

УДК:

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ**

**Серегин Н. А.<sup>1</sup>, Вороной А. А.<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>ПГУТИ- Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Россия, Самара, e-mail:

[seregink228@gmail.com](mailto:seregink228@gmail.com)

**Проектирование импульсного стабилизатора напряжения инфокоммуникационной аппаратуры. Существующие предприятия часто используют для электропитания отечественные стойки УЭПС и серийные выпрямители типа ВБВ, имеющие на выходе пульсацию переменной составляющей 2 мВ. По литературным данным импортные ВУ обеспечивают пульсацию в 1 мВ. Таким образом, снижение пульсаций при питании современной импортной аппаратуры является весьма актуальной задачей. При этом, однако, необходимо учитывать данные по величине динамической ошибки при переходных процессах в таких ВУ. Разработан источник, отвечающий заданной величине пульсаций, с применением современной микросхемы управления 1114EУ1, которая имеет широкие возможности управления и хорошую защиту от перегрузок. Эта микросхема перспективна в применении при проектировании всех будущих источников питания.**

Ключевые слова: Системы энергоснабжения, аккумуляторная батарея, буферная система электропитания, автоматическое включение резерва, напряжение питания

## **SIMULATION OF THE OPERATION OF A PULSE VOLTAGE STABILIZER**

**Seregin N. A.<sup>1</sup>, Voronoi A. A.<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>PSUTI- Volga State University of Telecommunications and Information Technology, Samara, Russia, e-mail:

[seregink228@gmail.com](mailto:seregink228@gmail.com)

**Design of a pulse voltage stabilizer of infocommunication equipment. Existing enterprises often use domestic UES racks and serial rectifiers of the VBV type for power supply, which have a pulsation of a variable component of 2 mV at the output. According to the literature data, imported VUS provide a pulsation of 1 mV. Thus, the reduction of emis-**

**sions when powering modern imported equipment is a very urgent task. At the same time, however, it is necessary to take into account the data on the magnitude of the dynamic error during transients in such VUS. A source corresponding to a given value of pulsations has been developed using a modern micro-control circuit 1114EU1, which has extensive control capabilities and good overload protection. This chip is promising for use in the design of all future power supplies.**

Keywords: Power supply systems, battery, buffer power supply system, automatic switching on of the reserve, supply voltage

## Введение

Общим недостатком линейных стабилизаторов в случае существенной флюктуации входного напряжения является низкий КПД и повышенное тепловыделение. Мощные линейные стабилизаторы, обеспечивающие ток нагрузки от нескольких ампер и более, обладают большими массой и габаритами. Для существенной компенсации указанных недостатков применяют импульсные стабилизаторы.

Импульсным стабилизатором напряжения называют устройство, которое поддерживает неизменным напряжение на нагрузке за счет регулирования компонентом, работающим в ключевом режиме. Импульсные стабилизаторы, как и линейные, бывают параллельного и последовательного типов. В качестве ключевого компонента чаще всего используют транзисторы.

Поскольку рабочая точка регулирующего прибора почти все время находится в области насыщения или отсечки, минуя активную область, в транзисторе рассеивается мало тепла, а значит, КПД импульсного стабилизатора высок.

Стабилизация реализована путем изменения длительности импульсов или управления частотой их следования. Соответственно, различают широтно-импульсное (ШИ) или частотно-импульсное (ЧИ) регулирование. Иногда импульсные стабилизаторы работают в смешанном широтно-частотно-импульсном режиме (ЧШИ).

В стабилизаторах с ШИ-регулированием частота следования импульсов постоянна, а длительность импульсов непостоянна. В стабилизаторах с ЧИ-регулированием длительность импульсов неизменна, а варьируют частоту.

После регулирующего прибора напряжение имеет импульсную форму, а значит непригодно для непосредственного питания нагрузки. Прежде чем подать напряжение на нагрузку, его необходимо сгладить, для чего на выходе всех импульсных стабилизаторов устанавливают сглаживающие индуктивно-емкостные фильтры. Фильтры могут быть многозвенными, П-образными, Г-образными и других видов.

В зависимости от индуктивности сглаживающего дросселя ток через LC-фильтр может перестать течь к началу очередного импульса (тогда говорят о режиме работы с разрывным током) или продолжать течь, и в этом случае подразумевают режим работы с неразрывным током.

Если нагрузка требовательна к пульсациям напряжения, то предпочитают режим неразрывных токов, мирясь с обычно большими затратами провода обмотки дросселя. Если величина пульсации выходного напряжения незначительна, то целесообразна работа в режиме разрывных токов.

В данной дипломной работе исследуются характеристики импульсных источников электропитания. Предложены способы уменьшения пульсаций выходного напряжения, приводятся принципиальные электрические схемы импульсных источников электропитания с улучшенными динамическими характеристиками, что подтверждается расчётами входных цепей источников питания с бестрансформаторным входом.

# 1 Импульсные стабилизаторы

## 1.1 Основные типы импульсных стабилизаторов

Теории построения основных типов импульсных стабилизаторов посвящено достаточно много работ [1-3]. В них, как правило, описываются три основных типа импульсных стабилизаторов, схематичное изображение которых приведено на рис. 1.1 (верхний ряд — схемы с общим минусом, нижний ряд — с общим плюсом). Напомним, что регулирование выходного напряжения в импульсных стабилизаторах осуществляется скажностью переключения регулирующего элемента (биполярного или полевого транзистора), работающего в ключевом режиме (на рис. 1.1 он изображен схематически и обозначен буквой “К”). Модулированное входное напряжение поступает на индуктивно-емкостной (LC) накопитель энергии. Для обеспечения требуемых путей заряда-разряда в нем используются диоды (VD).

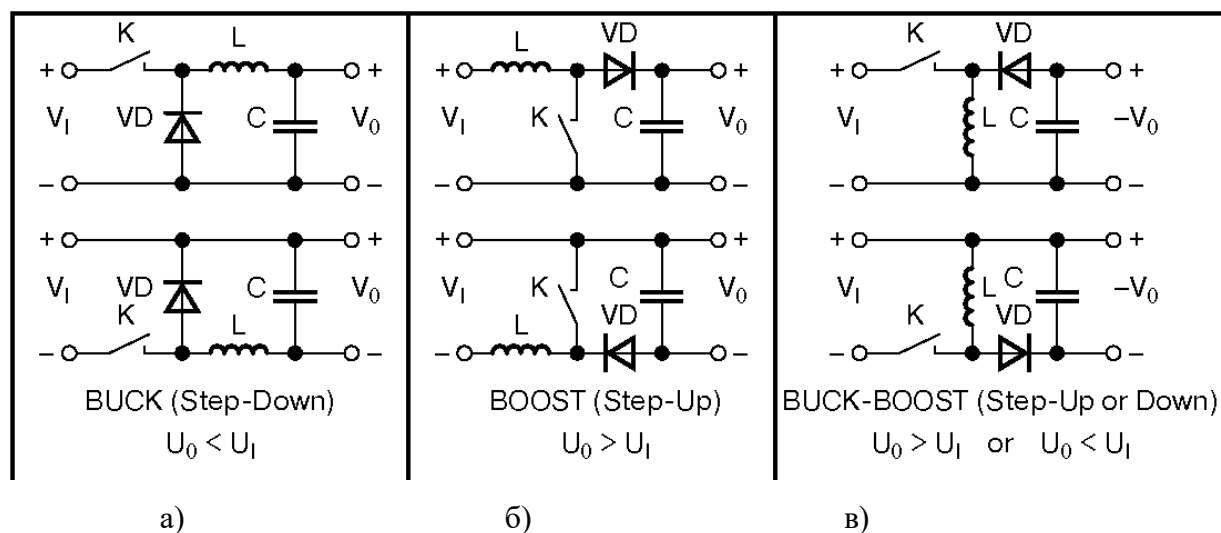


Рис. 1.1 – Основные типы импульсных стабилизаторов

На рис. 1.1, а схематично показаны импульсные стабилизаторы напряжения понижающего типа (в зарубежной литературе их принято называть BUCK или STEP-DOWN), то есть такие стабилизаторы, у которых выходное напряжение меньше входного. Выходное напряжение в них определяется отношением длительности включения ключевого элемента  $\tau$  к периоду следования импульсов  $T$ :

$$U_{\text{out}} = U_{\text{inp}} \cdot \tau / T,$$

где  $\tau$  — длительность импульса включения ключевого элемента;  $T$  — период следования импульсов;  $U_{\text{inp}}$  — входное напряжение;  $U_{\text{out}}$  — выходное напряжение.

Принцип работы такого стабилизатора заключается в том, что когда регулирующий (ключевой) элемент К открыт, через него, индуктивность L и нагрузку течет

ток. При этом ток (благодаря свойствам индуктивности) нарастает линейно и достигает своего так называемого пикового значения. При этом также заряжается конденсатор С. Диод VD в это время закрыт. При закрывании ключевого элемента К, открывается диод VD и линейно уменьшающийся ток течет через нагрузку, конденсатор С, индуктивность L и диод VD. Очевидно, что индуктивность L должна иметь достаточную величину (иными словами — запасать достаточно энергии) для обеспечения тока нагрузки на время выключения регулирующего элемента (время паузы  $t$ ).

На рис. 1.1, б) схематично показаны импульсные стабилизаторы напряжения повышающего типа (BOOST или STEP-UP), то есть такие стабилизаторы, у которых выходное напряжение больше входного. Выходное напряжение в таких стабилизаторах определяется отношением периода следования импульсов  $T$  к длительности выключения ключевого элемента (паузы)  $t$ :

$$U_{\text{out}} = U_{\text{inp}} \cdot T/t,$$

где  $t$  — длительность выключения ключевого элемента;  $T$  — период следования импульсов;  $U_{\text{inp}}$  — входное напряжение;  $U_{\text{out}}$  — выходное напряжение.

Принцип работы такого стабилизатора состоит в том, что когда регулирующий элемент К открыт, через него и индуктивность L течет ток. В это время диод VD закрыт, и нагрузка питается от заряженного конденсатора С. При закрывании ключевого элемента К открывается диод VD, и линейно уменьшающийся ток течет через индуктивность L, диод VD, нагрузку и конденсатор С, заряжая последний.

На рис. 1.1, в изображены импульсные стабилизаторы напряжения инвертирующего типа (BUCK-BOOST или STEP-UP-or-DOWN). У таких импульсных стабилизаторов выходное напряжение может быть меньше или больше входного, но имеет противоположный знак. Выходное напряжение в таких стабилизаторах определяется отношением длительности включения ключевого элемента  $\tau$  к длительности его выключения  $t$ :

$$U_{\text{out}} = U_{\text{inp}} \cdot \tau/t$$

где  $\tau$  — длительность импульса включения ключевого элемента;  $t$  — длительность выключения ключевого элемента;  $U_{\text{inp}}$  — входное напряжение;  $U_{\text{out}}$  — выходное напряжение.

Принцип работы такого стабилизатора аналогичен предыдущему.

Соотношения, необходимые для расчетов параметров и сопоставления импульсных стабилизаторов приведены в [1, 3]. Из всех трех приведенных типов импульсных стабилизаторов лучшими энергетическими и массогабаритными

характеристиками обладают понижающие стабилизаторы (рис. 1.1, а), наиболее часто применяющиеся на практике. Применение других типов импульсных стабилизаторов отмечается значительно реже из-за значительно более высоких требований к параметрам индуктивности  $L$  и конденсатора  $C$ .

Однако иногда приходится решать задачи, когда входное напряжение может быть и выше, и ниже выходного. Обычно при незначительных мощностях в нагрузке применяются различные преобразователи с использованием импульсных трансформаторов, имеющих, как минимум, две обмотки. При высоких мощностях трансформаторы должны обеспечивать передачу токов до нескольких десятков ампер на высокой частоте. Изготовление таких трансформаторов вызывает ряд трудностей, одна из которых — необходимость вести намотку жгутом проводов. Например, при импульсных токах порядка 30А и плотности тока около 3 А/мм<sup>2</sup> необходимо вести намотку жгутом из 50 проводов диаметром 0,35 мм. При этом даже одна обмотка с достаточной индуктивностью с трудом сходит в самый большой ферритовый сердечник, например, Ш20х28 2000НМ1, не говоря уже о двух и более обмотках, необходимых для создания преобразователя. Поэтому, в таких случаях обычно используются составные импульсные стабилизаторы.

Очевидно, что для построения составного импульсного стабилизатора с выходным напряжением, лежащим в середине диапазона входных напряжений, можно использовать последовательное включение двух стабилизаторов понижающего и повышающего типа (рис. 1.1, а, б) в различных комбинациях, либо два последовательно включенных инвертирующих импульсных стабилизатора (рис. 1.1, в). При этом первый из стабилизаторов должен создавать свое выходное напряжение за пределами диапазона входных напряжений, а второй — формировать требуемое выходное напряжение.

