$

При помощи изменения временного интервала импульса T_1 можно менять среднюю величину напряжения: если уровнем логической единицы широтно-импульсной модуляции является уровень напряжения

$U_m = 5$ В,

то это означает следующее: если подать цифровой сигнал широтно-импульсной модуляции на фильтр напряжения, с выхода фильтра будет сниматься непрерывное напряжение U с изменяемой величиной амплитуды от нуля до пяти В

$U = U_m \cdot H$ [1].

В ряде случаев применение фильтра является необязательным – к примеру, во время изменения тока, с помощью которого управляется яркость свечения накаливания лампы или скорость, с которой вращается двигатель, вследствие того, что при этих явлениях присутствует некоторая постоянная времени. И в случае, когда длительность периода широтно-импульсной модуляции меньше величины этой постоянной, то мерцание и вибрация двигателя будет отсутствовать.

Но существуют также и такие случаи, в которых без применения фильтра обеспечить должное функционирование не удастся.

Тем самым, чем короче период ШИМ, тем более сглаженным будет аналоговый сигнал, но сужение периода ведёт к тому, что возрастает

дискретность регулирования скважности, увеличивается величина частоты с которой следуют импульсы F и, соответственно, возрастают потери мощности, выделяющиеся на ключах, что понижает коэффициент полезного действия.

Устройства, преобразующие аналоговые сигналы в сигналы импульсов с широтно-импульсной модуляцией именуются как ШИ - модуляторы, так как они обширно используются в кодово-импульсных связях и самых простых устройствах из сферы автоматики.

Устройства, которые осуществляют преобразование двоичного кода в широтно-модулированные импульсы и имеют в настоящие дни широкое распространение в связи с развитием устройств на микропроцессорах, следует отметить, что эти устройства интегрируются в большинство новых микроконтроллеров.

В средствах массовой информации такие микроконтроллеры названы как ШИ - контроллеры.

Структура ШИМ модулятора показана на рис. 1.2, а диаграммы во времени, которые поясняют функционирование ШИ преобразования, показаны на рис. 1.3.

Функционирует преобразователь следующим образом, генератор который синхронизирует импульсы определяет величину периода T и величину частоты с которой следуют широтно-модулированные импульсы [4,5]

$F = 1/T$.

Устройство, которое формирует сигнал пилообразной формы, создает сигнал, который изменяется линейно.

Сравнивающее устройство регистрирует тот временной интервал, когда линейно изменяющийся сигнал сравняется с уровнем сигнала управления U_0. При этом с выхода устройства снимается сигнал в виде импульса

длительностью от начала регистрации сигнала и до момента, когда линейно изменяющийся сигнал сравняется с уровнем сигнала управления.

В ШИ - модуляции сигнал управления является аналоговым, в ШИ - контроллерах - цифровым.

Это служит опорным звеном в схемотехнике (аналоговой или цифровой) генератора сигнала пилообразной формы, а также схемы сравнения.

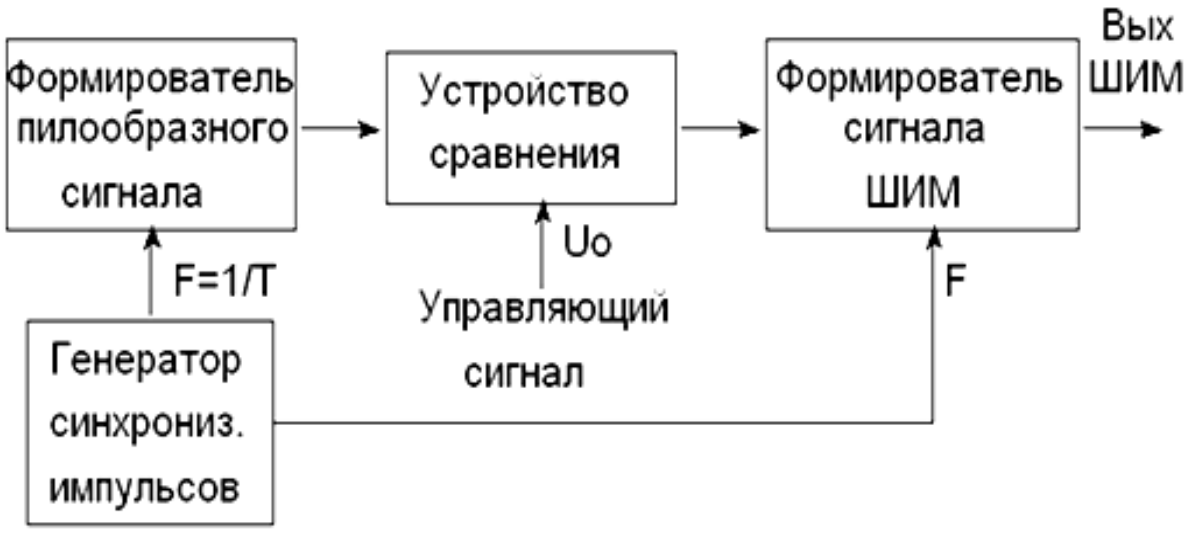

Рисунок 1.2 - Структурная схема ШИМ - модулятор

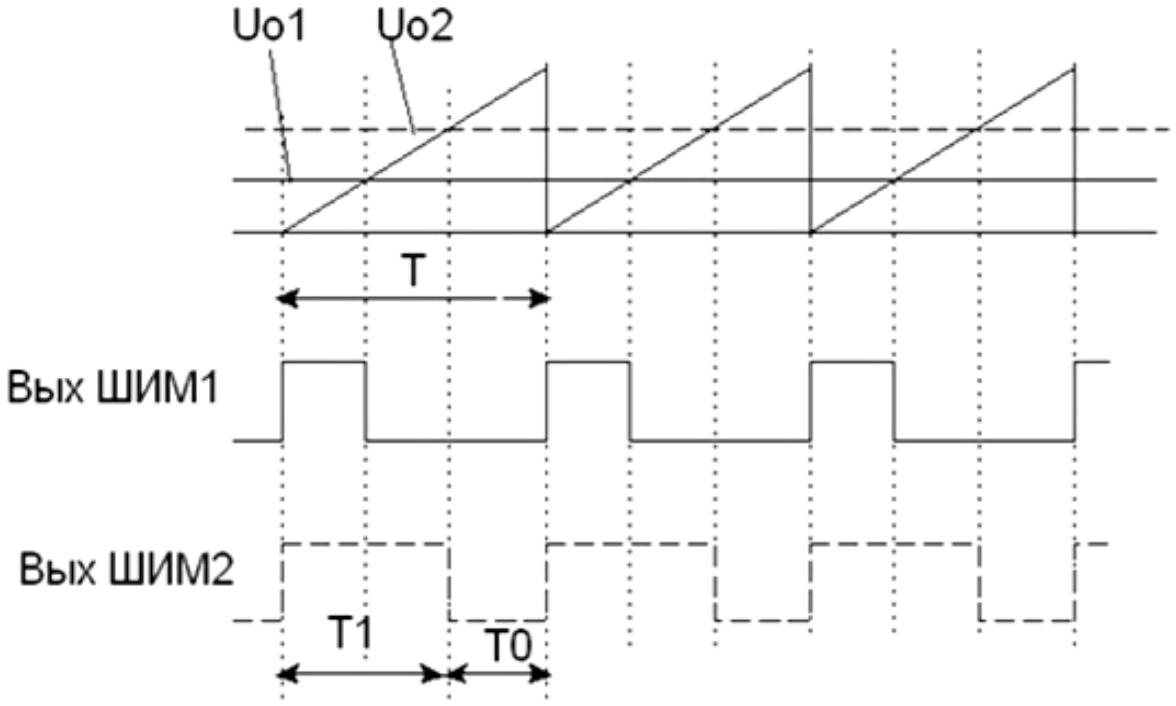

Рисунок 1.3 – Временные диаграммы широтно-импульсного модулятора

В зависимости от величины управляющего сигнала находится величина длительности цифрового импульса ШИМ T_1 и коэффициент ШИМ Н. Параметром, описывающим качество ШИМ преобразователя, является коэффициент нелинейности δ, измеряемый в процентах и зависящий от Н и сигнала управления U:

$$\delta\% = \frac{(\frac{\partial G}{\partial U})_{\text{нач}} - (\frac{\partial G}{\partial U})_{\text{кон}}}{(\frac{\partial G}{\partial U})_{\text{нач}}} 100\%, \qquad (1.1)$$

где $(\frac{\partial G}{\partial U})_{\text{нач}}$ и $(\frac{\partial G}{\partial U})_{\text{кон}}$ - крутизна преобразования в начале и в конце характеристики.

На практике наиболее известными вариантами осуществления широтно-импульсных преобразователей являются мультивибраторы на операционных усилителях ОУ либо на интегральных элементах логики с управлением с помощью аналогового сигнала и ШИМ контроллеры [6-8].

1.1 ШИМ - модуляторы

1.1.1 ШИМ - модулятор на операционном усилителе

На операционном усилителе реализован мультивибратор, работающий в автоколебательном режиме с времязадающей RC-цепью – R и C.

Делитель напряжения на сопротивлениях R1 и R2 способствует реализации положительной обратной связи.

При напряжении

Ua = 0,

которое именуется напряжением смещения у мультивибратора одинаковое время импульса T_1 и длительности времени перерыва T_0 между следующими импульсами.

Таким образом, осуществляется генерация симметричных прямоугольных импульсов, которые называются меандрами.

Период времени повторения импульсов не находится в зависимости от величины непрерывного напряжения Ua на входе и определяется как

$$T = 2RC \cdot \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2}) . \qquad (1.1.1.1)$$

Принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на основе операционного усилителя приведена на рис. 1.1.1.1, диаграммы работы устройства во времени приведены на рис 1.1.1.2.

Напряжение в форме пилы на инвертирующем входе обусловлено процедурой зарядки и разрядки емкости при помощи импульсного напряжения с выхода операционного усилителя [9-11].

При регулировании разности потенциалов Ua меняется пропорциональность между временем длительности импульса и временем длительности паузы между импульсами.

