

5029

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Методические указания
к лабораторным работам

Рязань 2016

УДК 621. 314

Электропреобразовательные устройства: методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т, сост.: Н.Г. Кипарисов, П.А. Крестов, В.Н. Сухоруков. Рязань, 2016. 56 с.

Содержит материалы для выполнения выпускных квалификационных работ бакалавров и дипломных работ специалистов.

Предназначены студентам дневного и заочного отделения по направлениям подготовки бакалавров 11.03.01 -

"Радиотехника"; 11.03.02 - "Инфокоммуникационные технологии и системы связи"; и по специальности 11.05.01 - "Радиоэлектронные системы и комплексы".

Ил. 39. Библиогр.: 9 назв.

Вентиль, диод, тиристор, выпрямители, однополупериодный, двухполупериодный, мостовой, фильтрация, фильтры, резистивно-ёмкостный, индуктивно-ёмкостный, пульсация, ключевой режим, конвертор, инвертор, коэффициент стабилизации, широтно-импульсная модуляция, коэффициент заполнения, усилитель сигнала ошибки

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра радиотехнических устройств РГРТУ (зав. кафедрой д-р техн. наук Ю.Н. Паршин)

Электропреобразовательные устройства

Составители: Кипарисов Николай Георгиевич
Крестов Пётр Анатольевич
Сухоруков Валентин Николаевич.

Редактор М.Е. Цветкова
Корректор С.В. Макушина

Подписано в печать Формат бумаги 60 x 84 1/16.

Бумага газетная. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 3,5.

Уч.-изд. л. 3,5. Тираж 50 экз. Заказ

Рязанский государственный радиотехнический университет.

391005, Рязань, ул. Гагарина. 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.

I. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ВЫПОЛНЕНИИ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

Подготовка к работе

При подготовке к работе следует:

- ознакомиться с описанием лабораторной работы;
- изучить теоретический материал, связанный с предстоящими исследованиями;
- определить назначение отдельных блоков, узлов и деталей на макете или в блоке питания, выяснить порядок работы с лабораторными макетами;
- сформулировать ожидаемые закономерности и зависимости, для чего построить возможные графики, временные диаграммы. Они будут уточнены или проверены в эксперименте;
- провести необходимые расчеты, если они предусмотрены в данной лабораторной работе;
- ознакомиться с используемой в лабораторной работе измерительной аппаратурой, инструкциями к приборам.

Перед выполнением работы студенты проходят предварительное собеседование, при котором выясняется готовность их к выполнению исследований.

Выполнение работы

Лабораторная работа выполняется бригадой студентов в составе двух (иногда трех) человек на предложенном рабочем месте. При этом исследуемые макеты назначаются преподавателем.

При выполнении лабораторной работы студенты должны руководствоваться правилами по технике безопасности, ознакомление с которыми должно быть подтверждено документально (подписью) в лабораторном журнале.

Содержание отчета о лабораторной работе

1. Принципиальные схемы исследуемых выпрямителей и фильтров.
2. Результаты расчётов.
3. Экспериментальные результаты о виде таблиц, диаграмм, графических зависимостей.
4. Краткие выводы по результатам исследования.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СГЛАЖИВАЮЩИХ
ФИЛЬТРОВ

Цель работы: изучение наиболее распространенных выпрямителей и сглаживающих фильтров, их электрических характеристик, принципов построения и работы. Экспериментальное исследование основных электрических характеристик и параметров выпрямителей и сглаживающих фильтров.

1. Теоретическая часть

Выпрямитель обеспечивает преобразование энергии источника переменного напряжения в энергию источника постоянного напряжения или выпрямленного напряжения. На рис.1.1 показана структурная схема выпрямителя.

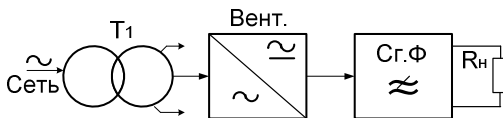


Рис.1.1. Структурная схема выпрямителя

Выпрямитель состоит из трансформатора, вентильного блока и сглаживающего фильтра. Выпрямитель нагружен на электронную схему с сопротивлением R_n . Трансформатор преобразует переменное напряжение первичной обмотки в переменное напряжение требуемой величины вторичной обмотки. Вентили выпрямителя преобразуют (выпрямляют) ток вторичных (вентильных) обмоток переменного напряжения в пульсирующий ток одного направления, который поступает на вход сглаживающего фильтра. Сглаживающий фильтр (Сг.Ф) уменьшает уровень пульсаций выпрямленного напряжения. На рис.1.2 представлен вариант выпрямленного напряжения с пульсацией.