Составные импульсные стабилизаторы, естественно, имеют определенные достоинства и недостатки. Несомненным и, пожалуй, единственным их достоинством является снижение уровня пульсаций на выходе. К недостаткам относятся сложность и громоздкость устройства (в первую очередь из-за необходимости использования двух дросселей) и низкий КПД. Кроме того, не следует забывать, что при последовательном соединении импульсных стабилизаторов необходимо принимать меры по исключению сквозных токов через два включенных ключевых элемента, то есть, необходимо определенным образом синхронизировать работу двух стабилизаторов.

Следует также отметить, что при создании составных стабилизаторов с общим плюсом возникают дополнительные проблемы, связанные с тем, что большинство микросхем управления предназначены для работы в схемах с общим минусом.

Анализ вышесказанного, а также рассмотрение схем для работы с общим плюсом натолкнуло автора на идею создания комбинированного импульсного стабилизатора, у которого выходное напряжение находится внутри диапазона входных напряжений.

## 1.2 Принцип действия ИСН

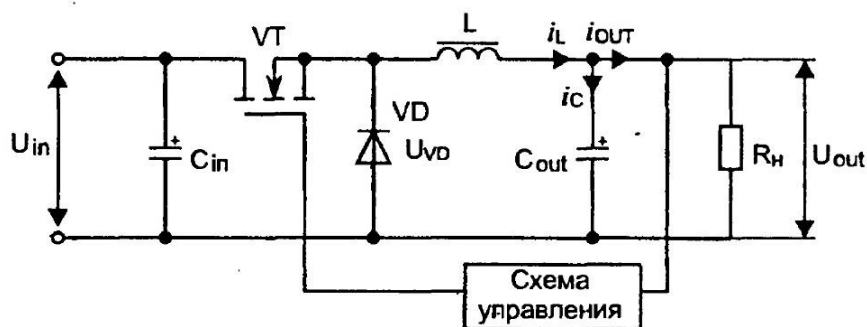


Рис. 1.2 Базовая схема ИСН

Входное напряжения  $U_{in}$  подается на входной фильтрующий конденсатор  $C_{in}$ . Ключевой элемент  $VT$ , в качестве которого может быть использован транзистор любого типа (биполярный, MOSFET, IGBT), осуществляет высокочастотную коммутацию тока. Кроме этого, в составе преобразователя должны быть разрядный диод  $VD$ , дроссель  $L$ , конденсатор  $C_{out}$ , образующие выходной LC-фильтр, а также схема управления, осуществляющая стабилизацию напряжения или тока нагрузки с сопротивлением  $R_n$ . Как видно из рисунка, ключевой элемент  $VT$ , дроссель и нагрузка включены последовательно, поэтому этот стабилизатор относят к классу последовательных схем.

Ключевой элемент может стабильно находиться только в двух состояниях — полной проводимости и отсечки. Если указанные состояния сменяют друг друга с постоянной периодичностью, равной  $T$ , то, обозначив время нахождения ключа в проводящем состоянии — как время проводимости ( $t_u$ ), а время нахождения ключа в состоянии отсечки — как время паузы ( $t_n$ ), можно ввести понятие коэффициента заполнения, равного:

$$D = \frac{t_u}{t_u + t_n} = \frac{t_u}{T} = t_u f,$$

где  $f$  — частота коммутации.



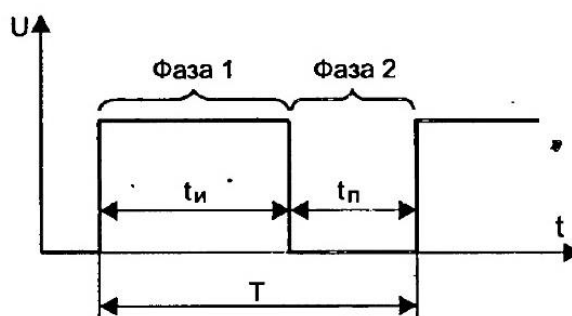


Рис. 1.3

На рис. 1.3 показана временная диаграмма для определения коэффициента заполнения. Нулевое значение  $D$  характеризует постоянное нахождение ключевого элемента в состоянии и отсечки, в то время как равенство его единице показывает режим постоянной проводимости. В состоянии отсечки напряжение на нагрузке равно нулю, в состоянии полной проводимости наблюдается равенство входного и выходного напряжений. В промежутке между "нулем" и "единицей" работа преобразователя складывается из двух фаз: набор энергии и разряда. Рассмотрим эти фазы подробнее:

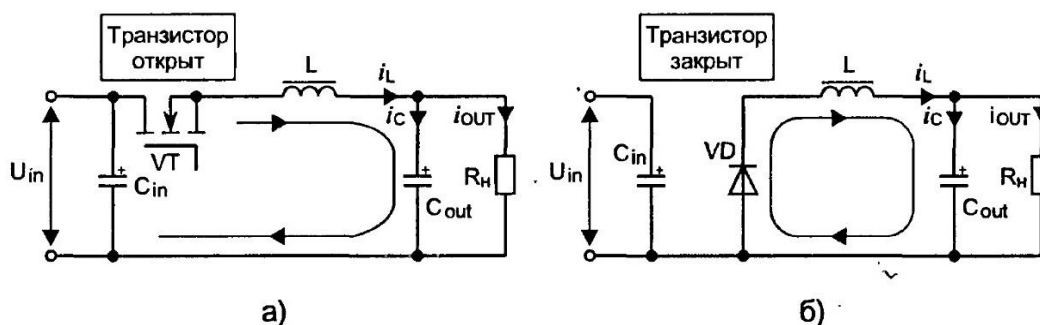


Рис. 1.4

Итак, фаза накачки энергии протекает на протяжении времени  $t_u$ , когда ключевой элемент  $VT$  открыт, то есть проводит ток (рис. 1.4, а). Этот ток далее проходит через дроссель  $L$  к нагрузке, шунтированной конденсатором  $C_{out}$ . Накопление энергии происходит как в дросселе, так и в конденсаторе. Ток  $i_L$  увеличивается.

После того, как ключевой элемент  $VT$  переходит в состояние отсечки, наступает фаза разряда (рис. 1.4, б), продолжающаяся время  $t_p$ . Поскольку любой индуктивный элемент стремится воспрепятствовать изменению направления и величины тока, протекающего через его обмотку, в данном случае ток дросселя  $i_L$  мгновенно уменьшиться до нуля не может, и он замыкается через разрядный диод  $VD$ . Источник питания в фазе разряда отключен, и дросселю неоткуда пополнять убыль энергии,

поэтому разряд происходит по цепи "диод-нагрузка". По истечении времени  $T$  процесс повторяется — вновь наступает фаза накачки энергии.

## 2 Преобразователи напряжения

### 2.1 Однотактные преобразователи напряжения с прямым (ОПНП) и обратным (ОПНО) включением диода

На рисунке 2.1 изображены две схемы однотактных преобразователей с прямым включением диода: на рисунке 2.1 а показана схема с прямым включением диода  $VD2$  и размагничивающей обмоткой  $w_p$ , на рисунке 2.1 б – мостовая схема однотактного преобразователя.

В схеме с прямым включением диода  $VD2$  и размагничивающей обмоткой, когда транзистор  $VT1$  открыт, напряжение  $U_{вх}$  оказывается приложенным к первичной обмотке трансформатора  $w_1$ . Диод  $VD2$  — открыт и энергия источника питания передается в нагрузку и запасается дросселем  $L$ . В интервале закрытого состояния транзистора энергия, накопленная дросселем, передается в нагрузку, а энергия, запасенная трансформатором через размагничивающую обмотку  $w_p$  и диод  $VD_p$ , отдается в источник питания. Поскольку в установившемся режиме работы энергия, запасенная трансформатором на интервале открытого состояния транзистора, должна быть полностью рекуперирована в источник питания, то максимальное значение  $\gamma_{max}$  зависит от соотношения чисел витков обмоток  $w_1$  и  $w_p$ . Чем шире пределы регулирования, тем больше значение  $\gamma_{max}$  и тем меньше число витков размагничивающей обмотки. Уменьшение числа витков размагничивающей обмотки приводит к увеличению напряжения на закрытом транзисторе преобразователя

$$U_{кз\ max} = U_{вх\ max} \left(1 + w_1/w_p\right). \quad (2.1)$$

Так, при  $w_p=w_1$  напряжение на закрытом транзисторе превышает входное напряжение в 2 раза, а при  $w_p=0,1w_1$  — в 10 раз. Регулировочная характеристика преобразователя имеет линейный характер:

$$U_{вых} = \gamma n_{21} U_{вх}, \quad (2.2)$$

где  $n_{21} = w_2/w_1$  - коэффициент трансформации.

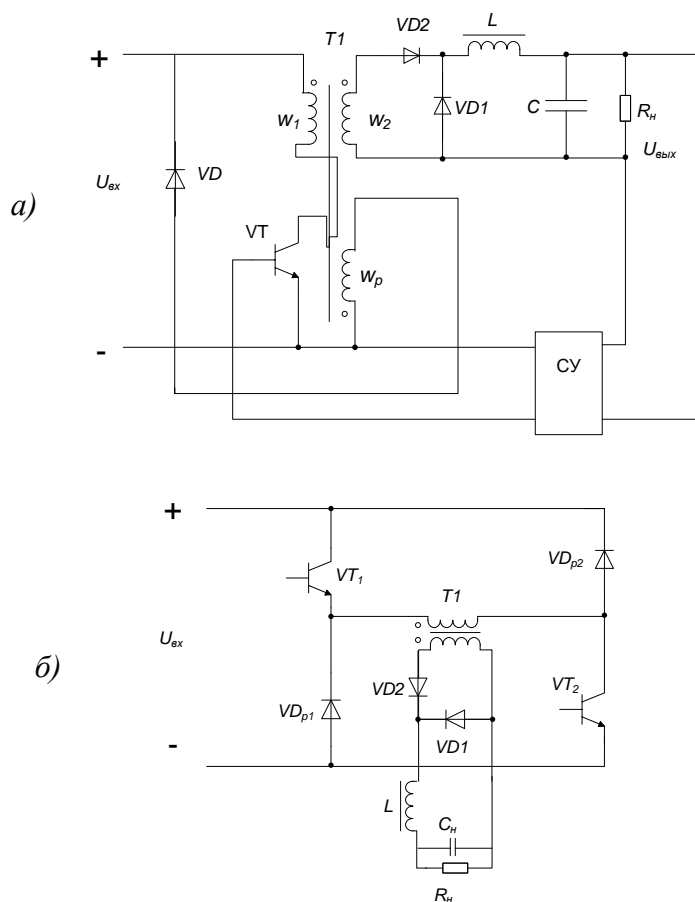


Рис. 2.1 – Схемы однотактных преобразователей с прямым включением диода: а) - с размагничивающей обмоткой; б) – псевдодвухтактная

Выражение (2.2) справедливо при условии безразрывности тока дросселя, которое имеет место при  $L > L_{кр}$ .

$$L_{кр} = U_{ввых} (1 - \gamma_{мин}) / 2f_{п} I_{н мин}, \quad (2.3)$$

где  $f_{п}$  — частота преобразования.

В мостовой схеме однотактного преобразователя (рисунок 2.1 б) напряжение на закрытом транзисторе не превышает максимального значения входного напряжения. В этой схеме транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  открываются одновременно. При этом к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение, равное входному. При запираии транзисторов напряжение на первичной обмотке трансформатора изменяет свою полярность, и обмотка оказывается подключенной через диоды  $VD_{p1}$  и  $VD_{p2}$  к источнику питания. В этом интервале происходит размагничивание сердечника трансформатора. В этой схеме  $\gamma_{max} \leq 0,5$ , и она находит применение в источниках электропитания с бестрансформаторным входом при питании от однофазной и трехфазной сетей переменного тока с напряжением 220...380 В.

На рисунке 2.2 даны две схемы однотактных преобразователей с обратным включением диода.

В схеме на рисунке 2.2 *а* при отпирании транзистора *VT1* напряжение питания прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Полярность напряжения на вторичной обмотке такова, что диод *VD1* закрыт. В этом интервале происходит накопление энергии в трансформаторе. После запираания транзистора *VT1* изменяется полярность напряжения на обмотках трансформатора, открывается диод *VD1* и энергия, накопленная в трансформаторе, передается в нагрузку. Конденсатор  $C_H$  заряжается.

Максимальное напряжение на закрытом транзисторе:

$$U_{кз\max} = U_{вх\max} + U_{вых} / n_{21} .$$

В схеме мостового типа (рисунок 2.2 *б*) максимальное напряжение коллектор-эмиттер равно входному.