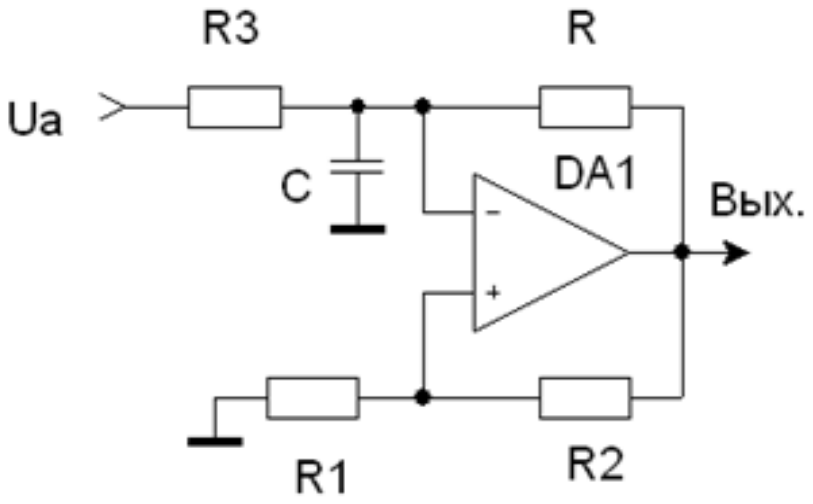

Рисунок 1.1.1.1 - Автоколебательный мультивибратор на основе операционного усилителя

В данном случае длительность периода повторения импульсов (частота генерации) остается неизменной.

Достоинствами ШИМ преобразователя данного типа является:

- Упрощенность схемы;
- Большое значение величины коэффициента линейности преобразования;
- Возможность управления ШИМ с помощью аналогового напряжения;
- Стабилизированная частота повторения импульсов, которая определяется параметрами RC цепи.

Недостатками данной схемы, обусловленными тем фактом, что данная схема аналоговая являются такие факты, как:

- Несоответствие выходных уровней цифровым уровням вследствие чего потребуется дополнительно их преобразовывать;

- Продолжительное время длительности фронтов импульсов, связанное с быстродействием операционных усилителей, которое не соответствует цифровым стандартам.

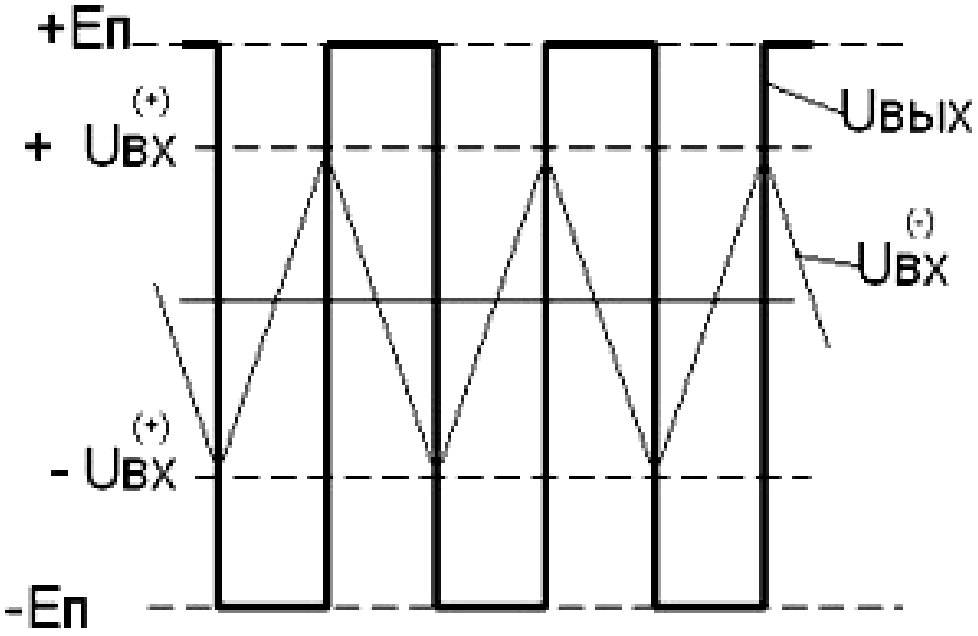

Рисунок 1.1.1.2 – Диаграммы работы автоколебательного мультивибратора на основе операционного усилителя

Приведенная выше схема может применяться также и в нецифровых устройствах автоматического оборудования.

1.1.2 ШИМ - модулятор на интегральных элементах логики

ШИМ - модулятор построенный на базе схемы мультивибратора на двух RS-триггерах DD1, DD2 и управляющей цепи разрядки времязадающих емкостей C1 и C2 с использованием дифференциального генератора тока основанного на биполярных транзисторах VT1 и VT2.

Схема мультивибратора функционирует так: когда подается напряжение питания емкости C1 и C2 находятся в разряженном состоянии. На входах триггера DD1 логические нули, а на его выходах уровни логической единицы.

В это же время триггер DD2 произвольно выставляется в любое стабильное состояние. Например, на выходе Q находится уровень логической единицы, на выходе -Q находится уровень логического нуля.

В данный момент диод VD1 находится в закрытом состоянии, диод VD2 при этом отпирается и быстрым темпом заряжает емкость C2.

После этого вход R первого триггера переключается в состояние логической единицы.

Из-за того, что состояние входа S триггера DD1 находится в состоянии логического нуля, вход Q триггера DD1 выставляется в логическую единицу, это событие становится причиной переключения входа Q второго триггера в состояние логического нуля, в этот же момент отпирается диод VD1 и в это же время закрывается диод VD2.

Через диод VD1 происходит заряд емкости C1 и на входе схемы при этом выставляется уровень логической единицы.

В текущем состоянии схема будет оставаться такой промежуток времени, пока напряжение на емкости С2 не опустится на уровень меньше напряжения порога и не установится нулевой логический уровень.

Время t_2 зависит от величины входной емкости С2, разрядного тока I_o генератора стабильного тока VT2, а также разницей между уровнем напряжения соответствующего логической единице который приблизительно равняется $U_{пит-я}$ и максимальным напряжением порога интегральной микросхемы ($\approx U_{пит-я}/2$),

$$t_2 = \frac{C_2 \cdot (U_{ПИТ} - U_{ПОР})}{I_0}. \qquad (1.1.2.1)$$

Когда емкость С2 разрядиться до уровня порогового напряжения снова меняет состояние своих входов триггер DD2, заряжается конденсатор С2 и начнется разряд конденсатора С1.

По достижении на конденсаторе С1 уровня порогового напряжения триггер DD2 снова переключается и этот процесс начинает повторяться.

Изменение время длительности импульсов, в данном генераторе, возможно осуществить изменением значения разрядных токов емкостей при помощи источников стабильного тока VT1 и VT2, управление которыми осуществляется аналоговым напряжением Ua.

При этом с изменением сигнала на входе значение тока одного из источников возрастает на величину ΔI, другого - снижается на величину ΔI. Если схема симметрична и емкости равны величина периода колебаний Т почти не меняется от изменения тока ΔI, но при этом способен может быть отрегулирован величиной I_o и станет равным [12-14]:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{2C \cdot (U_{ПИТ} - U_{ПОР})}{I_0} \qquad (1.1.2.2)$$

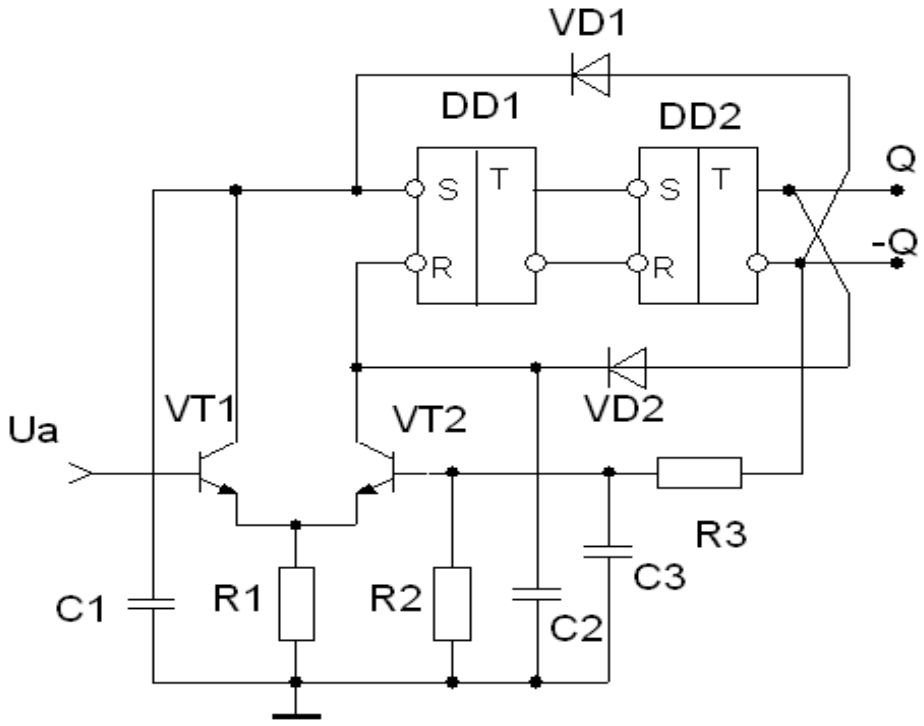

Рисунок 1.1.2.1 - Мультивибратор с функцией управления разрядного тока емкости

С целью повышения постоянства функционирования модулятора с выхода – Q в схему модулятора вводят обратную связь с помощью низкочастотного фильтра R3C3.

Настраивание модулятора осуществляется выбором сопротивления R1 на подходящую частоту модуляции.

Основным достоинством схемы упрощенность ее построения, а также небольшое количество логических элементов.

Недостатками схемы являются:

- Требование индивидуального процесса регулировки, а также настройки аналоговой части схемы;
- Зависимость от температуры параметров схемы и нестабильность ее питания;
- Ограниченность диапазона работы модулятора в линейном режиме.

1.2 ШИ – контроллеры

ШИ – контроллеры, которые управляются с помощью сигналов в цифровой форме, строятся на интегральных счетчиках, которые последовательным образом отсчитывают синхронизирующие импульсы [12-16]. И генерируют на выходе код, который изменяется линейно, нарастает или убывает исходя из режима счета, который может быть либо суммирующим, либо вычитающим.

Цифровое сравнивающее устройство осуществляет функцию сравнения входной управляющего кода с кодом счетчика и создает широтно-модулированный импульс как показано на функциональной схеме (см. рис 1.2.1.1).

1.2.1 ШИ - контроллер на основе реверсивного счетчика

Простым схемным решением для построения ШИ - контроллера служит реверсивный счетчик, который имеет в своем составе выводы, служащие для записи информации параллельным темпом.

Схемные варианты реализации данного ШИ - контроллера могут иметь некоторые различия, которые зависят от используемой интегральной схемы счетчика.

ШИМ контроллер на базе реверсивного счетчика К561ИЕ13 приведен на рис. 1.2.1.1.