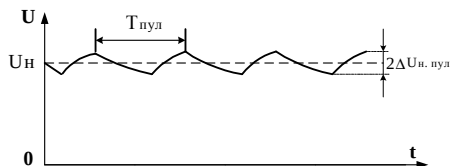


Рис.1.2. Напряжение на выходе выпрямителя

Коэффициент пульсаций $K_{\text{пул}}$ вычисляют по формуле

$$K_{\text{пул}} \% = \frac{\Delta U_{\text{н. пул}}}{U_{\text{н}}} \cdot 100 \% \quad (1.1)$$

Коэффициента пульсации по первой, наиболее значимой, гармонике пульсирующего напряжения $U_{\text{м1 пул}}$ вычисляют по формуле

$$K_{\text{пул}(1)} \% = \frac{U_{\text{м1 пул}}}{U_{\text{н}}} \cdot 100 \%, \quad (1.2)$$

где $U_{\text{м1пул}}$ - амплитуда первой гармоники переменной составляющей пульсирующего напряжения $U_{\text{н}}$. Аналогично определяют коэффициент пульсации по любой другой гармонике.

Нестабильность выпрямленного напряжения, обусловленную рядом причин, определяют коэффициентом неустойчивости $K_{\text{нест}}$. Для каждого j -го дестабилизирующего фактора коэффициент неустойчивости вычисляется по формуле

$$K_{\text{нест}j} = \frac{\Delta U_{\text{нест}j}}{U_{\text{н.ном}}} \cdot 100 \%, \quad (1.3)$$

где $\Delta U_{\text{нест}j}$ - отклонение напряжения на нагрузке от своего номинального значения $U_{\text{н.ном}}$, вызванное j -м дестабилизирующим фактором. Общий коэффициент неустойчивости определяется суммой коэффициентов отдельных неустойчивостей с учетом их знака

$$K_{\text{нест}} \% = \sum_{j=1}^k \frac{\Delta U_{\text{нест}j}}{U_{\text{н.ном}}} \cdot 100 \%. \quad (1.4)$$

Основными показателями выпрямителей являются мощность постоянного тока в нагрузке, величина выпрямленного напряжения, число фаз первичной сети, вид вентиля и способ их соединения, вид используемых сглаживающих фильтров и другие.

В источниках питания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) обычно используют выпрямители, работающие от однофазной сети, реже - от трехфазной.

Выпрямители разделяют на однополупериодные, двухполупериодные, двухполупериодные мостовые, выпрямители - удвоители напряжения, выпрямители - умножители напряжения.

Различают выпрямители с фильтрами на основе RLC элементов и выпрямители с активными сглаживающими фильтрами.

Краткие сведения о вентилях

При расчетах выпрямителей реальную ВАХ диодов замещают отрезками прямых линий (кусочно—линейная аппроксимация) согласно рис.1.3.

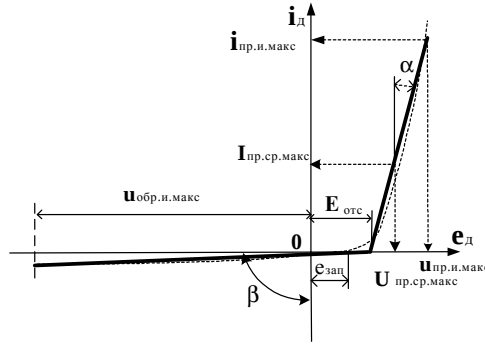


Рис.1.3. Аппроксимированная вольт - амперная характеристика полупроводникового диода

$$R_{пр} = \operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{пр.ср.макс} - E_{отс}}{I_{пр.ср.макс}}; \quad R_{обр} = \operatorname{tg} \beta \approx \frac{U_{обр.н.макс}}{I_{обр.макс}},$$

где $R_{обр} \gg R_{пр}$, $R_{пр}$ - прямое сопротивление вентиля; $R_{обр}$ - обратное сопротивление вентиля.