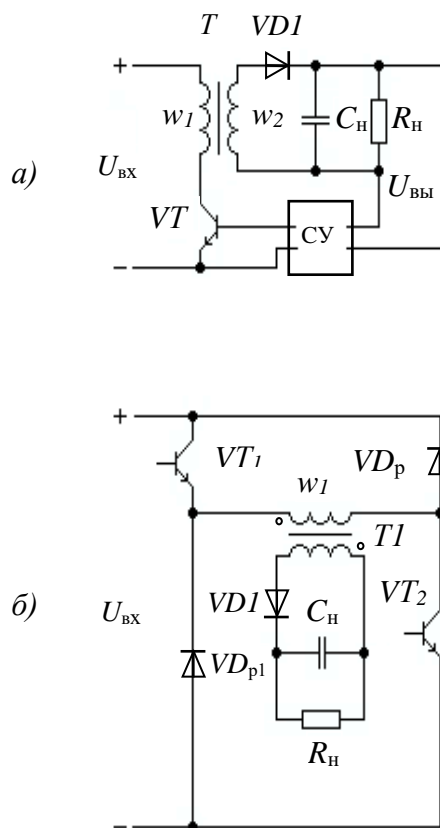


Рис. 2.2 – Схемы однотактных преобразователей с обратным включением диода

## 2.2 Двухтактные регулируемые преобразователи напряжения

Двухтактные регулируемые преобразователи напряжения (ДПН) содержат усилитель мощности, выпрямитель, фильтр и схему управления. Регулирование напряжения в таких преобразователях осуществляется по принципу ШИМ. Такие преобразователи находят применение в источниках электропитания радиоэлектронной аппаратуры и аппаратуры связи.

Усилители мощности двухтактных преобразователей могут быть выполнены по схеме со средней точкой первичной обмотки трансформатора, мостовой и полумостовой схемам (рисунок 2.3).

Преобразователи с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора (рисунок 2.3 а) применяются при пониженном входном напряжении. Усилитель мощности состоит из двух транзисторов VT1, VT2 и трансформатора T1. На базы транзисторов от схемы управления поступают управляющие импульсы определенной длительности (рисунок 2.4). Если открыт один из транзисторов, то к половине первичной обмотки трансформатора прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания  $U_{вх}$ , во второй половине первичной обмотки наводится ЭДС, значение которой равно  $U_{вх}$ .

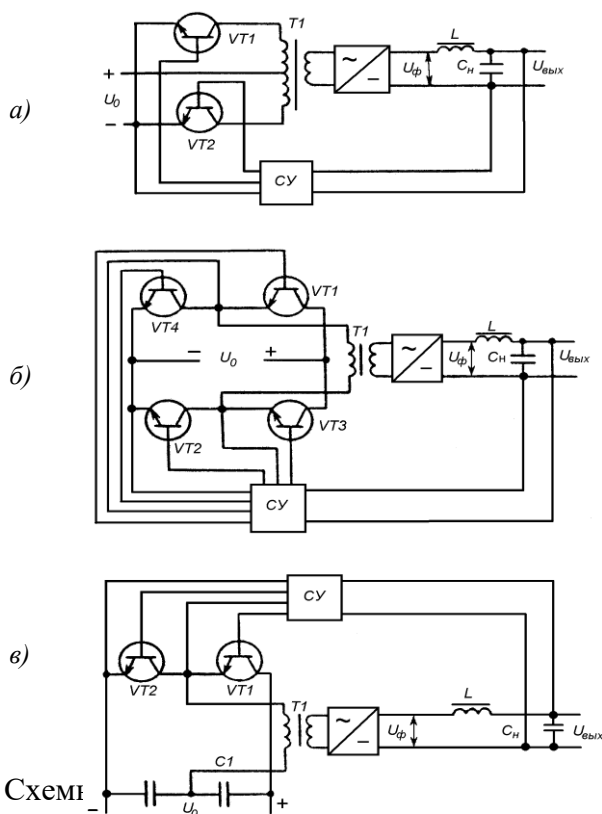


Рис. 2.3 – Схемы преобразователей:  
 а) – со средней точкой; б) – мостовая; в) – полумостовая

В большинстве случаев на выходе усилителя мощности включен двухполупериодный выпрямитель, выполненный либо по мостовой, либо по схеме со средней точкой. Таким образом, на вход фильтра с выхода выпрямителя за один период колебаний преобразователя поступают два прямоугольных однополярных импульса. Среднее значение напряжения на выходе выпрямителя равно:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \gamma w_2 / w_1,$$

где  $\gamma = 2t_u / T$ .

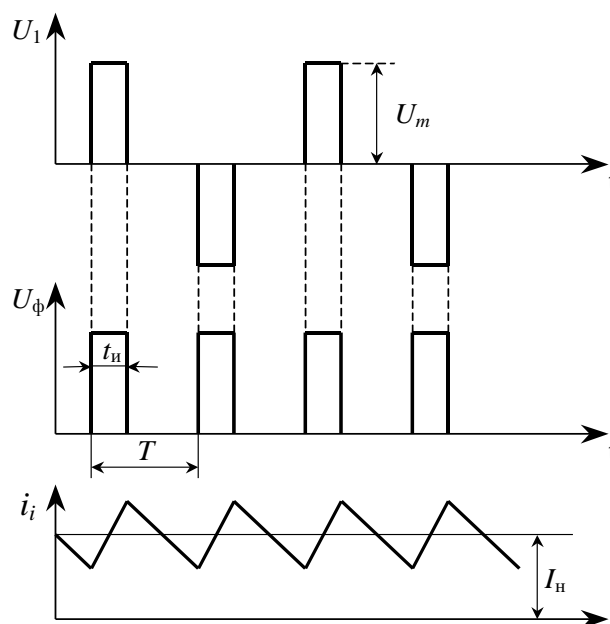


Рис. 2.4 – Временные диаграммы двухтактного преобразователя

В данной схеме преобразователя к закрытому транзистору прикладывается удвоенное напряжение питания, что является ее существенным недостатком.

В преобразователях мостового типа (рисунок 2.3 б) одновременно открыты два транзистора либо VT1, VT2, либо VT3, VT4.

Напряжение источника питания  $U_{\text{вх}}$  прикладывается к первичной обмотке трансформатора T1, причем в различные полупериоды полярность напряжения на первичной обмотке будет различна.

Напряжение на закрытом транзисторе в мостовой схеме равно напряжению источника питания  $U_{\text{вх}}$ .

Полумостовая схема преобразователя (рисунок 2.3 в) содержит емкостной делитель C1 C2. Напряжение на конденсаторах равно половине напряжения питания. Амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора равна напряжению на конденсаторе, т. е.  $U_{\text{вх}}/2$ . В этой схеме к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное  $U_{\text{вх}}$ . Ток коллектора транзистора преобразователя при одинаковой

мощности в нагрузке будет в два раза больше, чем в мостовой схеме и схеме со средней точкой.

Достоинством полумостовой схемы является отсутствие подмагничивания трансформатора.

В связи с большой мощностью импульсного источника электропитания для аппаратуры связи выбираем мостовую схему регулируемого преобразователя (рисунок 2.3 б) с питанием от трехфазной сети 380 В с нулевым проводом и последующим трехфазным выпрямлением с емкостным фильтром. Для согласования мощных выходных ключевых транзисторов с маломощной схемой управления применяем промежуточные усилители мощности (ПУМ). В качестве схем управления применяем современную микросхему 1114ЕУ1, подробное описание которой будет дано ниже. Перечисленным требованиям отвечает ИВЭ, изображенная в приложении №1 к дипломному проекту.

## 2.3 Описание схемы управления

### 2.3.1 Краткое описание принципиальной схемы управления

#### ИВЭ с использованием микросхемы 1114ЕУ1

Широкое внедрение импульсных стабилизаторов потребовало разработки соответствующих функционально законченных схем управления. Отечественная управляющая микросхема типа 1114ЕУ1 предназначена для управления двухтактными и однитактными преобразователями, построения стабилизаторов напряжения с защитой от перегрузок по току и по напряжению.

Цоколевка корпуса микросхемы изображена на рисунке 2.5 (вид сверху)

Металлокерамический корпус типа 4118.24-1

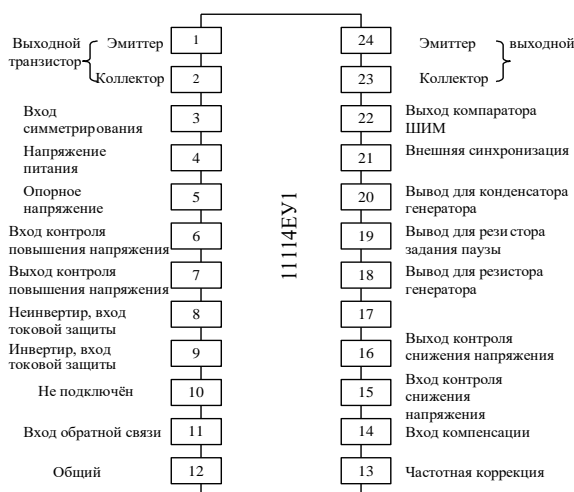




Рис. 2.5 – Цоколевка корпуса микросхемы 1114ЕУ1

Возможности и некоторые характеристики этой микросхемы изложены ниже:

- Встроенная схема ограничения тока
- Встроенный монитор повышенного и пониженного напряжения
- Специальный вывод внешней синхронизации
- Однотактная или двухтактная конфигурация выхода
- Содержит все компоненты полной схемы ШИМ - преобразователя
- Коммутируемое напряжение до 36В
- Диапазон напряжений питания 10...20В
- Нестабильность опорного напряжения по напряжению и току 0.2%
- Температурный коэффициент опорного напряжения  $<\pm 1\%$
- Два транзисторных ключа с выходным током каждого 100мА
- Диапазон частот генератора 1...200кГц
- Рабочий диапазон температур - 60...+125<sup>0</sup>С

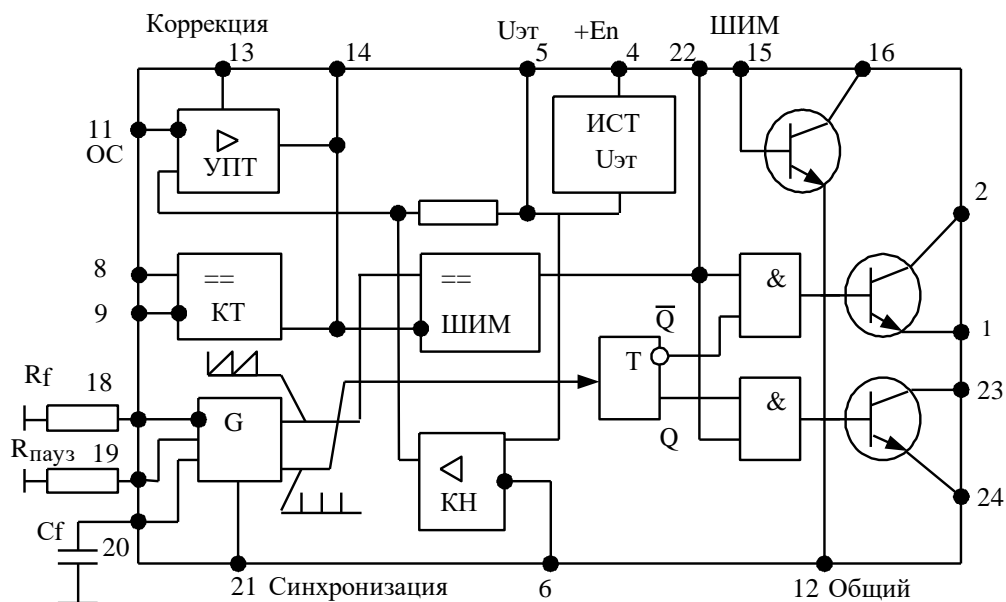


Рис. 2.6 – Структурная схема управляющей микросхемы 1114ЕУ1

Микросхема содержит следующие функциональные узлы:

а) УПТ - усилитель сигнала рассогласования с инверсным входом. (вывод 11 -вход обратной связи), корректирующим входом 13 (RC - корректирующие цепочки повышают устойчивость работы импульсных преобразователей)

На неинвертирующий вход УПТ поступает также эталонный источник опорного напряжения (вывод 5) от источника эталонного напряжения ИСТ  $U_{эт}$ , получающий питание от напряжения питания микросхемы  $+E_n$  (вывод 4).

Выход УПТ, равный разности опорного напряжения и сигнала обратной связи (вывод 4) поступает на инверсный вход компаратора ШИМ.

б) Компаратор тока КТ, имеющий два входа для осуществления токовой защиты от перегрузок и коротких замыканий (вывода 8 и 9), выход которого при перегрузках срывает нормальную работу ШИМ и запирает выходные транзисторы.

в) Генератор пилообразного напряжения G (типа RC) с входом 18, определяющий выбор величины сопротивления  $R_f$  и емкостью  $C_f$  (вывод 20), от которых зависит время нарастающего фронта пилы и резистором к выводу 19, определяющим время спада фронта пилы, т.е. паузы между импульсами ШИМ.

Временные диаграммы времени рабочих импульсов ШИМ и времени паузы можно проиллюстрировать следующими временными диаграммами рисунка 2.7.

Кроме того, вывод 21 осуществляет внешнюю синхронизацию пилообразных импульсов генератора G.