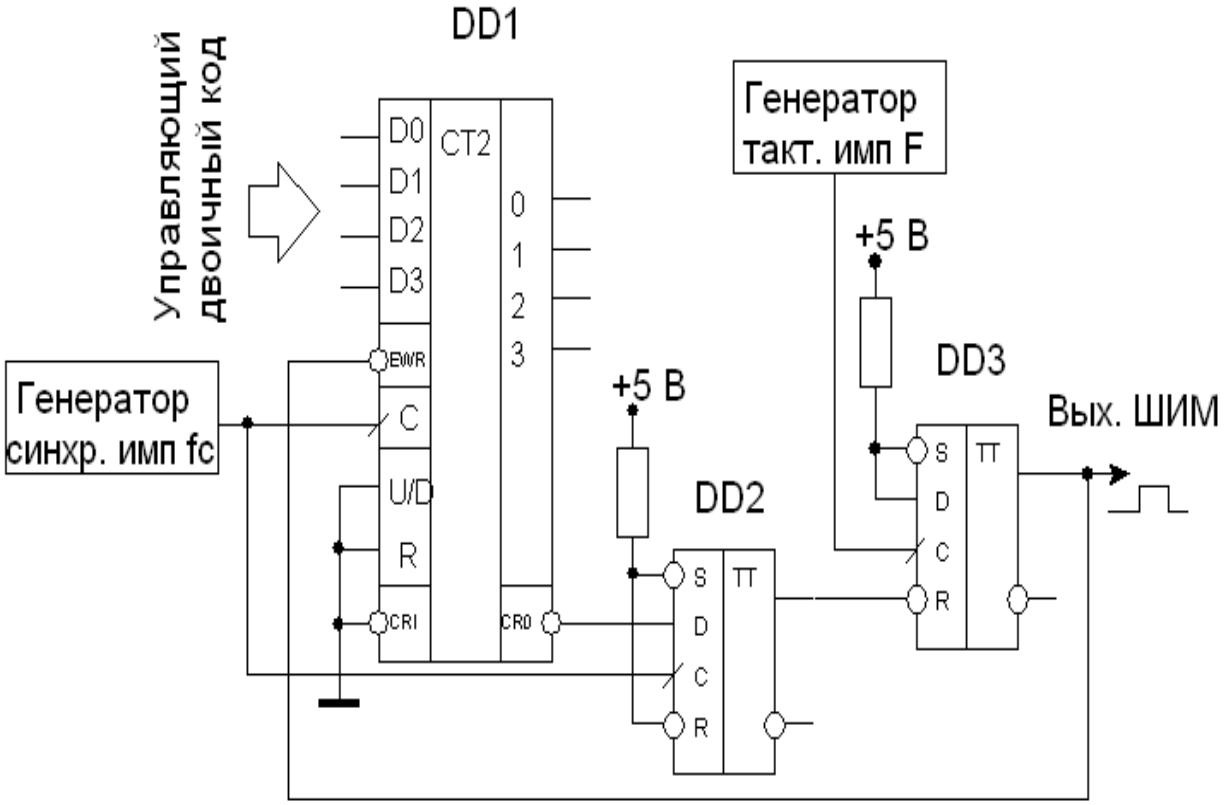

Рисунок 1.2.1.1 – ШИ - контроллер на основе реверсивного счетчика интегральной микросхемы К561ИЕ13

Счетчик с возможностью прямого и обратного счета DD1 подключен в схему в режиме вычитания: до начала каждого очередного такта ШИМ в

счетчике выставляется код, который соответствует входному управляющему коду [17,21].

Триггер DD3, выполняющий функции старта и остановки счета по приходу импульса запуска F выставляется в логическую единицу по входу Q, одновременно переключая режим работы устройства DD1 с режима загрузки параллельным способом в режим вычитающего счета.

Когда же код счетчика меняется из состояния нулей, на выход переноса CR0 приходит инвертированный импульс.

Сбрасывание триггера DD3 в состояние логического нуля при этом должен осуществляться по перепаду сигнала переноса CRO из состояния логической единицы в нулевое логическое состояние.

Но из - за того, что вход R третьего триггера является асинхронным, функцию привязки по такту следования импульса CR0 осуществляет второй триггер.

В перерыве следования импульсов широтно-импульсной модуляции третий триггер находится в начальном состоянии и на входе, который осуществляет функцию допуска записи в параллельном процессе в счетчик - EWR нулевой логический уровень.

Цикл завершен, схема ожидает появления последующего такта импульса F.

Генератор, осуществляющий функцию создания тактовых импульсов F, выставляет частоту повторения импульсов широтно-импульсной модуляции.

Частота $f_{синхр}$ генератора синхроимпульсов должна быть, по хотя бы в $К_{счет}$ раз выше частоты тактовых импульсов F.

1.2.2 ШИ - контроллер на основе асинхронного счетчика

Счетчики асинхронного типа направлены на решение простых задач, зачастую они не имеют входов, осуществляющих функцию параллельной загрузки кода, а направление, в котором ведется счет, идет только в прямом направлении.

Поэтому ШИ - контроллер на базе асинхронного счетчика реализуется несколько по - другому, нежели предыдущая схема [17-20,22].

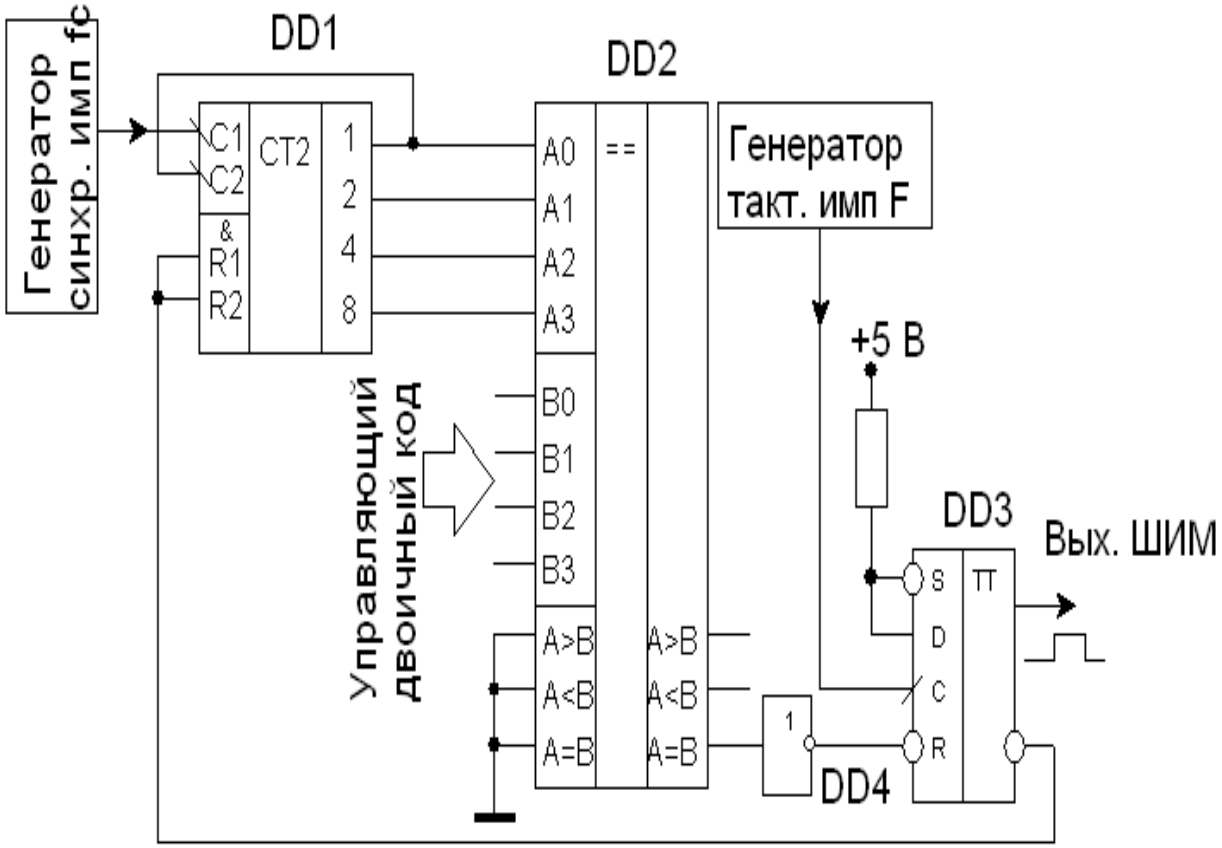

Рисунок 1.2.2.1 - ШИМ контроллер на асинхронном счетчике интегральной микросхемы К555ИЕ5 и компараторе интегральной микросхемы К555ЛП5

Работа схемы осуществляется так:

Двоичный счетчик на интегральной микросхеме DD1 создает код нарастающий линейным способом, который подлежит дальнейшему сравнению с помощью цифрового компаратора DD2 с управляющим входным.

Сигнал сброса (R) старт - стопного триггера DD3, образуется только при равенстве кодов.

Запуск триггера начинается когда происходит переключение из нулевого логического уровня в единичный логический уровень импульса генератора тактовых импульсов F.

Затем, когда триггер обнуляется, по приходу следующего тактового импульса стартует следующий цикл работы устройства.

Широтно-модулированный сигнал может быть зарегистрирован с выхода третьего триггера.

2. Формирователи линейно – изменяющегося напряжения

Напряжением в форме пилы (пилообразным напряжением) именуется такая форма напряжения, которая в течение промежутка времени $T_{раб}$ (участок рабочего хода) свойственно меняется линейно по соответствующему закону, а потом за временной промежуток $T_{обрат}$ (участок обратного хода) релаксируется к изначальному уровню [4,21].

В случае, когда на рабочем ходу пилообразное напряжение постепенно нарастает, такое напряжение называется линейно нарастающим; а если убывает – то линейно спадающим.

Пилообразное напряжение характеризуется такими параметрами, например как (см. рис 2.1):

- $T_{раб}$ – величина длительности участка рабочего хода,

- $T_{обр}$ – величина длительности участка обратного хода,

- U_m – амплитудное значение напряжения,

- T – период повторения импульсов напряжения,

- F = 1/F – частота повторения импульсов напряжения,

- k = U_m/T – средняя скорость изменения напряжения во время участка рабочего хода,

$\gamma = \frac{(\frac{dU}{dt})_{нач} - (\frac{dU}{dt})_{конеч}}{(\frac{dU}{dt})_{нач}}$ - коэффициент нелинейности пилообразного напряжения,

где $(\frac{dU}{dt})_{нач}$ и $(\frac{dU}{dt})_{конеч}$ - значения скорости изменения напряжения в начале и конце рабочего хода.

Параметр

$\gamma \to 0$

для идеально линейной формы пилообразного напряжения.

Обычно коэффициент нелинейности пилообразного напряжения измеряется в процентах, т.е. $\gamma \cdot 100\%$.