Величина $E_{отс} > e_{зап}$ у германиевых диодов приблизительно равна 0,3 В, а у кремниевых диодов — 0,7 В.

Основные параметры вентилях: максимальная рабочая частота $F_{макс}$; максимальный импульсный ток $i_{пр.н.макс}$; максимальный средний прямой ток $I_{пр.ср.макс}$; максимальное среднее прямое напряжение $U_{пр.ср.макс}$; максимальный обратный ток $I_{обр.макс}$; максимальное импульсное обратное напряжение $u_{обр.н.макс}$; интервал рабочих температур $t_{кор}^{\circ}\text{C}$.

Выпрямители однофазной сети с синусоидальной формой напряжения

В однофазной сети переменного тока применяют три основные схемы выпрямителей: однополупериодный выпрямитель, двухполупериодный выпрямитель, двухполупериодный мостовой выпрямитель, приведенные на рис.1.4-1.6.

Сглаживающий фильтр (Сг.Ф) представлен четырехполосником на нижеприведенных рис.1.4-1.6. Обычно Сг.Ф реализуют в виде

фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза F_{cp} , меньшей частоты пульсаций $F_{пуль}$.

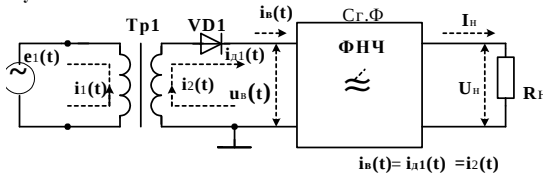


Рис.1.4. Однополупериодный выпрямитель

В схеме на рис.1.4 диод VD1 открыт при положительной полярности на аноде напряжения $u_b(t)$. Ток $i_d(t)$ вентильной обмотки трансформатора $i_2(t)$ содержит постоянную I_0 и высшие гармонические составляющие.

$$i_d(t) = I_0 + I_{m1} \cos(\omega_c t + \varphi_1) + I_{m2} \cos(2\omega_c t + \varphi_2) + I_{m3} \cos(3\omega_c t + \varphi_3) + \dots + \dots \quad (1.5)$$

I_0 в нагрузке R_n является полезной составляющей тока $i_d(t)$. Прочие составляющие $i_d(t)$ создают пульсацию, и их необходимо отфильтровать сглаживающим фильтром.

Постоянная составляющая выпрямленного тока I_0 подмагничивает магнитную систему трансформатора, что нежелательно, а иногда недопустимо.

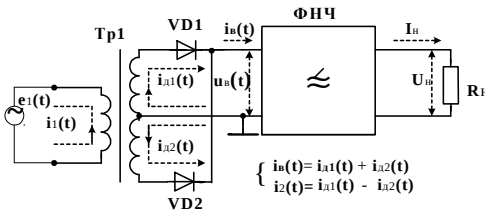


Рис.1.5. Схема двухполупериодного выпрямителя

Двухполупериодный выпрямитель имеет удвоенную по напряжению вторичную обмотку трансформатора со средней точкой и два выпрямительных диода, включенных согласно рис.1.5. Диоды открываются поочередно, их токи суммируются в нагрузке R_n в различные полупериоды, образуя единый выпрямленный ток $I_b(t)$.

$$I_b(t) = i_{d1}(t) + i_{d2}(t) = 2 I_0 + 2 I_{m2} \cos(2\omega_c t + \varphi_2) + 2 I_{m4} \cos(4\omega_c t + \varphi_4) + \dots + \dots \quad (1.6)$$

Ток $I_b(t)$ содержит ток $2I_0$ и токи четных гармоник, что упрощает сглаживающий фильтр выпрямителя, уменьшает его габариты и массу, ток подмагничивания трансформатора отсутствует.

Двухполупериодный мостовой выпрямитель (рис.1.6) по принципу работы не отличается от двухполупериодного выпрямителя. Четыре выпрямительных диода образуют мост, к диагоналям которого подключены вторичная обмотка трансформатора и нагрузка.