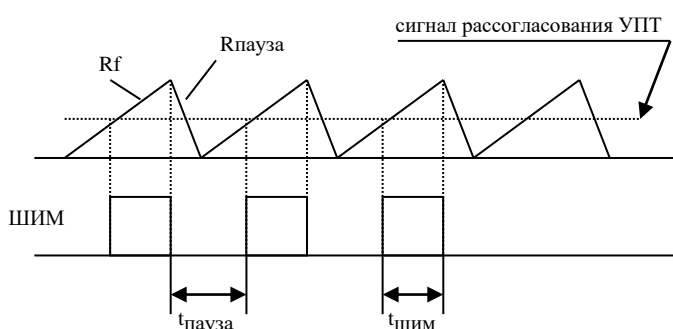


Рис. 2.7 – Временные диаграммы времени рабочих импульсов ШИМ и времени паузы, соответственно

Генератор G имеет два выхода: один выход соответствует пилообразному напряжению на рисунке 2.7, другой выход – узким импульсам, запускающим счетный триггер Т и образующим на его выходе последовательность импульсов, сдвинутых по

фазе на  $180^0$ , т.е. обычный и инверсный выход счетного триггера Т образует двухканальную систему импульсов управления (рисунок 2.8)

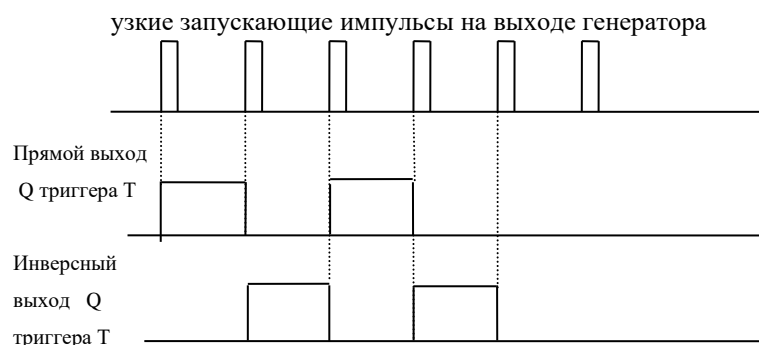


Рис. 2.8 – Временные диаграммы двухканальной системы импульсов управления

д) Две логические схемы «И», получающие на свои два входа: сигналы с ШИМ и сигналы с прямого и инверсного выхода триггера Т, которые окончательно реализуют двухканальную шиммированную систему управления транзисторами VT1 и VT2. Эта реализация иллюстрируется следующей временной диаграммой рисунка 2.9.

е) КН - компаратор повышения напряжения имеет ввод б - вход контроля повышения напряжения, правый ввод от эталонного источника  $V_{ЭТ}$  (ввод 5) и левый вывод, воздействующий на УПТ, определяя его степень воздействия на инверсный вход ШИМ, прерывая импульсы последнего при повышении напряжения с ввода G выше допустимого.

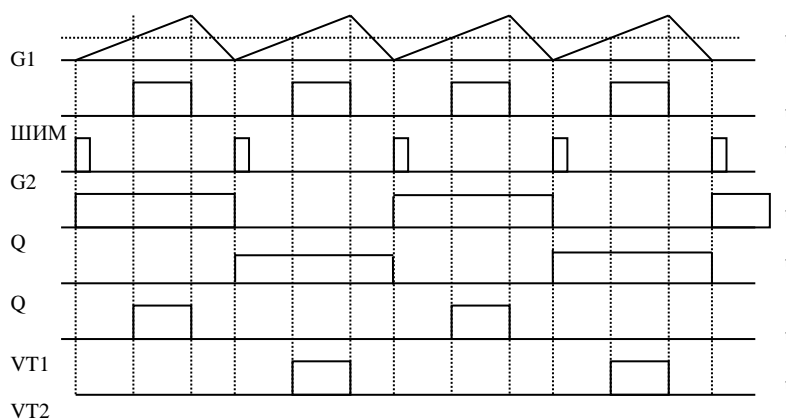


Рис. 2.9 – Временные диаграммы двухканальной шиммированной системы управления транзисторами VT1 и VT2

ж) Вспомогательный усилитель, контролирующий на выводах 15 и 16 соответственно вход контроля снижения напряжения и выход контроля снижения напряжения соответственно.

Максимальные значения параметров и режимов микросхемы 1114 ЕУ:

Напряжение питания (вывод 4)	10 - 20 В
Коммутируемое напряжение:	
1114ЕУ1, К1114ЕУ1А	36 В
К1114ЕУ1Б	32 В
Выходной ток	
К1114ЕУ1, К1114ЕУ1А	100 мА
К1114ЕУ1Б	80 мА
Коммутируемая мощность (при $U_{ком}=36В$ )	
К1114ЕУ1, К1114ЕУ1А	1,5 Вт
К1114ЕУ1Б	1,3 Вт
Мощность рассеивания	0,55 Вт
Диапазон рабочих температур	$-60^0 + 125^0С$
1114ЕУ1	$-45^0 + 85^0С$
К1114ЕУ1	$-45^0 + 85^0С$

ПРИМЕЧАНИЯ:

1. В рабочем диапазоне температур.
2. При коммутируемом напряжении 32 В.

Рассмотренная микросхема представляет широкие возможности для различных схем преобразователей со стабилизацией напряжения, тока и защитой от перегрузок.

### 2.3.2 Краткое описание схемотехнической реализации схем преобразователей на базе структурной схемы управляющей микросхемы 1114ЕУ1

На рисунке 2.10 показан пример применения управляющей микросхемы в импульсном стабилизаторе понижающего типа. Первичный источник питания  $U_1$  с помощью параметрического стабилизатора на базе стабилитрона обеспечивает питание микросхемы (вывод 4). Силовая часть выполнена на базе ключевого транзистора VT, сглаживающего LC фильтра и обратного диода  $VD_{обр}$

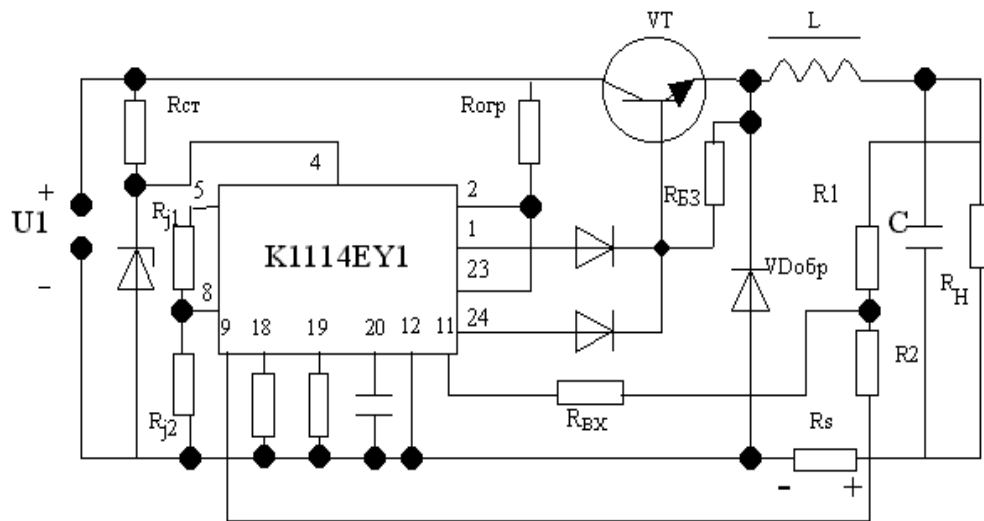


Рис. 2.10 – Построение импульсного стабилизатора с применением управляющей схемы 1114EY1

Выходной сравнивающий делитель  $R_1$ ,  $R_2$  осуществляет обратную связь по напряжению через вход 11.

Так база транзисторного ключа  $VT$  обеспечивается внутренними транзисторами микросхемы  $VT_1$  и  $VT_2$  (рисунок 2.6) микросхемы при их открывании. Развязывающие диоды в цепи базы обеспечивают суммирование тактовых импульсов двух каналов с коэффициентом заполнения  $0 \dots 0,9$ . То есть коллекторы 2 и 23 соединены общей линией, а эмиттеры 1 и 24 через разделительные диоды подсоединены к базе ключевого транзистора  $VT$ .

Для защиты по току в минусовом проводе стабилизатора включается резистивный шунт  $R_s$ . Вывод шунта, на котором образуется положительный потенциал, связан с входом 9 компаратора тока КТ (компаратор токовой защиты). На его правый вход 8 подан сигнал с делителя опорного напряжения (резисторы  $R_{i1}$ ,  $R_{i2}$ ). Таким образом, порог защиты определяется путем сравнения падения напряжения на шунте ( $U_i = R_s I_0$ ) и напряжения, снимаемого с резистора  $R_{i2}$  ( $U_{R_{i2}} = U_{эТ} R_{i2} / (R_{i1} + R_{i2})$ ), так как цепочка делителя  $R_{i1}$  и  $R_{i2}$  питается от вывода 5 ( $U_{эТ}$ ).

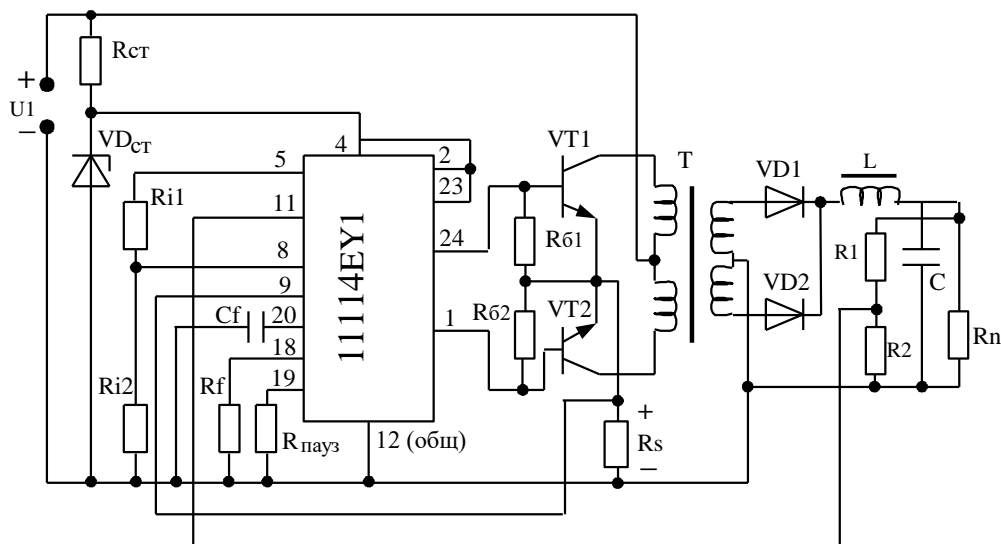


Рис. 2.11 – Применение управляющей микросхемы применительно к ДПН со средней точкой

На рисунке 2.11 показан пример применения управляющей микросхемы применительно к двухтактному импульсному преобразователю со средней точкой (ДПН со средней точкой), на рисунке 2.12 – применительно к мостовой схеме ДПН.

Структурная схема управляющей микросхемы 1114EY1 (рисунок 2.6) имеет два выходных транзистора, коллекторы которых обозначены цифрами «2» и «23», а эмиттеры – цифрами «1» и «24».

В разных схемах преобразователей схемы соединений этих выходных транзисторов различны, но общим правилом для микросхемы 1114EY1 является подсоединение одного или обоих эмиттеров к общей (минусовой) точке источника первичного питания «12 (общ)».

На рисунке 2.12 изображена схема ИСН с последовательным ключевым элементом и последовательным дросселем. Коллекторы выходных транзисторов микросхемы «2» и «23» объединены в общую точку и подключаются через  $R_{ct}$  к  $+U_1$ . Эмиттеры транзисторов «1» и «24» соединены параллельно через разделительные диоды, и подсоединены к базе силового транзистора VT и далее через базу эмиттерный переход VT,  $R_n$  подсоединяется к общей (минусовой) точке «12(общ)». Резистор  $R_{63}$  улучшает работу базу-эмиттерной цепи силового транзистора VT.

На рисунке 2.11 изображена схема ДПН со средней точкой. Здесь также коллекторы «2» и «23» объединены в общую точку и подключены к точке «4» (точке  $+E_{п}$  на рисунке 2.6). Эмиттеры «1» и «24» подсоединены к базовым цепям силовых транзисторов VT1, VT2 и далее через делитель  $R_{61}$ ,  $R_{62}$ , среднюю точку эмиттеров силовых транзисторов VT1, VT2, низкоомный резистор датчика тока  $R_s$  к общей

(минусовой) точке «12(общ)».

Направление токов, протекающих через резисторы  $R_{61}$ ,  $R_{62}$  находятся в противофазе, обеспечивая поочерёдную работу силовых транзисторов VT1, VT2 со сдвигом на  $180^\circ$  через полуобмотки силового трансформатора Т в противоположные стороны. Вторичные обмотки силового трансформатора Т и схема выпрямления со средней точкой обеспечивает питание нагрузки  $R_H$  постоянным током.