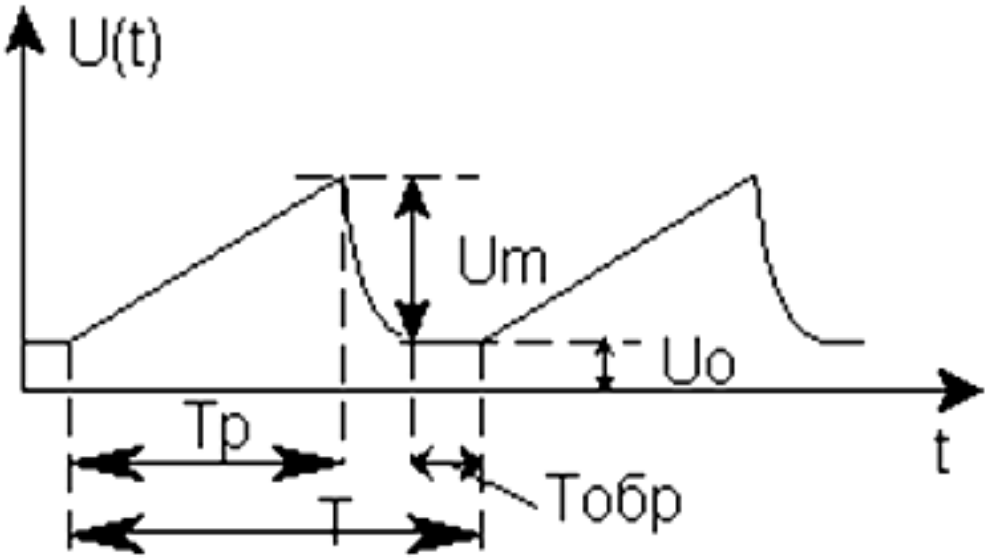

Рисунок 2.1 – Параметры, характеризующие линейно изменяющееся напряжение

Определить коэффициент нелинейности линейно изменяющегося напряжения непосредственно по осциллограмме высокого качества является непростой задачей.

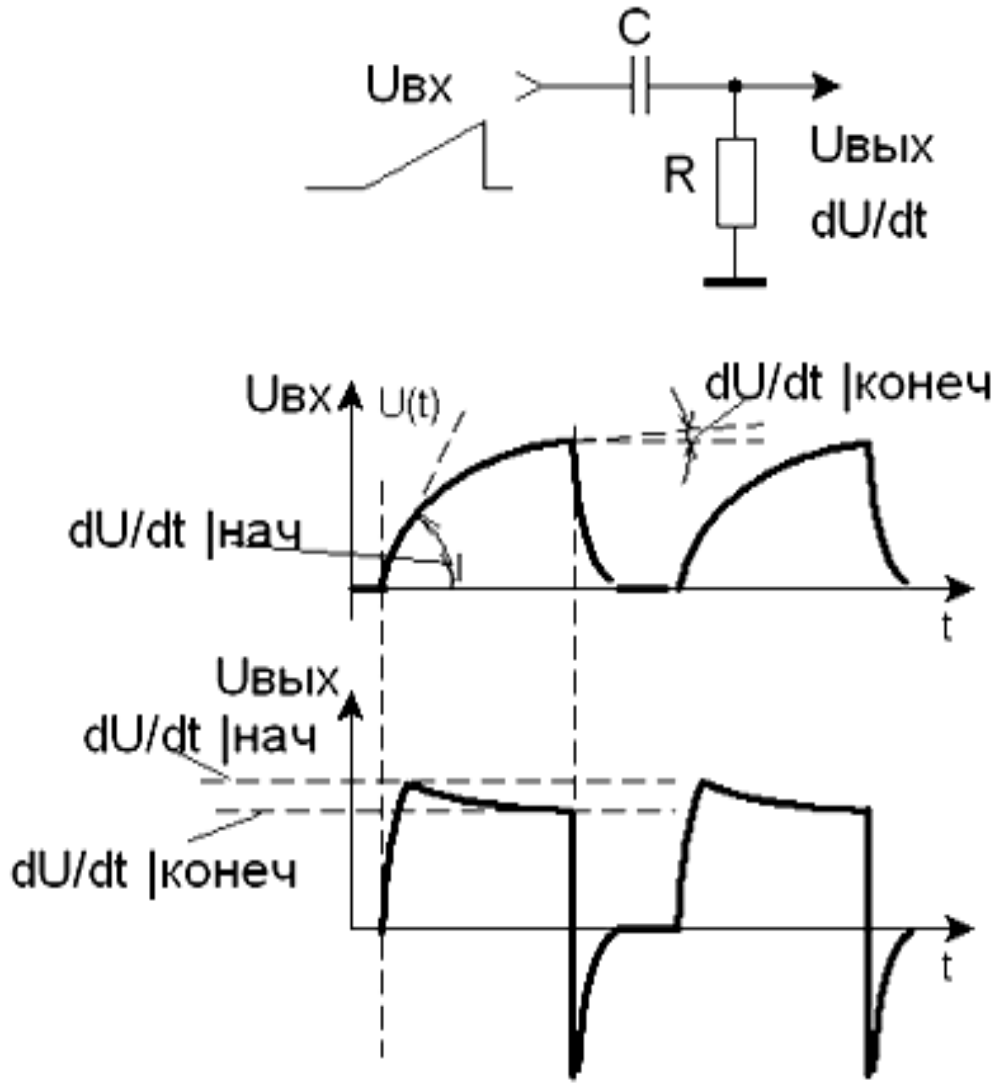

Рисунок 2.2 – Способ измерения коэффициента нелинейности по осциллограммам

Обычно эти измерения выполняются при помощи использования RC цепочки осуществляющей дифференцирование входного сигнала см. рис 2.2. Обычно для этих целей на вход RC цепочки подается исследуемое напряжение в форме пилы в случае выполнения следующего соотношения

$T >> \tau = RC$,

форма осциллограммы напряжения на выходе выглядит в виде производной напряжения на входе.

Замерив напряжения, которые совпадают со значением производной в начале и в конце участка рабочего хода, есть возможность определить искомый коэффициент нелинейности γ [4,20].

Напряжение пилообразной формы и ток могут применяться во всевозможных приборах развертки по времени, например в трубках телевизионной аппаратуры, мониторах, временной задержки, широтно-импульсных и аналого-цифровых преобразователях.

Структурные схемы, которые разъясняют принцип функционирования устройств формировки линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН – генератор линейно изменяющегося напряжения) приведены на рис 2.3. Напряжение в форме пилы можно получить, например, цифровым способом (рис 2.3а, б).

В этих случаях сначала происходит генерация линейно нарастающего, либо линейно убывающего двоичного кода двоичным счетчиком, а затем цифро-аналоговый преобразователь преобразует этот двоичный код:

- в либо в линейно нарастающее (а),

- либо в линейно спадающее (б) напряжение.

На практике же намного популярнее пользуются принципом получения напряжения, которое изменяется линейно за счет заряда емкостного накопителя (конденсатора) см. рис 2.3 в, либо процессом его разряда, см. рис 2.3, г, который осуществляется при помощи стабилизатора тока $I_{ст}$.

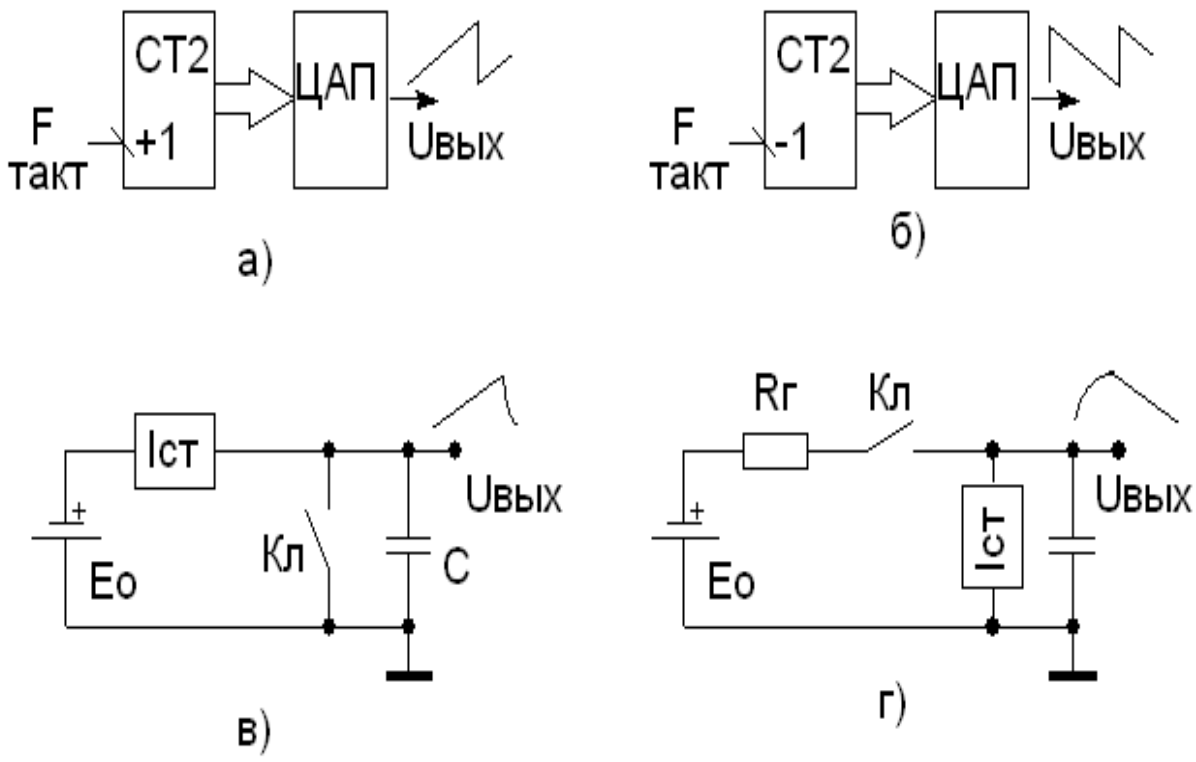

Рисунок 2.3 – Различные способы получения линейно изменяющегося напряжения

Как является давно известным скорость, с которой изменяется напряжение на емкости С, характеризуется разрядным и зарядным током этой емкости

$$\frac{dU}{dt} = \frac{i_c}{C}.$$

А это подразумевает, что для того чтобы получить напряжение которое будет изменяться линейно на емкости

$$\frac{dU}{dt} = const,$$

необходимо обеспечить постоянство тока этой емкости в течение длительности рабочего хода.