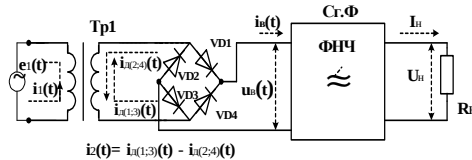


Рис.1.6. Двухполупериодный мостовой выпрямитель

1. Вентильная обмотка трансформатора в мостовом выпрямителе по числу витков в два раза меньше, чем у двухполупериодного выпрямителя со средней точкой в обмотке, а ток обмотки в два раза больше. Обратное напряжение на диодах также уменьшается в два раза.

2. Ток вентильной обмотки поочередно протекает через два диода: VD1, VD3 и VD2, VD4. Это увеличивает потери в вентильном блоке.

3. Мостовой выпрямитель используют в качестве сетевого выпрямителя в «безтрансформаторных» источниках питания.

4. Коэффициент недоиспользования трансформатора в мостовом выпрямителе чуть меньше, чем в двухполупериодном.

Сглаживающие фильтры выпрямителей

Сглаживающие фильтры (Сг.Ф) применяют в выпрямителях для уменьшения пульсаций выпрямленного тока в нагрузке.

Сг.Ф характеризуется коэффициентом сглаживания $K_{сгл}$ выпрямленного тока и коэффициентом передачи $K_{пер}$ постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

$K_{сгл}$ - это отношение коэффициента пульсации $K_{пуль.вх}$ выпрямленного тока на входе Сг.Ф к коэффициенту $K_{пуль.н}$ пульсаций тока в нагрузке.

Коэффициент сглаживания определяется по формулам (1.7) и (1.8)

$$K_{сгл} = \frac{K_{пул.вх}}{K_{пул.н}} = \frac{I_{м1вх}}{I_{м1н}} \cdot \frac{I_n}{I_{овх}}. \quad (1.7)$$

$$\text{Поскольку } I_n = I_{о вх}, \text{ то } K_{сгл} = \frac{I_{м1вх}}{I_{м1н}}, \quad (1.8)$$

где $I_{м1}$ - это первая гармоника пульсирующего тока.

Коэффициент передачи постоянной составляющей выпрямленного напряжения рассчитывают по формуле

$$K_{пер} = \frac{U_n}{U_o} = 1 - \frac{r_{пот}}{R_n}, \quad (1.9)$$

где $r_{пот}$ - сопротивление потерь в сглаживающем фильтре по постоянному току.

Все пассивные **Сг.Ф** по способу воздействия на вентили выпрямителя разбивают на две группы.

1. **Сг.Ф**, первым звеном которых является конденсатор, включенный между входом и общей шиной.

2. **Сг.Ф**, начинающиеся с дросселя, который образует с последующим конденсатором Г-звено.

Сглаживающие фильтры первой группы

На рис. 1.7 представлены **Сг.Ф** первой группы. В конденсаторе $C_{ф1}$ для всех переменных составляющих гармоник выпрямленного тока создается режим, близкий к короткому замыканию. Пульсация выпрямленного напряжения $U_n(t)$ на входе фильтра мала, а импульсы тока $I_n(t)$ на входе фильтра велики.

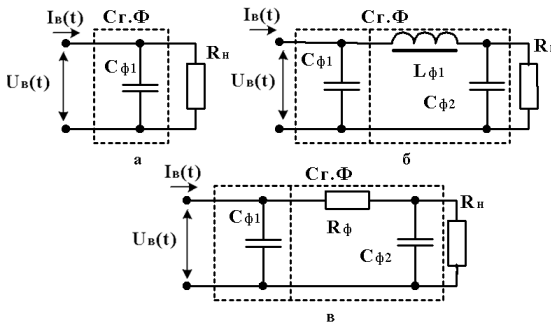


Рис.1.7. Сглаживающие фильтры первой группы с конденсатором $C_{ф1}$ на входе: а - $C_{ф1}$; б - $C_{ф1}L_{ф1}$; в - $C_{ф1}R_{ф}C_{ф2}$.

Форма тока в диодах и $C_{\Phi 1}$ близка к косинусоидальной импульсной последовательности с углом отсечки θ . Угол θ рассчитывают по формуле 1.10.

$$\theta = \arccos \frac{U_n + E_{отс}}{U_{m2}} = \arccos \left[\frac{1}{1 + \kappa_{пул.вх}} + \frac{E_{отс}}{U_n (1 + \kappa_{пул.вх})} \right], \quad (1.10)$$

где U_{m2} – амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Из (1.10) следует, что угол θ уменьшается с уменьшением коэффициента пульсаций $K_{пул.}$ При постоянстве величины I_n амплитуда $i_{д. макс}$ при этом увеличивается многократно.