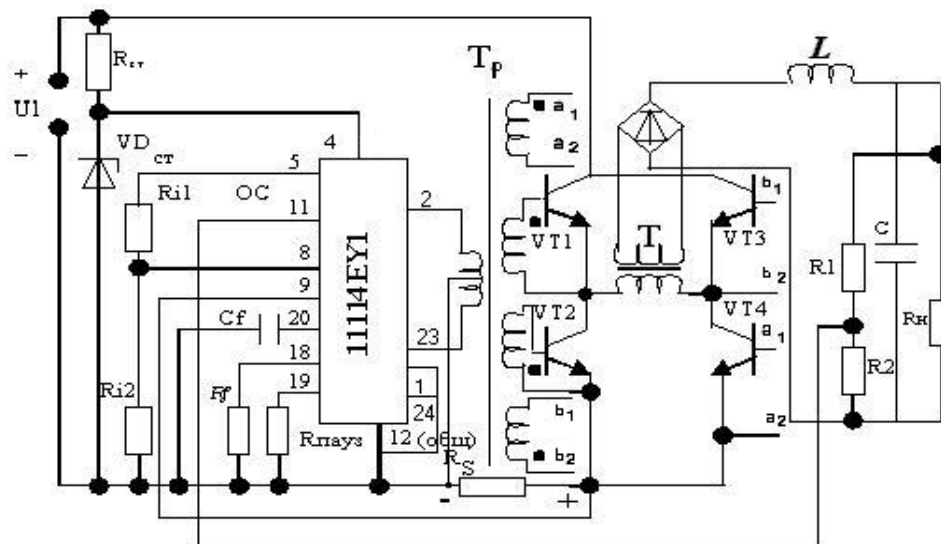


Рис. 2.12 – Применение управляющей микросхемы применительно к мостовой схеме ДПН

Схема подключения преобразователя ДПН со средней точкой (рисунок 2.11) существенно отличается от предыдущих. Питание коллекторов микросхемы «2» и «23» в этой схеме осуществляется от зажима «4» (точки  $+E_n$  на рисунке 2.6). В коллекторные выводы «2» и «23» в данной схеме включен промежуточный разделительный маломощный трансформатор  $T_p$ , средняя точка первичной обмотки которого подключается к общей (минусовой) точке «12(общ)». В общую точку соединяются и эмиттеры «1» и «24», которые также подсоединяются к точке «12(общ)». Благодаря такому включению полупериоды импульсов ШИМ протекают по обеим первичным полуобмоткам разделительного трансформатора  $T_p$  в противоположных направлениях, а во вторичных обмотках трансформатора  $T_p$  наводятся импульсы противоположных знаков.

В схеме ИСН с последовательным ключевым элементом и последовательным дросселем (рисунок 2.12) имеются четыре вторичных базовых обмотки разделительного трансформатора  $T_p$ , которые обеспечивают поочерёдную работу двух пар транзисторов VT1, VT4 и VT2, VT3, образующих мостовую схему преобразователя, обеспечивая протекание первичного тока силового трансформатора Т в разных направлениях.

Однофазные мостовые схемы выпрямления Гретца на выходе вторичных обмоток силового трансформатора Т в схеме на рисунке 2.12 обеспечивают протекание постоянного тока через сопротивление нагрузки  $R_n$ .

## **2.4 Описание принципиальной электрической схемы импульсного источника питания**

Как указывалось выше в п. 2.3 для заданного в ДП импульсного блока питания наиболее подходит мостовая схема преобразователя.

Сетевое трёхфазное напряжение  $3 \times 380$  В с четвёртым нулевым проводом, позволяющее получить трёхфазное напряжение 220 В между каждой фазой и нулевым проводом, через три плавких предохранителя FU1, FU2, FU3 подаётся на входной П-образный помехоподавляющий фильтр.

Индуктивности этого фильтра L1, L2, L3 устанавливаются в каждой фазе, а входные C1, C2, C3 и выходные C4, C5, C6 ёмкости – между каждой фазой и нулевым проводом.

Помехоподавляющий фильтр предназначен для снижения уровня импульсных помех, поступающих от импульсного блока питания, работающего на частоте 20 кГц в питаемую сеть переменного тока частотой 50 Гц.

Далее сетевое напряжение питает входной трёхфазный выпрямитель на базе диодов VD1, VD2, VD3, а также маломощный вспомогательный трансформатор TU1 через предохранитель FU4, на входе вторичных обмоток которого однофазные двухполупериодные выпрямители с ёмкостным фильтром. Причём первый выпрямитель, собранный на диодах VD4, VD5 обеспечивает напряжение питания промежуточного усилителя мощности – ПУМ (+24 В), второй выпрямитель, собранный на диодах VD6, VD7 обеспечивает питание микросхем 1114EY1 (+12 В).

На выходе трёхфазного ( сетевого) выпрямителя устанавливается соответствующая фильтровая ёмкость C10, обеспечивающая на выходе на частоте 150 Гц пульсацию величиной порядка 5-10 % от величины постоянной составляющей выпрямленного напряжения. Дальнейшее сглаживание низкочастотной пульсации (150 Гц) действием цепи обратной связи импульсного компенсационного стабилизированного преобразователя блока питания, причём, как известно, коэффициент сглаживания пульсаций такой цепью обратной связи численно равен коэффициенту стабилизации блока питания, т. е. весьма высок.



Для ограничения пускового тока при заряде конденсатора С10 используется низкоомный резистор R1, величина которого выбирается при расчёте входного выпрямителя.

Выпрямленное напряжение на выходе ёмкостного фильтра силового выпрямителя составляет обычно 250÷300 В. (Конденсатор С10 заряжается до амплитуды сетевого напряжения  $\sqrt{2}U_c = 1,41 \cdot 220 \approx 300 \text{ В}$ ) и поступает на двухтактный мостовой преобразователь, собранный на трансформаторе ТУ4 и четырёх транзисторах VT1, VT2, VT7, VT8, управляемых по базовым цепям с помощью двух промежуточных усилителей мощности ПУМ-1 и ПУМ-2. В такт управляющего импульса ШИМ, создаваемого, например, ПУМ-2, когда открыты транзисторы VT2-VT7, ток протекает по первичной обмотке трансформатора по пути “+” С10, VT7, первичная обмотка ТУ4 (справа – налево), транзистор VT2, -С10. Наведённая во вторичной обмотке трансформатора ТУ4 ЭДС выпрямляется выходным силовым выпрямителем по схеме со средней точкой, собранного на диодах VD13÷VD18 и сглаживается выходным двухзвенным LC фильтром, создавая в нагрузке напряжение 48 В.

В такт управляющего импульса ШИМ, создаваемого ПУМ-1, когда открыты транзисторы VT1-VT8 процессы в трансформаторе ТУ4 происходят в противоположном направлении.

Положительные управляющие импульсы с выходных обмоток ПУМ-2 XP5-XP6, XP7-XP8 поступают на базовые цепи XS5-XS6, XS7-XS8 и форсированно открывают транзисторы VT7, VT2 через конденсаторы С13, С20 и затем поддерживают их в открытом насыщенном состоянии через резисторы R4, R19. Аналогично происходит и с ПУМ-1.

Отрицательные управляющие импульсы запирают транзисторы через резисторы R9, R17.

Диоды VD9, VD10, VD21, VD22 служат для снятия возможных обратных перенапряжений на закрытых эмиттерно-коллекторных переходах силовых транзисторов мостового преобразователя.

Другая вторичная обмотка силового трансформатора ТУ4, образующая двухполупериодный выпрямитель со средней точкой на базе диодов VD19, VD20 служит для питания устройства плавного включения силового трёхфазного выпрямителя, выполненного на тиристоре VD8.

Выпрямленное напряжение на выходе такой схемы со средней точкой через резистивный делитель R2, R7 и фильтрующую ёмкость C9 поступает на управляющий переход тиристора VD8.

В исходном состоянии (при пуске) шунтирующий тиристор VD8 выключен и при включении силового трёхфазного выпрямителя происходит заряд конденсатора C10 через токоограничивающий резистор R1. Когда напряжение на конденсаторе C10 достигает номинального уровня  $U_{\text{вх ном}}$ , запускается мостовой преобразователь на выходе которого с выпрямителя на диодах VD19, VD20 появляется номинальное напряжение, достаточное для открытия управляющего перехода тиристора VD8. Он открывается, шунтирует токоограничивающий резистор R1 и остаётся в таком состоянии пока работает мостовой преобразователь. Это повышает КПД силового трёхфазного выпрямителя до уровня 0,97 - 0,98.

Так как мостовой преобразователь является двухтактным, то для своего управления он требует двухканальной системы управления, т.е. в том числе двух идентичных промежуточных усилителей мощности: ПУМ-1, ПУМ-2.

Рассмотрим работу усилителя ПУМ-1, который представляет собой по сути дела устройство, близкое к одноканальному однотранзисторному преобразователю с прямым включением диода (ОПНП). Он состоит из трансформатора TU2, имеющего основную обмотку I, обмотку форсированного отпирания силового транзистора VT5 (обмотку IV), размагничивающую обмотку V с диодом VD16, вспомогательного транзистора VT3 для форсированного запираания силового транзистора VT5 и двух выходных обмоток: II и III, питающих базовые цепи соответствующих силовых транзисторов мостового преобразователя.

Работа ПУМ протекает следующим образом:

На его вход поступают прямоугольные импульсы ШИМ с клемм «24» и «1» микросхем 1114EY1, которые протекают по резистивному делителю R11-R15 и открывают цепи базы силового транзистора ПУМ-1 VT5. По обмотке I от источника вспомогательного напряжения +24 В (зажим 1) начинает протекать через силовой транзистор VT5 основной ток, который наводит ЭДС во всех обмотках, в том числе и в форсирующей обмотке IV. (Ток в размагничивающей обмотке V не протекает на такте импульса из-за блокирующего диода VD16).

ЭДС в обмотке IV через диод VD14 заражает конденсатор C15 и форсирует протекание базового тока через силовой транзистор ПУМ-1 VT5. В результате этого процесса силовой транзистор VT5 резко и полностью открывается, и импульс с крутым фронтом передаётся в выходные обмотки ПУМ-1.

После окончания протекания импульсов ШИМ по резистивному делителю R11-R15, когда конденсатор C15 зарядился до максимального значения, потенциал базы вспомогательного транзистора, определяемый величиной напряжения на резисторе R15, становится существенно меньше, чем потенциал его эмиттера, определяемого напряжением зарядившегося конденсатора C15. Возникающий базовый ток открывает вспомогательный транзистор VT3 и его коллекторный ток по цепи: “+” C15, эмиттерно-коллекторный переход VT3, общий провод, эмиттер-база транзистора VT5, -C15 полностью форсированно закрывает силовой транзистор VT5, обеспечивая крутой фронт спада импульса ШИМ на выходе ПУМ-1.

Аналогичные процессы протекают и в усилителе ПУМ-2, но со сдвигом на 180°, как это и необходимо в двухканальных системах управления ШИМ.

Сами импульсы ШИМ формируются специализированной импульсной микросхемой 1114EY1), подробное описание работы которой будет приведено ниже. Делитель выходного напряжения блока питания, собранный на резисторах R5÷R13 питается выходным напряжением с выхода 1ого звена выходного двухзвенного сглаживающего фильтра для облегчения реализации устойчивой работы блока питания. (Если обратная связь в импульсном стабилизаторе берётся с выхода второго звена двухзвенного фильтра, то такая система стабилизации, как правило неустойчива, т. е. на её выходе появляются незатухающие автоколебания, расстраивающие нормальную работу аппаратуры связи).

Временные диаграммы работы микросхем 1114EY1, реализующих двухканальную систему управления ШИМ, уже приводились выше.

Импульсный блок питания имеет быстродействующую защиту от перегрузок по току нагрузки и токов короткого замыкания. Для этого в первичную цепь силового трансформатора TU4 мостового ДПН включена первичная обмотка трансформатора тока ТА1.

При нормальных условиях (номинальных токах) напряжение, снимаемое с выпрямителя на диодах VD11, VD12, включенных во вторичную обмотку трансформатора тока ТА1, не может открыть диод VD12, и имеет место нормальная работа схемы, что достигается соответствующей регулировкой резистора установки по току R14.

При токовых перегрузках или К. З. напряжение, снимаемое с вторичной обмотки трансформатора тока ТА1, превышает потенциал точки между резисторами R5 и R10. Диод VD12 открывается и подаёт большой сигнал на клемму 9 микросхемы 1114EY1. Это приводит к прекращению выработки выходных импульсов с выходных клемм «24» и

«1» микросхемы 1114EY1, т. е. к прекращению импульсов ШИМ, что автоматически приводит к запиранию силовых транзисторов двухтактного мостового преобразователя, понижению выходного напряжения блока питания до нуля и локализации аварийных последствий токовой перегрузки или короткого замыкания.

### 3 Оценка устойчивости ИИЭ по частотному критерию Найквиста в программе MathCAD. Выбор цепи коррекции

Отличительной чертой всех импульсных источников электропитания является то, что они представляют собой разновидность однотактного преобразователя напряжения, охваченного контуром отрицательной обратной связи.

Так, например, рассматриваемый в дипломном проекте мостовой преобразователь (приложение №1) является как бы суммой двух ИСН-1, работающих каждый на общий фильтр L4, C21 и L5, C24 с общей нагрузкой с выходным напряжением 48 В.