Так как

$(\frac{dU}{dt})нач = \frac{i_c нач}{C}$ и $(\frac{dU}{dt})\text{конеч} = \frac{i_c конеч}{C}$, то $k = \frac{\Delta i_c}{i_c}$.

Таким образом, качество напряжения в форме пилы целиком и полностью характеризуется надежностью звена стабилизатора тока. Генератор линейно изменяющегося напряжения допускается охарактеризовать как, например, аналогово-цифровую схему, которая содержит в своем составе схему с ключами и схему для стабилизации тока. Не редко можно встретить генераторы линейно изменяющегося напряжения, в схемах последних звено стабилизатора тока имеет форму самостоятельного функционального элемента (рис 2.1.1 и 2.1.2) и ГЛИН, в котором стабилизация тока реализуется за счет введения связи в обратном направлении.

2.1 ГЛИН со стабилизатором тока

Составное звено ГЛИН, а именно звено, представляющее собой стабилизатор тока это активный двухполюсник, ток которого, при изменении напряжения в широком диапазоне стремятся поддерживать неизменным во времени $I_{ст}$ = const.

Данный элемент обширно используется в настоящее время в электронике и существует много его схемных решений, основанных на базе биполярных и полевых транзисторов, а также операционных усилителей.

Стабилизаторы тока в интегральном исполнении, как отдельный функциональный элемент не производится, но возможна его реализация,

например, на основе стабилизатора напряжения в интегральном схемотехническом исполнении.

Приведем примеры простейших схем стабилизаторов тока.

Так, например представленная на рис 2.1.1 схема имеет вид классической схемы с общей базой (ОБ) с парой источников питания.

Динамическое сопротивление схемы определяется по вольтамперным характеристикам биполярных транзисторов в схеме с общей базой, которое вычисляется по следующим выражениям

$R_{вых\ ОБ} = \Delta U_{ст}/\Delta I_{ст}$.

Исходя из этого

$\Delta I_{ст} = \Delta U_{ст}/ R_{вых\ ОБ}$.

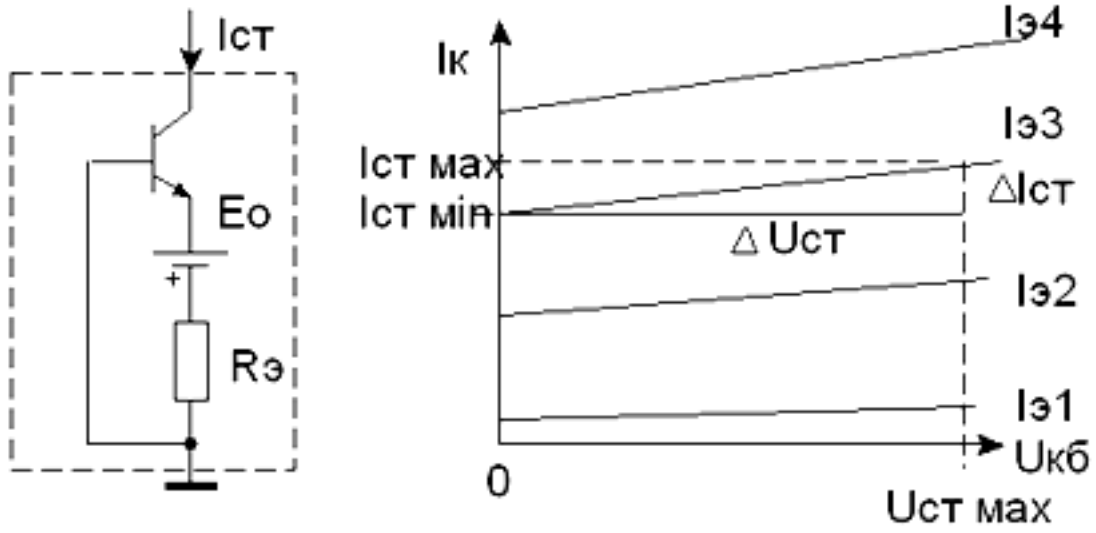

Рисунок 2.1.1 - Стабилизатор тока на биполярном транзисторе и его ВАХ

Эмиттерный ток создается током, который задается источником питания E_0,

$$i_Э = I_{ст} = \frac{E_0 - U_{БЭ}}{R_Э} \approx \frac{E_0}{R_Э}, \qquad (2.1.1)$$

где $U_{бэ} \approx 0.7$ В падение напряжения на прямо смещенном p - n переходе база-эмиттер биполярного транзистора.

С использованием звена стабилизатора тока, в схемах генераторов линейно изменяющегося напряжения, представляется возможным обеспечение коэффициента нелинейности:

$$\gamma = \frac{\Delta I_{ст}}{I_{ст}} = \frac{U_т}{E_0} \cdot \frac{R_Э}{R_{ЭвыхОБ}} = \frac{U_т}{E_0} \cdot \frac{R_Э}{\beta R_{ЭвыхОБ}} \qquad (2.1.2)$$

Свойства напряжения в форме пилы становится тем лучше, чем больше коэффициент передачи по току биполярного транзистора β.

В отсутствии дополнительного источника смещения звено стабилизатора тока, который втекает и вытекает, возможно построить на основе использования полевого транзистора с p - n переходом например с каналами n - и p - типа (на рис 2.1.2 показана схема с каналом n-типа). Сопротивление, стоящее в цепи истока транзистора Rи является сопротивлением цепи обратной связи и определяет величину тока стока Iс транзистора в рабочей точке, а также определяет ток стабилизатора:

$$I_c = I_{c\max}(1 - \frac{U_З}{U_{ЗО}}) , \qquad (2.1.3)$$

где: I_{c_max} – максимальное значение тока стока при $U_з = 0$;

$U_{З0}$ – напряжение отсечки;

$U_з$ – напряжение действующее между затвором и истоком в рабочей точке

$U_з = I_с \cdot R_и$.

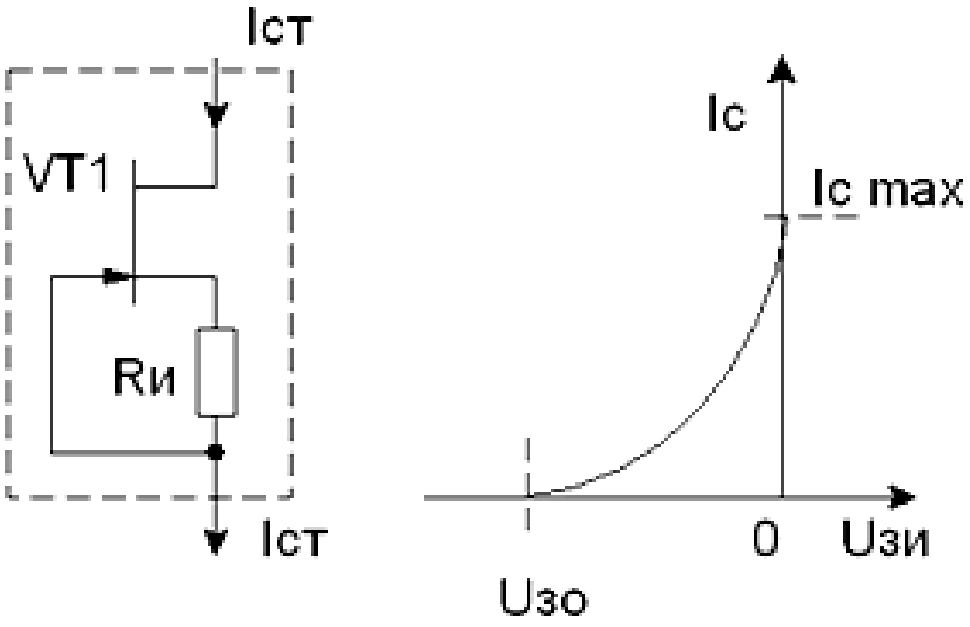

Рисунок 2.1.2 - Стабилизатор тока на основе полевого транзистора и стоко - затворная характеристика

Учитывая необходимые условия к току стабилизатора, с помощью записанного выше выражения представляется возможным определить $R_и$.

Дифференциальное сопротивление стока r_c и, что является не чем иным как выходным сопротивлением звена стабилизатора тока R_i фактически не находится в зависимости от величины тока стока и равняется примерно 10^5 0м, что является немного меньшим значением, нежели чем у биполярных транзисторов [4,21].

Достаточно просто реализовывается звено стабилизатора тока с током равным по величине $I_{стаб}$ на базе стабилизатора напряжения в интегральном исполнении (рис 2.1.3) с величиной напряжения при которой происходит стабилизация его уровня $U_{стаб}$, подключив к нему сопротивление

$R = U_{ст}/I_{ст}$.

Для того чтобы получить максимальное выходное сопротивление важно подбирать интегральные схемы стабилизатора напряжения малой мощности, у

которых максимальное значение тока стабилизации $I_{ст\ max}$ не так сильно отличается от значения тока стабилизации на рабочем участке $I_{стаб}$.

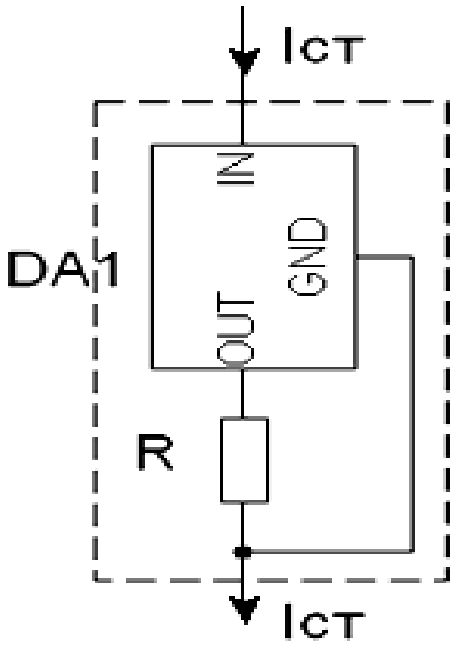

Рисунок 2.1.3 - Стабилизатор тока на ИМС

В схеме генератора линейно изменяющегося напряжения, которая приводится на рис 2.1.4 стабилизатор тока $I_{ст}$ построен на транзисторе VT2 структурой p - n - p.

В замену источника напряжения E_o применяется параметрический стабилизатор, основой для которого служит стабилитрон VD1 и сопротивление R1.

Напряжение, при котором стабилитрон осуществляет функцию стабилизации равняется $U_{стаб}$.

Сопротивление R1 устанавливает начальную величину тока стабилитрона $I_{ctf,\ min}$.

Значение сопротивления R1 определяют по выражению

$R1 = (E_{пит} - U_{стаб})/ I_{стаб\ min}$.