Первый ИСН включает в себя силовые транзисторы VT3, VT10; второй ИСН – транзисторы VT4, VT9. Оба ИСН с учетом коэффициента трансформации силового высокочастотного преобразователя TU4 через силовой выпрямитель на базе диодов VD17, VD22 поочередно со сдвигом на  $180^0$  последовательно работают на указанный выше общий двухзвенный фильтр и единую нагрузку с  $U_H=48$  В.

Таким образом выходное напряжение, выходной ток и коэффициент заполнения каждого из ИСН равен половине (1/2) значения всех выходных параметров рассчитанного выше мостового преобразователя. То есть для каждого ИСН-1:  $U_{ВХ}=53,8$  В;  $I_H=12,5$  А;  $U_H=24$  В; коэффициент заполнения  $K_3=D_0$ ,  $D_0=0,9/2=0,45$ ; а  $R_H=U_H/I_H=2$  Ом. Поэтому для оценки устойчивости всего мостового преобразователя достаточно оценить устойчивость одного такого ИСН и подобрать для повышения его устойчивости соответствующую цепь коррекции.

Всякий импульсный стабилизатор характеризуется линейной структурной схемой, на которой представлены динамические звенья, характеризующие ИСН как систему автоматического управления (САУ) и выражения для их передаточных функций.

На рисунке 3.1 изображена структурная схема для ИСН-1.

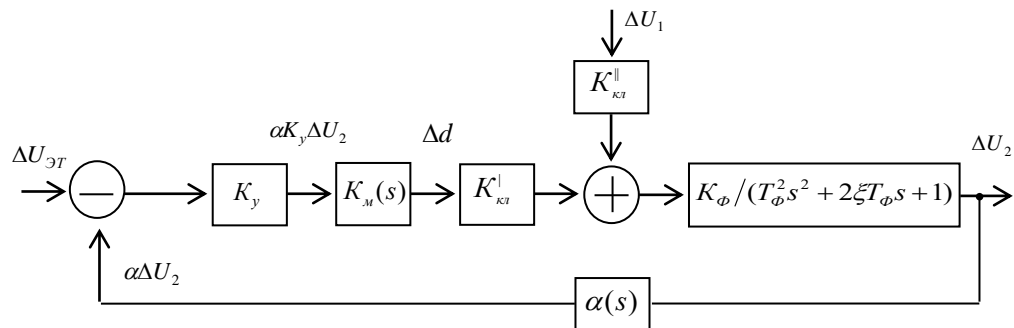


Рис. 3.1 – Структурная схема ИСН-1

Силовой ключ ИСН, который представляет собой множительное звено, представляется при изменении коэффициента заполнения  $\Delta d = \hat{d}$  (по цепи обратной связи) передаточной функцией  $K_{\text{кл}}^I = U_1$  и реализует операцию:

$$U_2 = d \cdot U_1.$$

Силовой ключ при изменении входного напряжения  $U_1$  представляется передаточной функцией:

$$K_{\text{кл}}^{\parallel} = d.$$

Передаточная функция сглаживающего LC фильтра:

$$K_{\phi}(s) = \frac{K_{\phi}}{T_{\phi}^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_{\phi} \cdot s + 1},$$

где  $K_{\phi} = \frac{R_n}{R_n + R_{\phi}}$  - коэффициент передачи фильтра по постоянному току,  $T_{\phi}$  - постоянная времени;  $\xi$  - коэффициент затухания,  $R_{\phi}$  - эквивалентное внутреннее сопротивление ИСН.

Коэффициент передачи сравнивающего делителя ИСН:

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Передаточная функция усилителя постоянного тока (УПТ) -  $K_y$ . Для ИСН  $K_y$  является практически безинерционным звеном, так как постоянная времени УПТ много меньше постоянной времени фильтра.

Передаточная функция модулятора ШИМ -  $K_m$  рассчитывается по формуле:

$$K_m = \frac{\Delta d}{\alpha \cdot K_y \cdot \Delta U_2} = \frac{1}{V_p} \cdot \left[ \frac{1}{B} \right].$$

Представление ШИМ в качестве линейного звена с коэффициентом передачи  $K_m$  возможно при малом уровне пульсации на входе ШИМ, т.е. при достаточно хорошем сглаживающем фильтре, что обычно всегда имеет место и при соблюдении условий, когда ИСН является квазинепрерывной системой.

Постоянную запаздывания  $\tau_s$  следует ввести в цепь прямой связи структурной схемы (рисунок 3.1), например, в коэффициент передачи ШИМ. В связи с этим формула преобразуется:

$$K_M(s) = K_M \cdot e^{-s \cdot \tau_3} = \frac{1}{V_p} \cdot e^{-s \cdot \tau_3},$$

где  $V_p$  - амплитуда пилообразного напряжения синхронизации ИСН.

На основании линейной структурной схемы рисунка 3.1 передаточная функция разомкнутой системы ИСН получается при размыкании цепи обратной связи, т.е. звена  $a$ , и равна произведению передаточных функций всех последовательно соединенных звеньев в ИСН:

$$W(s) = \frac{\alpha \cdot K_y \cdot K_M \cdot K_{кл}' \cdot K_\phi}{T_\phi^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\phi \cdot s + 1} = \frac{K \cdot e^{-s \cdot \tau_3}}{T_\phi^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_\phi \cdot s + 1},$$

где  $K \approx \frac{\alpha \cdot K_y \cdot U_1}{V_p}$  - коэффициент передачи разомкнутой системы ИСН, численно

равный его коэффициенту стабилизации (полагая, что обычно  $K_\phi \cong 1$ ).

Оценку устойчивости линеаризованного импульсного регулятора с обратной связью можно произвести с помощью классических критериев устойчивости, используя выражения его передаточной функции.

Как известно, передаточная функция замкнутой системы  $\Phi(s)$  выражается через передаточную функцию разомкнутой системы:

$$\Phi(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)}.$$

Функция  $W(s)$  является отношением двух полиномов ( $M(s)/N(s)$ ) комплексной частоты  $s = \alpha \pm j\omega$ .

$$\Phi(s) = M(s)/(N(s) + M(s)).$$

Корни числителя являются нулями этой функции, корни знаменателя являются ее полюсами или собственными частотами системы при  $N(s) \neq 0$ .

Система является устойчивой, если ни одна из собственных частот не имеет положительной вещественной части или ни один из полюсов системы не лежит в правой полуплоскости величины  $s$ , то есть для устойчивости системы необходимо, чтобы все корни характеристического уравнения передаточной функции замкнутой системы имели отрицательную вещественную часть.

На практике большее распространение получили частотные критерии и, прежде всего критерий Найквиста.

В соответствии с критерием Найквиста по передаточной функции разомкнутой системы могут быть оценены как устойчивость, так и запасы устойчивости по модулю и фазе для замкнутой системы.

Напомним, что по частотному критерию Найквиста, амплитудно-фазовая характеристика передаточной функции ( $W(j\omega)=V(\omega)+j V(\omega)$ ) для устойчивой системы не должна охватывать точку с координатами  $(-1; j 0)$ , а по логарифмическому частотному критерию Найквиста для устойчивости системы необходимо, чтобы во всей области частот, где ЛАЧХ  $L_{нс}$  –положительна, т.е. до частоты среза ( $f_{ср}$ ), фазовая характеристика (ФЧХ) проходила выше уровня  $-\pi$  ( $-180^0$ ). При этом запас устойчивости по фазе ( $\gamma_c=N^0$ ) показывает насколько фазовый угол ФЧХ  $\varphi(f_{ср})$  отличается от  $-\pi = -180^0$  на частоте среза  $f_{ср}$ .

Проведем расчет оценки устойчивости нашего ИСН-1 на вышеприведенные параметры. Рассчитаем динамические параметры ИСН без цепей коррекции.

### 3.1 Расчет коэффициента стабилизации ИСН

Для ИСН-1 известно следующее соотношение:

$$k = \frac{\alpha k_y U_{10}}{V_P},$$

где  $\alpha$  – коэффициент передачи делителя выходного напряжения ИСН, обычно принимается  $\alpha = 0,5$ ;  $k_y$  - коэффициент усиления УПТ, зависит от настройки микросхемы 1114ЕУ1;  $1/V_P = k_M$  - коэффициент передачи широтно-импульсного модулятора (ШИМ), где  $V_P$  – амплитуда пилообразного напряжения синхронизации [11], также зависит от параметров микросхемы 1114ЕУ1 (от величины подбора резисторов  $R_f$  и  $R_{паузы}$  на структурной схеме 1114ЕУ1);

$U_{10}$ -входное номинальное напряжение питания ИСН, для нашего случая  $U_{10}=53,8$  В.

$D$ -номинальный коэффициент заполнения импульсов ШИМ:

$$D = t_u / T,$$

где  $t_u$  – время импульса,  $T = 1/f_k$  - период работы ключевого элемента ИСН.



Отрегулируем параметры микросхемы 1114EY1, так, чтобы отношение  $\frac{k_y}{V_p} = 1,5$ ,

то есть  $V_p=4$  В,  $k_y=6$ . Тогда рассчитываем  $k$ :

$$k = \frac{0,5 \cdot 6 \cdot 53,8}{4} = 40,$$

что является вполне достаточным для хорошей стабилизации нашего импульсного источника электропитания.

### 3.2 Расчет резонансной частоты сглаживающего фильтра ИСН

Для ИСН-1 существует формула:

$$\omega_\phi = \frac{1}{T_\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

где  $L$ -индуктивность первого звена фильтра ИСН,  $L=L_1=0,0006$  Гн;  $C$ -емкость первого звена фильтра ИСН,  $C=C_1=100 \cdot 10^{-6}$  Ф.

$$\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{6 \cdot 10^{-4} \cdot 100 \cdot 10^{-6}}} = \frac{10^5}{\sqrt{600}} = \frac{10^5}{24,5} = 4100 \frac{1}{c}.$$

Или

$$T_\phi = \frac{1}{\omega_\phi}; T_\phi = 0,24 \cdot 10^{-3}.$$

$$f_\phi = f_0 = \frac{4110}{2\pi} = 660 \text{ Гц}.$$

При оценке устойчивости ИВЭ с двухзвенным сглаживающим фильтром практически всегда отрицательную обратную связь берут с первого звена фильтра, и не охватывают его второго звена, так как в этом случае пришлось бы иметь дело с системой автоматизированного управления (САУ) четвертого порядка (4 реактивных элемента). Это крайне затрудняет получение устойчивости ИВЭ.

В то же время активное сопротивление второго звена индуктивности  $L_2$  – всегда весьма мало и не оказывает влияния на статическую точность (коэффициент стабилизации  $K$ ) в случае не охвата второго звена фильтра цепью отрицательной обратной связи.

### 3.3 Расчет коэффициента демпфирования сглаживающего фильтра

Для ИСН-1:

$$\xi = \frac{1}{2R_H} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R_3}{2} \sqrt{\frac{C}{L}},$$

где  $R_H = \frac{U_{\text{вых}}}{I_H} = \frac{U_2}{I_H}$ .

В свою очередь напряжение  $U_2$  рассчитывается:

$$U_2 = D \cdot U_{10}.$$

Эквивалентное внутреннее сопротивление ИСН -  $R_3$ :

$$R_3 = D(R_i + R_{VT}) + (1 - D)R_{VD} + R_L + R_C,$$

где  $R_i$ -внутреннее сопротивление первичного источника электропитания (обычно  $R_i \approx 0$ );

$R_{VT}$ -сопротивление ключевого транзистора ИСН в режиме насыщения;

$R_{VD}$ -прямое сопротивление обратного диода ИСН;

$R_L$ -сопротивление обмотки дросселя фильтра;

$R_C$ -сопротивление потерь конденсатора фильтра.

Для высокочастотных электролитических конденсаторов  $R_C = 0,1-0,3 \text{ Ом}$ .

Снижение  $R_C$  может быть осуществлено за счет увеличения числа параллельно включенных конденсаторов.

Значения  $R_{VT}$ ,  $R_{VD}$ ,  $R_L$  приводятся в соответствующей справочной литературе.

При наличии мощных транзисторов и диодов (на токи до 10А)  $R_3 = 0,2 \text{ Ом}$ .

Подставляем найденные значения, получаем:

$$\begin{aligned} \xi &= \frac{1}{2 \cdot 2} \sqrt{\frac{6 \cdot 10^{-4}}{100 \cdot 10^{-6}}} + \frac{0,2}{2} \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 10^{-4}}} = 0,25 \cdot \sqrt{6} + 0,1 \cdot \sqrt{1,66} = 0,25 \cdot 2,45 + 0,1 \cdot 1,29 = \\ &= 0,62 + 0,129 \approx 0,75 \end{aligned}$$

### 3.4 Значение постоянной запаздывания

Постоянная запаздывания  $\tau_3$ , существующая в силовой части ИСН между управляющим входным и выходными сигналами, обусловленная временем рассасывания зарядов в ключевом транзисторе и обратном диоде, приводится в [8] (в таблице заданий к данной лабораторной работе). Обычно

$$\tau_3 = 2 \div 5 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Примем  $\tau_3 = 5 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ .

### 3.5 Расчет ЛЧХ на ЭВМ

Сведем исходные данные в таблицу 3.1

Таблица 3.1 – Исходные данные к расчету

$K$	$\omega_\phi, 1/c$	$\xi$	$\tau_3, c$
40	4100	0,75	$5 \cdot 10^{-6}$

Расчет ЛЧХ ИСН-1 производится по формуле:

$$W(s) = \frac{K \cdot e^{-s\tau_3}}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s + 1} \approx \frac{K(1 - \tau_3 s)}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s + 1}.$$

Практически ЛЧХ ИСН легко рассчитать и получить на экране дисплея ЭВМ с использованием программы MathCAD ((Prim1) [8]).

Листинг программы выглядит так:

На рисунке 3.2 а изображены ЛАЧХ, а на рисунке 3.2 б – ФЧХ импульсного источника электропитания без цепей коррекции, из которых следует, что его резонансная частота фильтра  $f_0 \approx 600$  Гц, а частота среза  $f_{cp} \approx 4000$  Гц. На частоте среза  $f = 4000$  Гц запас устойчивости по фазе  $\gamma_c$  по критерию Найквиста составляет всего  $5-6^\circ$  ( $\gamma_c = 5-6^\circ$ ), что весьма мало.

Частота коммутации ключа ИСН  $f_k = 20000$  Гц.

На рисунке 3.2 а по оси ординат отложены значения модуля передаточной функции ИСН  $|W(n)|$  в дБ, т.е.  $20 \log(|W(n)|)$ , наибольшее значение масштабной сетки

Прим1.mcd

Прим1

$$n := 1, 1.1.. 5$$

$$pci := 0.75$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$f(n) := 10^n$$

$$y := 3.141593$$

$$p(n) := j \cdot 2 \cdot y \cdot f(n)$$

$$K := 40$$

$$Tf := 0.24 \cdot 10^{-3}$$

$$tau := 5 \cdot 10^{-6}$$

$$W(n) := \frac{K \cdot (1 - tau \cdot p(n))}{Tf^2 \cdot p(n)^2 + 2 \cdot pci \cdot Tf \cdot p(n) + 1}$$

по оси ординат равно  $60$  дБ, наименьшее  $-40$  дБ. Цена одного деления по оси ординат  $-10$  дБ. Максимальное значение модуля ЛАЧХ, рассматриваемого ИСН-1, равно  $32$  дБ, т.е.  $40$  раз. По оси абсцисс отложены значения частоты  $f$  в Гц в логарифмическом

масштабе. Крайнее левое значение частоты на графике равно  $10 \text{ Гц}$ . Крайнее правое  $-10^5 \text{ Гц}$ . Всего в системе MathCAD по оси абсцисс может быть отложено 4 декады в любом частотном диапазоне.

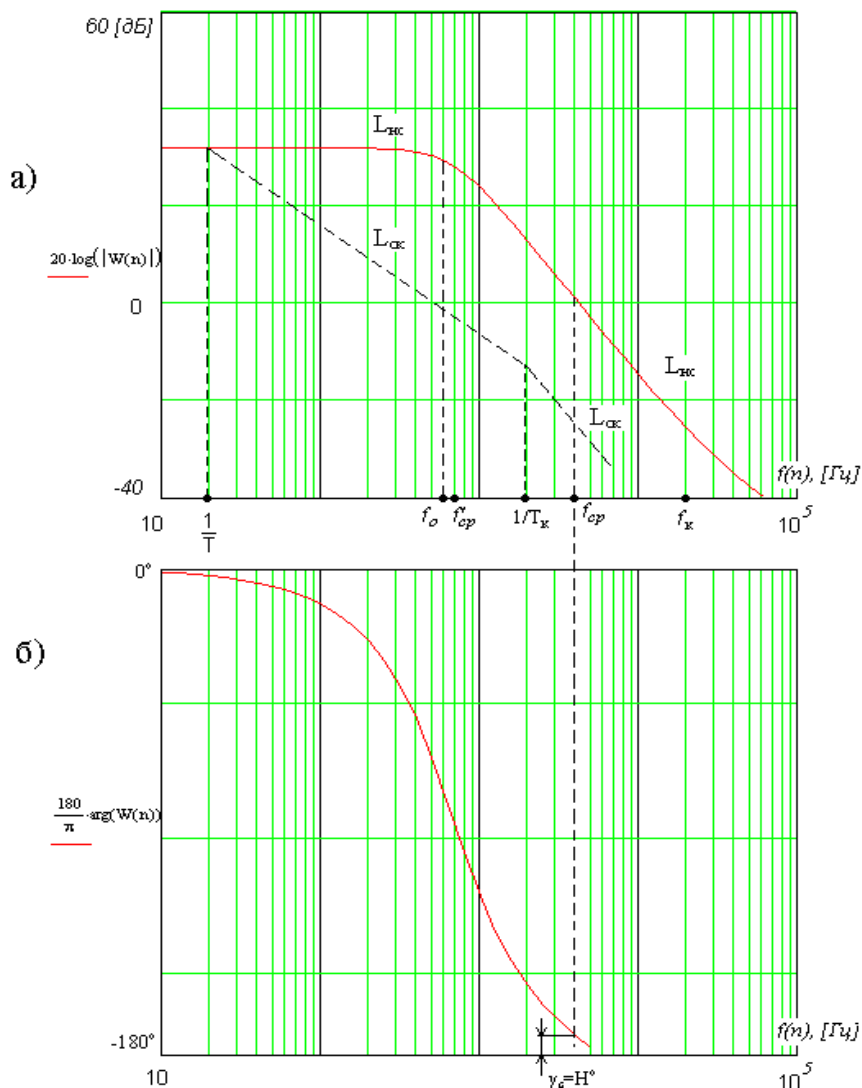


Рис. 3.2 – ЛЧХ ИСН без коррекции

На оси ординат также необходимо отметить значение величины  $L_{нк}$  в  $0 \text{ дБ}$ . Пересечение ординаты величиной  $0 \text{ дБ}$  с ЛАЧХ ИСН необходимо спроектировать на ось абсцисс (на рисунке 3.2 а изображено пунктиром), и это значение будет соответствовать частоте среза  $f_{cp} \approx 4000 \text{ Гц} \approx 4 \text{ дек.}$ , т.е.

$$\omega_{cp} = 2\pi f_{cp},$$

$$\omega_{cp} = 2\pi \cdot 4000 = 25133 \text{ 1/с.}$$

Кроме ЛАЧХ необходимо также получить распечатку (зарисовку с экрана дисплея на клетчатой бумаге) ФЧХ заданного варианта ИСН с соблюдением того же масштаба частот, и по критерию Найквиста оценить устойчивость и запас устойчивости по фазе  $\gamma_c = H^0$ .

ЛЧХ рассматриваемого ИСН в системе MathCAD приведены на рисунке 3.2, из которых следует, что он находится на грани устойчивости, так как имеет на частоте среза  $f_{cp}=4000 \text{ Гц}$  значение фазового угла:

$$\varphi_{nc} = \frac{180}{y} \text{arc}(W(n)) = 176^{\circ},$$

т.е. запас по фазе  $\gamma_c = H = 4^{\circ}$ .

Как следует из рисунка 3.2 упрощенную (асимптотическую) ЛАЧХ можно также построить на клетчатой бумаге в координатной сетке, по вышеприведенной формуле для  $W(s)$ . Для ИСН-1 без коррекции на вышеприведенные параметры по оси ординат откладывается значение  $L_{nc}$  :

$$L_{nc} = 20 \lg W(0) = 20 \lg K,$$

$$L_{nc} = 20 \lg 40 = 32 \text{ дБ}.$$

Проводится горизонтальная линия параллельно оси абсцисс до собственной (резонансной) частоты фильтра  $f_0$  :

$$f_0 = \frac{\omega_{\phi}}{2\pi} = \frac{4100}{2\pi} = 653 \text{ Гц}.$$

Правее этой частоты ЛАЧХ  $L_{nc}$  получает наклон  $-40 \text{ дБ/дек}$ , что объясняется влиянием колебательного звена (звена второго порядка) в знаменателе выражения передаточной функции  $W(s)$ . Пересечение  $L_{nc}$  с горизонтальной линией  $0 \text{ дБ}$  фиксирует на оси абсцисс частоту среза  $f_{cp} = 4000 \text{ Гц}$ , т.е. при частоте среза модуль передаточной функции (или коэффициент усиления системы)  $W(f_{cp})=1$ .

По частотному критерию Найквиста, амплитудно-фазовая характеристика передаточной функции  $W(j\omega)=V(\omega)+ j V(\omega)$  для устойчивой системы не должна охватывать точку с координатами  $(-1; j 0)$ , а по логарифмическому частотному критерию Найквиста для устойчивости системы необходимо, чтобы во всей области частот, где ЛАЧХ  $L_{nc}$  –положительна, т.е. до частоты среза  $f_{cp}$ , фазовая характеристика (ФЧХ) проходила выше уровня  $-\pi$  или  $-180^{\circ}$ . При этом запас устойчивости по фазе  $\gamma_c=H^{\circ}$  показывает насколько фазовый угол ФЧХ  $\varphi(f_{cp})$  отличается от  $-\pi$  ( $-180^{\circ}$ ) на частоте среза  $f_{cp}$ .

Для повышения запаса устойчивости по фазе  $\gamma_c$  существует в основном 2 типа корректирующих звеньев: инерционного и реального дифференцирующего звеньев. Инерционное звено коррекции обычно включается в виде соответствующей емкости  $C_k$  параллельно нижнему плечу сравнивающего делителя (R5–R14) на рис приложение 1, т.е. параллельно резистору R5. Оно вносит в контур регулирования обратной связи

дополнительно величину напряжения накопленную на  $C_k$ , т.е. определенное запаздывание по фазе в процесс регулирования. Реальное дифференцирующее звено обычно включается в виде соответствующей емкости  $C_k$  параллельно верхнему плечу сравнивающего делителя (R5–R14) на рис приложение 1, т.е. параллельно резистору R14 оно вносит определенное опережение по фазе процесса регулирования.

Существующая методика построения ЛЧХ с коррекцией для инерционного звена происходит в области левее частоты среза  $f_{cp}$ , а для дифференцирующего звена в области правее частоты среза.

При этом новая частота среза скорректированной системы  $f'_{cp}$  всегда должна быть меньше половины частоты  $f_k$ , ибо должно выполняться условие теоремы Котельникова:

$$f'_{cp} \leq \frac{1}{2} f_k.$$

Именно, только при соблюдении этого условия можно рассматривать систему регулирования ИСН как линейную и анализировать ее частотным критерием Найквиста методом ЛЧХ.

При несоблюдении условий теоремы Котельникова система регулирования ИСН становится дискретной и ее устойчивость оценивается дискретными методами.

В виду того, что на рисунке 3.2 частота  $f_{cp}=4000$  Гц близка к  $f_k/2=10000$  Гц применять дифференцирующую коррекцию не желательно, из-за возможности нарушения условий теоремы Котельникова, хотя, вообще-то дифференцирующая коррекция имеет целый ряд преимуществ перед инерционной, так как убыстряет процесс регулирования в ИСН.

Для реализации варианта коррекции типа инерционного звена необходимо выбрать новую частоту среза скорректированной системы  $f'_{cp}$ , расположенную на 1,0 декаду правее прежней частоты среза  $f_{cp}$ , т.е. принять  $f'_{cp}=700$  Гц и провести под углом - 20дБ/дек новую ЛАЧХ с коррекцией, показанную на рисунке 3.2 пунктирной линией  $L_{ск}$ .

При такой частоте среза  $f'_{cp}=700$  Гц (или  $\omega'_{cp}=2\pi \cdot f'_{cp}=4400$  1/с)  $L_{ск}$  пересекает характеристику  $L_{нс}$  на рисунке 3.2 а в точке с абсциссой 20 Гц или угловой частотой  $\omega_{сопр1}$  – первой частотой сопряжения звена коррекции.

$$\omega_{сопр1} = 1/T = 2 \cdot \pi \cdot 20 = 125,6 \text{ 1/с.}$$

Вторую частоту сопряжения звена коррекции  $1/T_k$  целесообразно выбрать большей, чем  $f'_{cp}$  на величину порядка 0,5 декады, например для случая 0,5 дек вторая частота сопряжения  $f=700+(1200-700)=1200$  Гц или угловая частота

$$1/T_k = 2 \cdot \pi \cdot 1200 = 7500 \text{ 1/с.}$$

Постоянные времени инерционного звена коррекции определяются как:

$$T=1/125,6=0,008=8 \cdot 10^{-3} \text{ с,}$$

$$T_k=1/7,5 \cdot 10^3=0,133 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

После определения постоянных времени цепи коррекции  $T$  и  $T_k$  ЛЧХ рассматриваемого ИСН с коррекцией рассчитывается по программе MathCAD по формуле:

$$W(s) = \frac{K e^{-s\tau_3} (1 + T_k s)}{(T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s + 1)(Ts + 1)} = \frac{K(1 + T_k s)(1 - \tau_3 s)}{(T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s + 1)(Ts + 1)}.$$

ЛЧХ для данного случая имеют вид рисунок 3.3 из которых следует, что при частоте среза  $f_{cp}=440$  Гц, запас по фазе  $\gamma_c = H^0 = 49^\circ$

Теперь рассчитаем величины элементов звена коррекции:

$$R_3 = \frac{T_k}{C} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 1,0 \cdot 10^3 = 1 \text{ кОм.}$$

Так как для схемы управления импульсного источника питания используется стандартная микросхема 1114ЕУ1, то коррекцию с помощью инерционного звена целесообразно осуществлять подключением к нижнему плечу сравнивающего делителя  $R_2$  ( $R_5$  на рисунке приложение 1) дополнительной цепочки  $R_3C$ , как показано на рисунке 3.4.