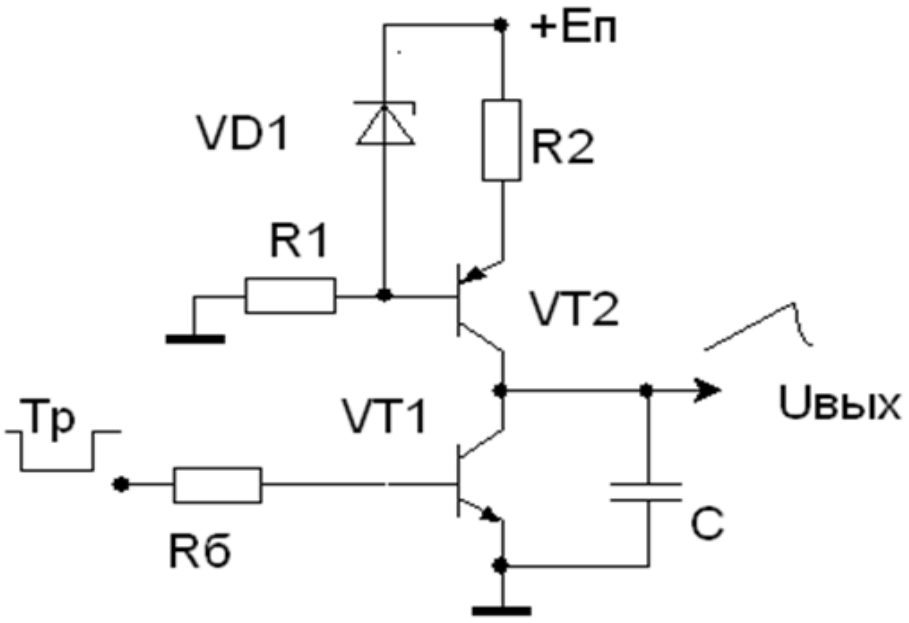

Рисунок 2.1.4 – Транзисторная схема генератора линейно изменяющегося напряжения с функцией стабилизации зарядного тока конденсатора

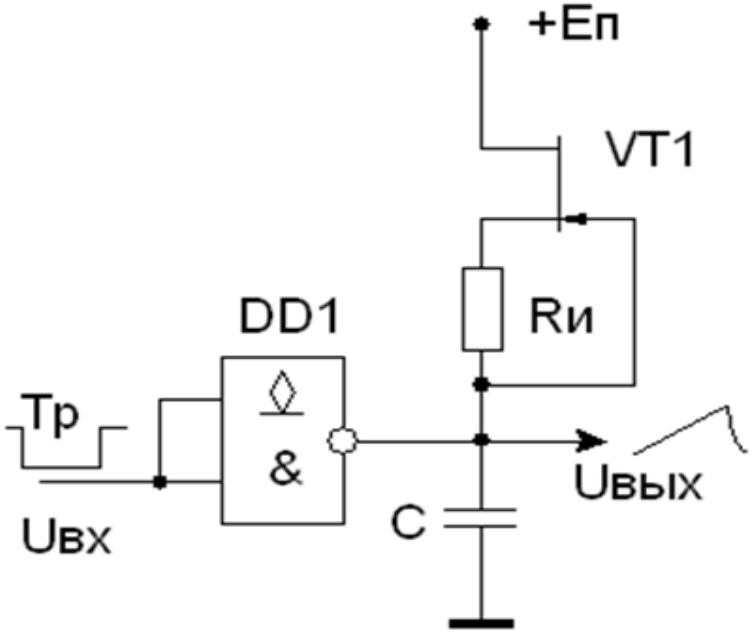

Рисунок 2.1.5 – Генератор линейно изменяющегося напряжения с функцией стабилизации зарядного тока емкости, построенный на интегральной схеме

В промежутке между импульсами транзистор VT1 находится в открытом состоянии и одновременно в режиме насыщения.

Напряжение на емкости Uc такое же, как и напряжение на насыщенном транзисторе

$U_{кэ_насыщ} \approx (0.1 \div 0.2)$ В.

По приходу запирающего импульса, величина длительности которого равняется времени длительности рабочего хода $T_{раб}$, транзистор VT1 запирается, емкость С заряжается током

$I_{стаб} = (U_{ст1} - U_{бэ})/R2$,

где $U_{ст}$ – напряжение стабилизации стабилитрона VD1, $U_{бэ}$ - напряжение на p - n переходе в прямом направлении база-эмиттер транзистора VT2

$U_{бэ} \approx 0.7$ В.

Из - за того что коэффициент стабилизации $k = \frac{U_m}{T_p} = \frac{i_C}{C}$.

Основываясь на данных выражениях, есть возможность найти и выписать выражение для амплитуды напряжения в форме пилы

$U_m = I_{ст} \cdot T_{раб}/C$.

На практике значение амплитуды подбирают практически равняющейся значению

$U_m \approx E_п$.

Пользуясь данным условием находят, какой потребуется ток стабилизатора $I_{ст}$, а далее уже находят параметры самого стабилизатора [2].

Время длительности обратного хода

$T_{обр} = CU_m/i_{с\ разр}$.

В тоже время разрядный ток емкости через транзистор VT1 является током коллектора

$Iк = \beta \cdot I_б = \beta \cdot U_{вх}/R_б$.

Таким образом

$$T_{обр} = \frac{CU_m R_Б}{\beta U_{вх}}. \qquad (2.1.4)$$

ГЛИН такого типа реализует коэффициент нелинейности, который приблизительно равен одному или двум процентам [4,21].

Значение амплитуды напряжения в форме пилы почти равняется $E_п$. Тем не менее, такие параметры справедливы для сопротивления нагрузки большой величины $R_н = \infty$.

Вследствие этого ток нагрузки должен равняться

$I_н = U_m/R_н$.

Схема ГЛИН служащая аналогом предыдущей схемы и реализованная с помощью логического элемента с открытым коллектором приведена на рис 2.1.7, где:

- DD1 – интегральная схема (логический элемент И) с открытым коллектором (интегральная микросхема К555ЛА8) которая осуществляет ключевую функцию,

- VT1 – стабилизатор тока на базе полевого транзистора с n каналом,

- Сопротивление $R_и$ - определяет стабилизированный зарядный ток емкости.

Ключевой элемент, выполненный на транзисторе VT1 (рис 2.1.8) в момент времени когда отсутствует входной импульс является открытым (сопротивление R1 определяет базовый ток ключа), эммитерный ток транзистора заряжает емкость С до напряжения почти равного $+E_п$.

Когда приходит запирающий входной импульс емкость С разряжается через стабилизатор тока на транзисторе VT2, который включен по схеме с общей базой ОБ.

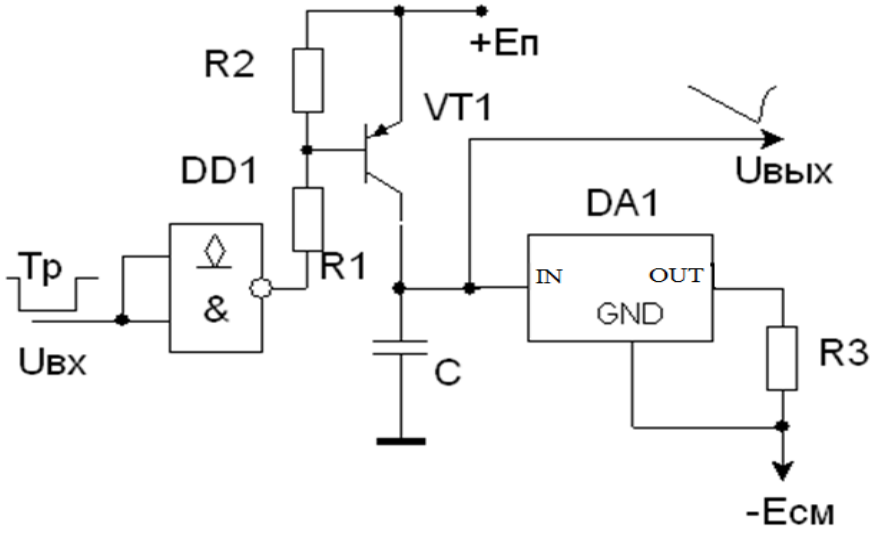

Рисунок 2.1.7 – Генератор линейно изменяющегося напряжения с функцией стабилизации зарядного тока емкости, построенный на базе логического элемента

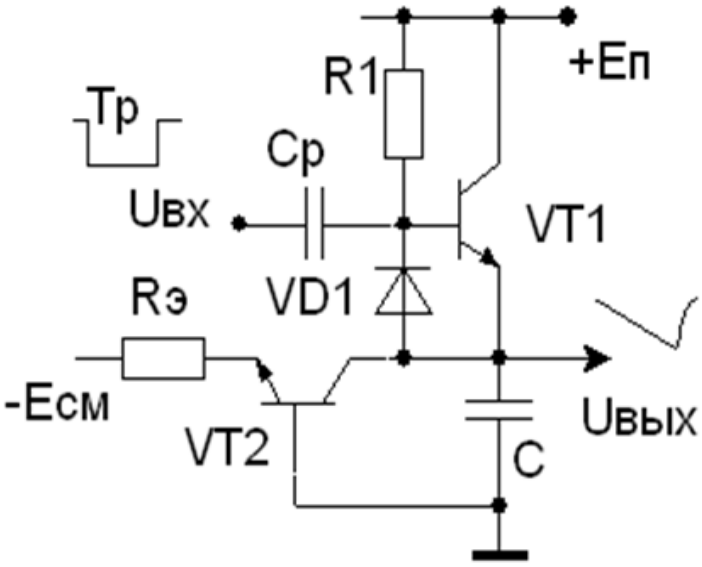

Рисунок 2.1.8 – Транзисторная схема генератора линейно изменяющегося напряжения с функцией стабилизации зарядного тока емкости

Ключевой элемент, выполненный на транзисторе VT1 (рис 2.1.8) в момент времени когда отсутствует входной импульс является открытым

(сопротивление R1 определяет базовый ток ключа), эммитерный ток транзистора заряжает емкость С до напряжения почти равного $+E_п$.

Когда приходит запирающий входной импульс емкость С разряжается через стабилизатор тока на транзисторе VT2, который включен по схеме с общей базой ОБ.

Ток стабилизатора равен

$I_{стаб} = -E_{см}/R_э$.

Для того чтобы защитить p - n перехода транзистора база-эмиттер от действия перенапряжения при запирании он шунтируется защитным диодом VD1.

Схемная реализация ГЛИН на интегральной основе с функцией стабилизации разрядного тока емкости (см. рис 2.1.7) содержит верхний ключевой элемент, построенный на логическом элементе с открытым коллектором DD1 и биполярном транзисторе VT1.