Листинг программы для расчета ЛЧХ ИСН с коррекцией:

### Листинг 2 Prim2.mcd

Эквивалентная схема

$n := 1, 1.1.. 5$	$f(n) := 10^n$	$j := \sqrt{-1}$
$Tk := 0.133 \cdot 10^{-3}$	$T := 8 \cdot 10^{-3}$	$Tf := 0.24 \cdot 10^{-3}$
$pci := 0.75$	$y := 3.141593$	$p(n) := j \cdot 2 \cdot y \cdot f(n)$
$K := 40$	$taw := 5 \cdot 10^{-6}$	

$$W(n) := K \cdot \frac{(1 + Tk \cdot p(n)) \cdot (1 - taw \cdot p(n))}{(1 + T \cdot p(n)) \cdot (Tf^2 \cdot p(n)^2 + 2 \cdot pci \cdot Tf \cdot p(n) + 1)}$$

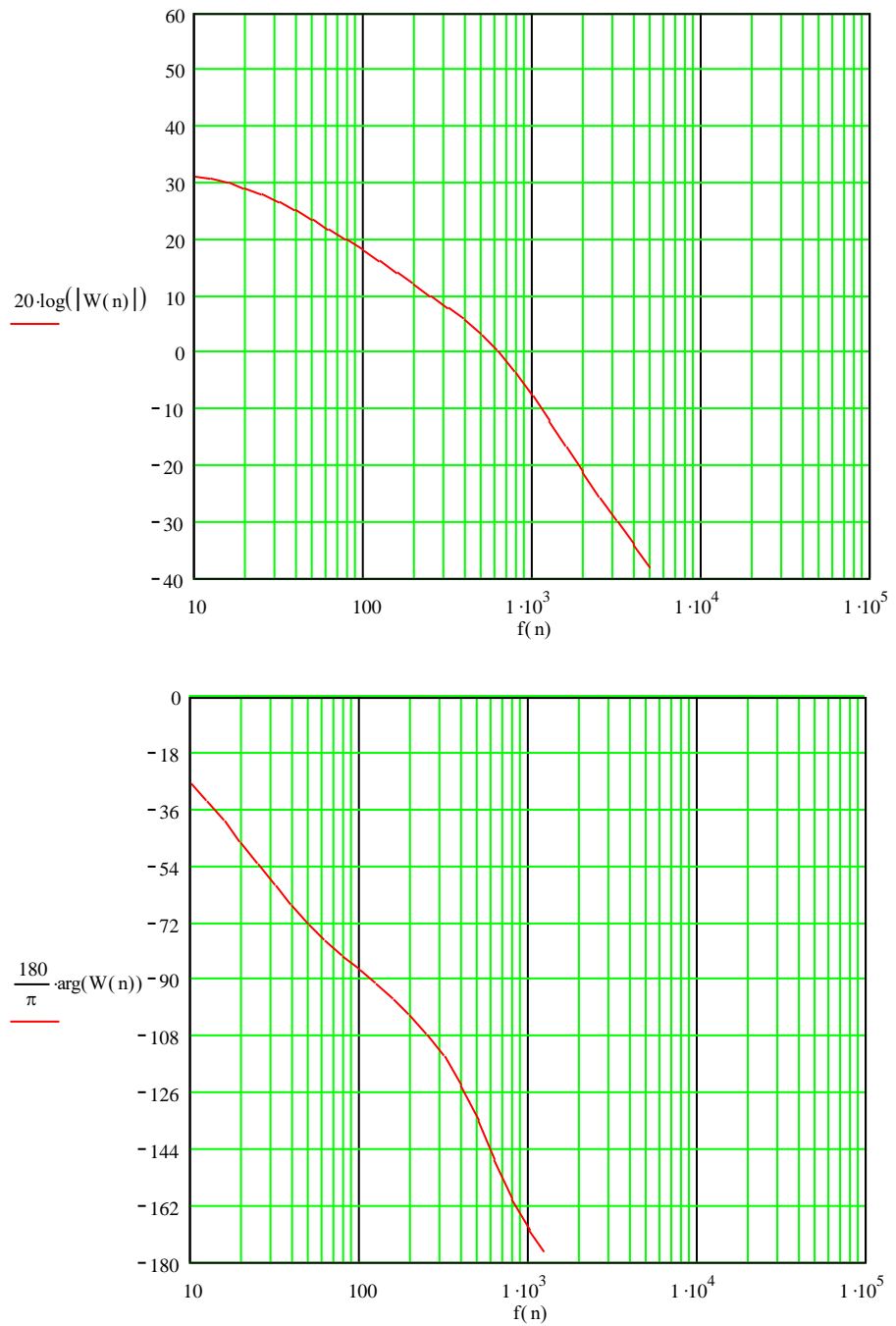


Рис. 3.3 – ЛЧХ ИСН-1 с корректирующим инерционным звеном

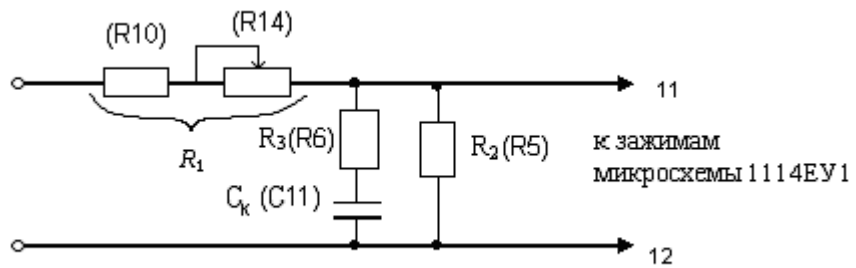


Рис. 3.4 – Схема включения корректирующего звена

Для такого инерционного звена:



$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; T_K = R_3 \cdot C; T = \left( R_3 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot C_K$$

Откуда можно выразить:

$$\frac{T_K}{R_3} = \frac{T}{\left( R_3 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)} \quad \text{или} \quad R_3 = \frac{T_K}{T - T_K} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

При выборе сопротивлений плеч сравнивающего делителя необходимо исходить из его тока  $I_D = 5$  мА.

$$R_1 + R_2 = U_2 / I_D,$$

$$\frac{48}{5 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \cdot 10^3 = 10000 \text{ Ом},$$

при  $\alpha = 0,5$ ;  $R_1 = R_2 = 5000$  Ом.

$$R_3 = \frac{0,133 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-3} - 0,133 \cdot 10^{-3}} = \frac{0,133 \cdot 2500}{8} = 41 \text{ Ом},$$

$$C = \frac{T_K}{R_3} = \frac{0,133 \cdot 10^{-3}}{41} = 3,2 \cdot 10^{-6} = 3 \text{ мкФ}.$$

## Заключение

В настоящее время при построении системы электропитания на предприятиях связи стремятся по возможности максимально использовать промышленную сеть переменного тока.

Практически абсолютное большинство предприятий связи располагается в населённых пунктах с устойчивым электроснабжением по 1-ой категории (наличие 2-ух независимых видов электроэнергии и наличие собственной автоматизированной резервной электростанции).

Так как расстояние между НРП намного больше, чем при кабельных системах передачи, ввиду весьма малого затухания в оптическом кабеле, НРП также стремятся расположить в населённом пункте с устойчивым электроснабжением. Если это не позволяет трасса, то рядом к НРП оборудуется комплексная трансформаторная подстанция ТП, имеющая два независимых ввода, например, от ближайших ЛЭП (линий электропередач) напряжением 6,3-10 кВ, которые после ТП образуют ввод 380/220В, поступающий на вводной щит оконечной станции. При аварии с внешним электроснабжением НРП обслуживается передвижной дизель электростанцией.

Использование специального оптического кабеля с токопроводящей медной жилой (пары) диаметром 1,2 мм для организации дистанционного электропитания НРП от оконечной станции в настоящее время практически перестало применяться из-за очень высокой стоимости такого кабеля.

ЭПУ оконечной станции и НРП обычно оборудуются с помощью устройств электропитания связи УЭПС-2, которое имеет на выходе пульсацию переменной составляющей 2 мВ.

В настоящее время в основном применяется импортное оборудование в качестве систем передачи. По имеющимся данным импортные ВУ рассчитаны на величину пульсации в 1 мВ. Поэтому требовалось разработать импульсный источник электропитания, который обеспечил бы требуемую величину пульсации переменной составляющей.

В результате выполнения дипломного проекта спроектирован источник, отвечающий заданной величине пульсаций, с применением современной микросхемы управления 1114EУ1, которая имеет широкие возможности управления и хорошую защиту от перегрузок. Эта микросхема перспективна в применении при проектировании всех будущих источников питания.

Также была оценена устойчивость нового устройства, которая имеет запас по фазе более  $40^{\circ}$ . Запас обеспечивает инерционная цепь коррекции. Это гарантирует работоспособность спроектированного источника питания и является преимуществом.

По этим причинам разработанное устройство может быть более эффективным, чем существующее.

## Список литературы

1. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника. Профессиональные решения [Текст] / Б. Ю. Семенов. – Солон-Пресс, ДМК Пресс, 2011. – 416 с.
2. Schelle, D. Buck-Converter Design Demystified [Text] / D. Schelle, J. Castorena // Maxim Integrated Products, Sunnyvale, Calif. Power Electronics Technology. – 2006.
3. Коржавин О.А. Проектирование электропитающей установки оконечной станции волоконно-оптической системы передачи: [Текст]: учеб. пособие для вузов / О. А. Коржавин. – Самара, изд. ПГУТИ, 2004. – 118 с.
4. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному [Текст] / Б. Ю. Семенов. – М.: САЛОН-Пресс, 2005. – 416с.
5. Dokic, V. L. Power Electronics: Converters and Regulators [Text] / V. L. Dokic, V. Blanusa // Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London. - 2015. – No. 28. – 598 p.
6. Электропитание устройств связи [Текст]: учебник для вузов / ред. В. Е. Китаева. – М.: Радио и связь, 1988. – С. 195-213.
7. Коржавин, О. А. Динамические характеристики стабилизирующих источников электропитания и их расчет с применением ЭВМ [Текст] : учеб. пособие для вузов / О. А. Коржавин. – М.: Изд. МТУСИ, 1992. – 322 с.
8. Исследовано в России [Электронный ресурс]: Расчет силовой части импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа. – Москва, 2017. – Режим доступа: <http://electricalschool.info/electronica/2085-ponizhayuschiy-preobrazovatel-buck-converter-raschet-komponentov.html>. – Загл. с экрана.
9. О стабилизаторе [Электронный ресурс]: импульсный стабилизатор напряжения – принцип действия. – Москва, 2016. – Режим доступа: [ostabilizatore.ru/impulsnyj-stabilizator-naprjazhenija.html](http://ostabilizatore.ru/impulsnyj-stabilizator-naprjazhenija.html). – Загл. с экрана.
10. Тановицкий, Ю. Н. Импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа [Электронный ресурс] / Ю. Н. Тановицкий. – Электрон. текстовые дан. – М., 2013. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/.../impulsnyy-stabilizator-napryazheniya-ponizhayuschego-tipa>, свободный. – Загл. с экрана.
11. Дмитриков, В. Ф. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания [Текст] / В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов. – М.: Горячая линия - Телеком, 2018. – 540 с.
12. Дмитриков, В. Ф. Основные научные проблемы построения отечественных агрегатированных (сложных) приборов и распределенных систем вторичного

электропитания и причины отставания их характеристик от современных зарубежных аналогов [Текст] / В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов // Физика волновых процессов и радиотехн. системы. – 2018. – Т. 21, № 3. – С. 7-11.

13. Мясников, Д. Л. Математические модели бифуркационных процессов в ИСН [Текст] / Д. Л. Мясников, А. А. Вороной, А. А. Кузьменко // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А. С. Попова: в 6-ти томах. – 2019. – Т. 5. – С. 302-310.

14. Дмитриков, В. Ф. Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров [Текст] / В. Ф. Дмитриков, О. А. Коржавин, Д. В. Шушпанов // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 4 (40). – С.28-35.

15. Дмитриков, В. Ф. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств [Текст] / В. Ф. Дмитриков, В. В. Сергеев, И. Н. Самылин. – М.: Радио и связь, 2005. – 424 с.