При логической единице на входе ключ будет открыт и насыщен, емкость С заряжена до напряжения приблизительно равного +Еп.

По приходу входного запирающего импульса емкость разряжается с помощью стабильного тока минуя на пути интегральную схему стабилизатора напряжения DA1 малой мощности (основой служит интегральная микросхема КР1157ЕНХХ, имеющая напряжение стабилизации $U_{стаб}$ и ток стабилизации равный $I_{стаб}$), нагруженный на сопротивление R3. Напряжение, которое задает величину смещения $E_{см}$, подбирается по значению, сравнимым с напряжением стабилизации $U_{стаб}$.

В тоже время выполняется выражение

$I_{ст} = U_{ст}/R3$.

Преимуществом этой, а также схожей ей схемы, также как и для ранее описанных схем, является хорошее качество линейности напряжения в форме

пилы, тем самым коэффициент нелинейности k равняется одному или двум процентам, величина амплитуды напряжения в форме пилы почти равна $E_п$.

Но данные параметры, возможно реализовать только при большой величине нагрузки $R_н = \infty$.

При более высоком значении тока, который ответвляется в нагрузку, возрастет коэффициент нелинейности k, а качественно напряжение в форме пилы при этом становится хуже.

2.2 ГЛИН с введением положительной обратной связи

В генераторах линейно изменяющегося напряжения этого вида используется функция введение следящей обратной связи с выхода генератора, которая отслеживает за величиной напряжения источника питания, который осуществляет заряд емкости [4,21].

Принцип функционирования данного типа ГЛИН объясняется на рис 2.2.1. Емкость заряжается от источника питания с напряжением

$U_A = E_0 + U_{вых}$

(U_A - потенциал в точке А).

Вследствие того, что коэффициент усиления усилителя K_u равняется единице, то значение напряжения на конденсаторе будет равным

$Uc = U_{вых}$.

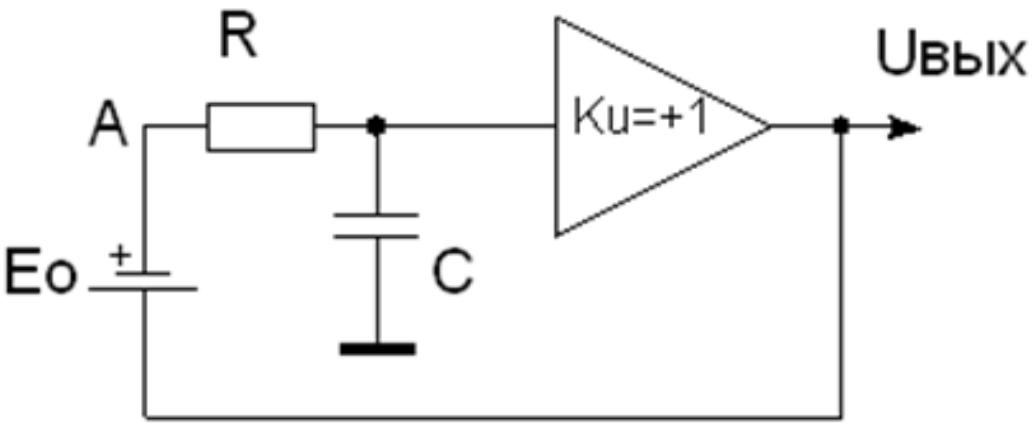

Рисунок 2.2.1 – Функциональная схема компенсационного генератора линейно изменяющегося напряжения с положительной обратной связью

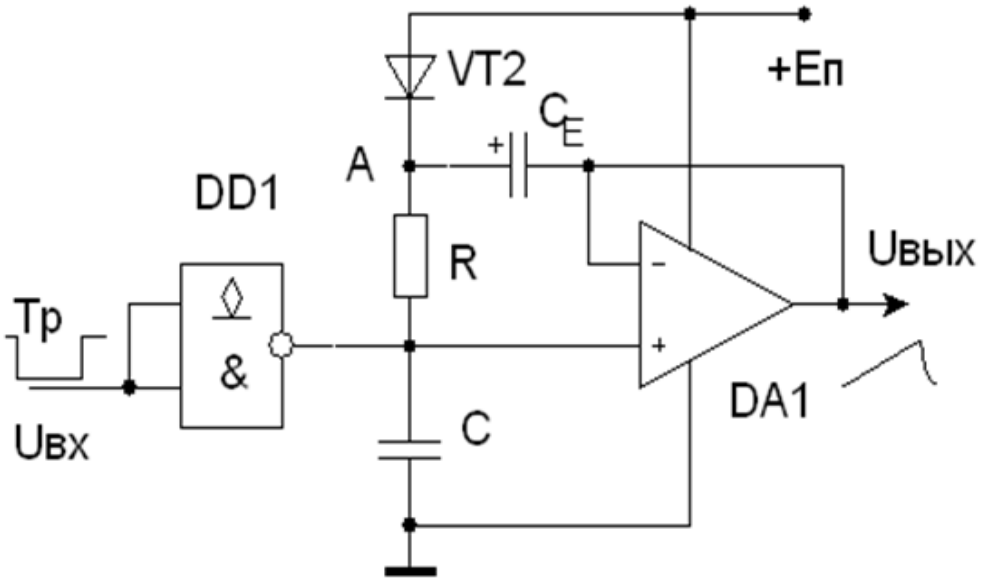

Рисунок 2.2.2 - Компенсационный генератор линейно изменяющегося напряжения с положительной обратной связью

Величина потенциала в точке А определяется суммой величины напряжения на сопротивлении R и напряжения на конденсаторе С:

$U_A = U_R + Uc = E_o + U_{вых}$.

При

$Uc = U_{вых}$,

и

$U_R = I_cR = E_o = const$.

Таким образом,

$I_c = E_o/R$

является постоянной величиной, а зарядка конденсатора осуществляется по линейному закону.

Схему данного генератора линейно изменяющегося напряжения можно наблюдать на рис 2.2.2.

Источником напряжения с величиной E_0 здесь выступает емкость C_E. Когда на вход схемы подается уровень напряжения соответствующий высокому уровню транзистор с открытым коллектором логического элемента DD1 будет открытым, напряжение на емкости Uc такое же по значению как и напряжение насыщенного транзистора, то есть составляет порядка десятых долей вольта.

Операционный усилитель DA1 функционирует в схеме в качестве повторителя таким образом, что разность потенциалов на выходе мала. Напряжение на емкости C_E равняется $+E_{пит}$ (напряжение в точке A

$U_A = +E_{пит}$).

Когда транзистор с отпертым коллектором логического элемента DD1уходит в режим отсечки конденсатор C находится в процессе зарядки при помощи стабильного тока который обеспечивает источник с напряжением равным

$U_A = E_п + U_{вых}$,

в этот же момент ключ на полупроводниковом диоде VD1 запирается и разъединяет узел A и источник напряжения.

Чтобы на конденсаторе C_E напряжение за время $T_{раб}$ не менялось заметно, необходимо выбирать из условия

$C_E >> C$.

После прохождения промежутка времени равного периоду в течение которого проходит рабочий ход транзистор с открытым коллектором логического элемента DD1 отпирается, емкость С разряжается при помощи транзистора который в данный момент времени находится в открытом состоянии.

А емкость C_E релаксирует величину своего заряда с помощью полупроводникового диода VD1 до до уровня разности потенциалов который равняется $E_{пит}$.

Коэффициент нелинейности генератора линейно изменяющегося напряжения равен

$$K = C/C_E \cdot 100\%$$

и он не зависит от значения сопротивления нагрузки [4].

2.3 ГЛИН с введением отрицательной обратной связи

Интегратор с RC цепочкой строится на операционном усилителе ОУ DA2 см. рис 2.3.1.

Напряжение на выходе операционного усилителя DA1 меняется в процессе регулирования сигнала на входе схемы в широком перепаде от значения $+E_{пит}$ до $-E_{пит}$.

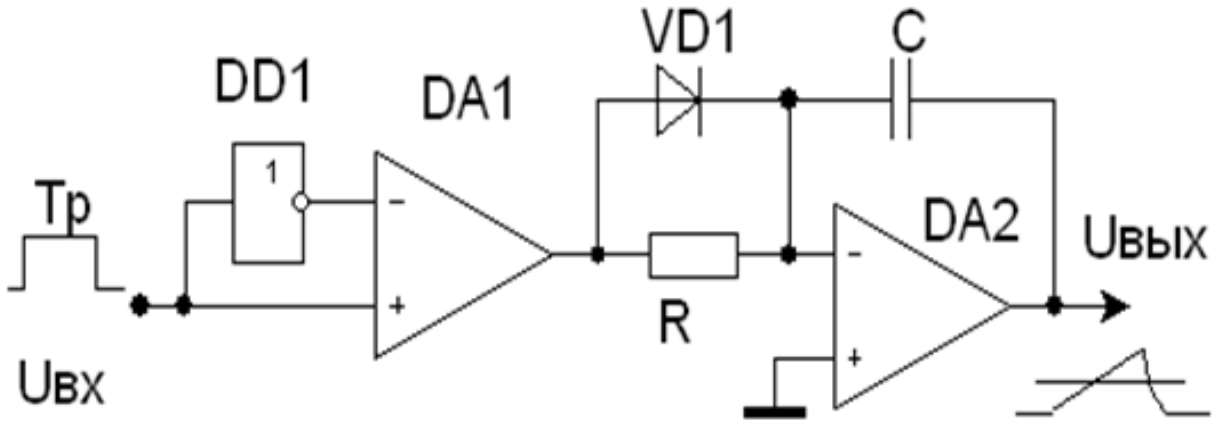

Рисунок 2.3.1 – Генератор линейно изменяющегося напряжения компенсационного типа с введенной в схему отрицательной обратной связью

В момент времени когда разность потенциалов на входе звена интегратор равняется $-E_{пит}$ зарядный ток емкости звена интегратора равный $Ic = -E_{пит}/R$ постоянен и как результат этого разность потенциалов на выходе звена интегратор определяется исходя из выражения

$$U_{вых} = \frac{1}{C}\int_0^{T_{раб}} i_c dt + C_0 = \frac{E_n t}{RC}\Big|_o^{T_{раб}} + C_0 \qquad (2.3.1)$$

и в процессе своего изменения характер этого изменения линеен.

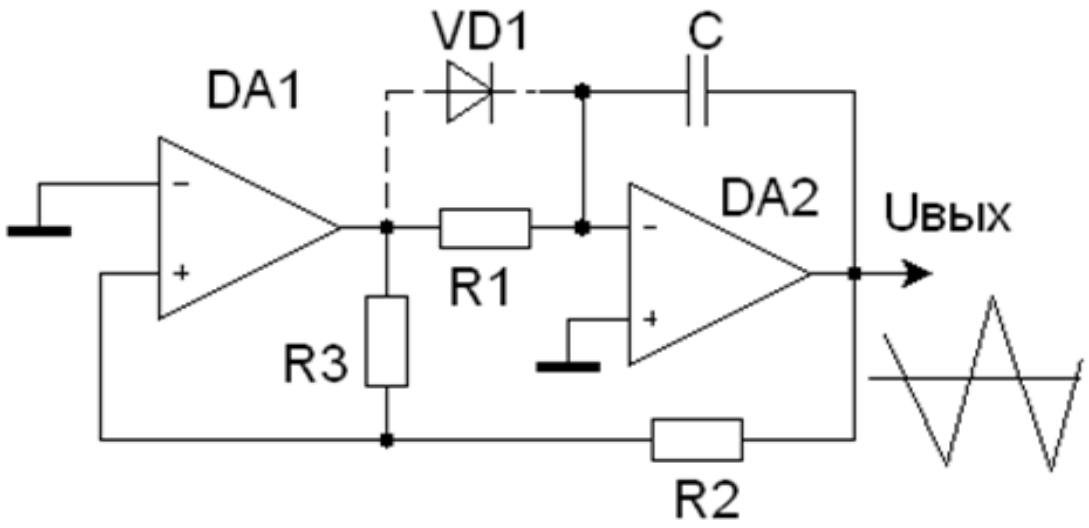

Рисунок 2.3.2 – Генератор напряжения в форме пилы

В момент времени, когда разность потенциалов на входе звена интегратор равняется + $E_{пит}$, полупроводниковый диод VD1 переходит в проводящее состояние и звено интегратора форсированным темпом меняет уровень разности потенциалов до значения равного

$U_{вых} = -E_{пит}$.

Линейный характер генератора линейно изменяющегося напряжения вызван причиной не идеальности операционного усилителя интегратора

$k \approx 1/K_{u\ ОУ}$.

Для современных операционных усилителей, которые обычно характеризуются большим по модулю значением коэффициента усиления, k является малой величиной и качественная характеристика напряжения в форме пилы данного устройства находится на высоком уровне.

Коэффициент нелинейности применительно к данной схеме почти не находится во взаимосвязи с сопротивлением нагрузки.

Значение частоты, с которой следуют импульсы, не должно быть очень велико, в противном случае звено интегратора не успеет перезарядиться в промежутках паузы до уровня разности потенциалов равного – $E_{пит}$.

Результатом этого явится явление появления дрейфа постоянной составляющей разности потенциалов на выходе, который обычно связан с процессом интегрирования токов на входе операционного усилителя (постоянная величина интегрирования C_0).

Изложенное выше ограничение отсутствует у генератора напряжения в форме пилы автоколебательного характера см. рис 2.3.2.

Компаратор на основе операционного усилителя DA1 осуществляет процесс сравнивания напряжения в форме пилы с выхода звена интегратора VD2 вместе с разностью потенциалов на выходе сравнивающего устройства (+ - $E_{пит}$) – делитель на сопротивлениях R2 и R3.

Когда эта сумма разностей потенциалов пересекает значение ноля сравнивающее устройство переключается и происходит смена напряжения в форме пилы до уровня разности потенциалов который теперь будет равняться $U_{вых}$.

В случае, когда в схеме нет полупроводникового диода VD1, кривая разности потенциалов на выходе схемы принимает треугольную форму, которая является симметричной относительно уровня нуля, у которой такты рабочего и обратного хода имеют линейный характер [4,21].

Качество пилообразного фронта, также как это было и в схеме которая иллюстрирована на. рис 2.3.1, не находится во взаимосвязи с сопротивлением нагрузки.

Временной промежуток периода, в течение которого импульсы повторяются на выходе похожего генератора линейно изменяющегося напряжения находится как

$$T_{повт} = \frac{R_2}{R_3} 4R_1C . \qquad (2.3.2)$$

С помощью сопротивления R1 удается отрегулировать значение частоты с которой следуют импульсы на выходе схемы, а сопротивлением R2 возможна регуляция амплитудного значения пилообразного фронта.

Когда полупроводниковый диод VD1 переходит в проводящее состояние, участок цепи в которой происходят процессы зарядки и разрядки емкости становится несимметричным и как результат данного события на выходе схемы образуется напряжения в форме пилы которое имеет несимметричную форму ($T_{раб} \neq T_{обр}$).

Заключение

Актуальность темы бакалаврской работы подтверждается широким распространением широтно-модулированных импульсных сигналов, устройства формирования которых, интегрируются в большинство новых микроконтроллеров.

В бакалаврской работе на основе проведенного аналитического обзора, рассмотрееы методы и средства технической реализации широтно – импульсных преобразователей (модуляторы) для управляющих систем.

В частности рассмотрены методы построения ШИМ – модуляторов на операционных усилителях, интегральных элементах логики, интегральных таймерах, а также ШИМ – контроллеры на основе реверсивных и асинхронных счетчиков. Кроме того рассмотрены и такие составные блоки ШИМ – преобразователей как генераторы - формирователи линейно – изменяющегося напряжения (ГЛИН) с элементами стабилизации тока, с применением как положительной, так и отрицательной обратных связей.

Достоинством осуществленной бакалаврской работы служит ее практическая направленность, а именно доведенная до схемотехнической реализации на современной отечественной электронной базе.

Список используемой литературы

1. Китаев Ю. Н. Основы построения цифровых устройств. Учебное пособие: СПб: ИТМО, 2007, 87с.

2. Феолистов Ф.Т., Чаулов О.Г. Тиристорные импульсные преобразователи. — М.: Информэлектро, 1985. — 55 с. — (Серия 05. Полупроводниковые силовые приборы и преобразователи. Выпуск 2).

3. Кувшинов Андрей А., Абрамов Г.Н., Кувшинов Алексей А. Логико-алгебраический метод управления выходными характеристиками широтно-импульсных преобразователей // Известия вузов. Электромеханика. – 2007. - № 3. – с. 35 – 41.

4. Бромер Ю.А., Пощук И.Н. Импульсная электронная техника. - М.: Высшая школа,1984.

5. Патент РФ 2341016 МКИ H03K7/08. Способ формирования широтно-импульсного сигнала / А. А. Кувшинов, Г.Н. Абрамов, А.А. Кувшинов. – Опубл. 10.12.2008, Бюл. № 34.

6. Патент РФ 2350007 МКИ H02M1/08. Способ широтно-импульсного управления статическим преобразователем / Ан.А. Кувшинов, Г.Н. Абрамов, А.А. Кувшинов. – Опубл. 20.03.2008, Бюл. № 8.

7. Кувшинов А.А., Кувшинов Ан.А. Логико-алгебраическое моделирование и синтез программируемых ШИМ-контроллеров в базисе операций предикатной алгебры выбора // Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии: Труды Всероссийской научно-технической конференции. – Тольятти, ТГУ, 2004. – Ч. 1. – с. 38 – 41.

8. Кувшинов Ан.А., Кувшинов А.А. Синтез программируемых ШИМ-контроллеров методом логико-алгебраического моделирования // Наука-сервису города: Сб. научных трудов V городской научно-практической конференции. – Тольятти: Изд-во ТГАС, 2005. – с. 101 – 103.

9. Кувшинов А.А., Абрамов Г.Н., Кувшинов Ан.А. Помехоустойчивый реляторный ШИМ-контроллер // Информатика, системы искусственного

интеллекта и моделирование технических систем: Труды международной конференции «Континуальные алгебраические 20 логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике – КЛИН-2005» (г. Ульяновск, 17 – 19 мая 2005 г.) / Под общей ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – Том 2. – с. 59 – 65.

10. Кувшинов Ан.А. Синтез одноканальных реляторов методом монтажного объединения типовых электронных компонентов // Приборостроение и электроника: Труды международной конференции «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике – КЛИН-2006» (г. Ульяновск, 16 – 18 мая 2006 г.) / Под общей ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Том 5. – с. 91 – 96.

11. Кувшинов А.А., Абрамов Г.Н., Кувшинов Ан.А. Аналого-аналоговые преобразования континуальных сигналов на основе коммутационных перестановок дискретных отсчетов // Приборостроение и электроника: Труды международной конференции «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике – КЛИН-2006» (г. Ульяновск, 16 – 18 мая 2006 г.) / Под общей ред. Л.И. Волгина. – Ульяновск: УлГТУ, 2006. – Том 5. – с. 104 – 111.

12. Кувшинов А.А., Абрамов Г.Н., Кувшинов Ан.А. Синтез реляторных ШИМ- контроллеров для коммутационного программирования регулировочных характеристик полупроводниковых преобразователей // Информационно-измерительная техника: тр. ун-та. Межвуз. сб. науч. тр. – Вып. 31 / под ред. профессора Е.А. Ломтева. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2007. – с. 173 – 190.

13. Варламов И. В., Касаткин И. Л. Микропроцессоры в бытовой технике. — Радио и связь, 1987

14. Beccuti G., Papafotio G., Morari M. Explicit model predictive control of the boost DC-DC converter // Preprints of the 2nd IF AC conf. on Analysis and Design of Hybrid Systems (Alghero, Italy), 7-9 June 2006, pp. 315-320.

15. Muhammad H. Rashid, Hasan M. Rashid. SPICE for Power Electronics and Electric Power (second edition) // USA, FL33487, Boca - Ration, 2006. p. 552.

16. Sira-Ramirez H., Silva-Ortigoza R. On the Resonant Converter: A Hybrid-Flatness Approach // Departmento de Ingenieria Electrica, C1NVESTAV-TPN, Avenida IPN, 2008, Col. San Pedro Zacatenco, A.P. 14740 Mexico, D.F., Mexico.

17. Trescases O., Tung W. Variable Output, Soft-Switching DC/DC Converter for VLSI Dynamic Voltage Scaling Power Supply Applications // 2004. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 4149-4155.

18. Vladimirov-Peterchev A. Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications // Electrical Engineering and Computer Sciences University of California at Berkley, Technical Report No. UCB/EECS-**2006-**22, p. 163.

19. Герасимов В.Г. «Электротехнический справочник Т2», МэИ, 2002

20. Ковалев Ю.З., Кузнецов Е.М. «Электрооборудование промышленности» Омск 2006

21. Хорвиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Пер. с англ. – Изд. шестое. М.: Мир, 2001.

22. Генераторы прямоугольных импульсов на микросхемах КМОП. В. Стрижов ,Схемотехника, 2000, № 2, с. 28