Так при $\kappa_{пул.} = 0,2$ (20 %) $i_{д. макс}$ составляет в однополупериодном выпрямителе приблизительно $(7-8)I_n$, а в двухполупериодных схемах приблизительно $(3,5-4)I_n$.

Допустимое значение $C_{\Phi 1}$ рассчитывают по формуле (1.11).

$$C_{\Phi 1} = \frac{1 - q}{2F_{пул} R_n K_{пул.вх}}, \quad q = \frac{\tau}{T_{пул}} = \frac{\theta [\text{рад.}]}{\pi}, \quad (1.11)$$

где $F_{пул}$ – частота пульсаций в схеме выпрямителя.

Коэффициент пульсации напряжения на нагрузке с фильтром типа (б) и (в) уменьшают применением Г-звеньев LC или RC типов. Коэффициенты сглаживания LC и RC звеньев фильтра можно рассчитать соответственно по формулам

$$K_{сгл} = \Omega_{пул}^2 L_{\Phi 1} C_{\Phi 2} - 1; \quad (1.12)$$

$$K_{сгл} = \Omega_{пул} R_{\Phi} C_{\Phi 2} - 1. \quad (1.13)$$

При выводе формул соблюдались следующие неравенства:

$$X_{L\Phi 1} \gg X_{сф2}; \quad X_{сф2} \ll R_n; \quad R_n > R_{\Phi}.$$

При включении нескольких последовательно соединенных Г-звеньев коэффициенты сглаживания звеньев перемножаются.

$$K_{сгл} = \prod_{j=1}^n K_{сгл.j}. \quad (1.14)$$

Следует учесть, что резистивные Г-звенья просты, но их применяют в основном в маломощных выпрямителях и в выпрямителях с высокоомными нагрузками.

Дроссельные сглаживающие Г-звенья применяют при низкоомных нагрузках и больших выпрямленных токах.

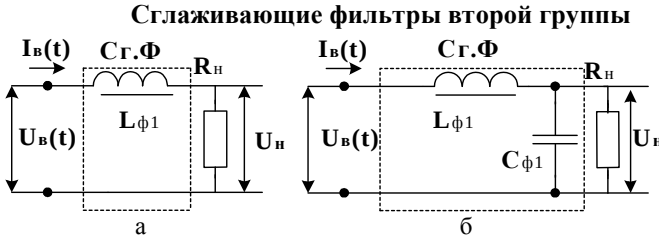


Рис.1.8.

Сглаживающие фильтры второй группы: а - $L_{\phi 1}$; б - $L_{\phi 1} C_{\phi 1}$

На рис.1.8 представлены **Сг.Ф** второй группы с LC-элементами, в которых для первой и всех высших гармоник выпрямленного тока практически создается режим холостого хода. Пульсация выпрямленного тока $I_b(t)$ на входе **Сг.Ф** мала, а напряжение $U_b(t)$ принимает вид косинусоидальной импульсной последовательности с углом отсечки

$$\theta = \arccos \frac{E_{отс}}{U_{m2}} \approx \frac{\pi}{2}. \quad (1.15)$$

Если величина $X_{L\phi 1} = \omega_c L_{\phi 1}$ велика, выпрямленный ток $I_b(t)$ практически постоянен и непрерывен. **Сг.Ф** применяют в составе только двухполупериодных выпрямителей.

$$L_{\phi 1} = \frac{R_n}{8 F_c K_{\text{пул.вх}}}. \quad (1.16)$$

Коэффициент сглаживания:

$$K_{\text{сгл}} = \frac{K_{\text{пул.вх}}}{K_{\text{пул.н}}}. \quad (1.17)$$

Ёмкости конденсатора фильтра:

$$C_{\phi 1} \geq \frac{K_{\text{сгл}}}{\Omega_{\text{пул}} R_n}. \quad (1.18)$$

2. Практическая часть

Сведения о лабораторных макетах, используемых в работе
Электрические схемы лабораторных макетов

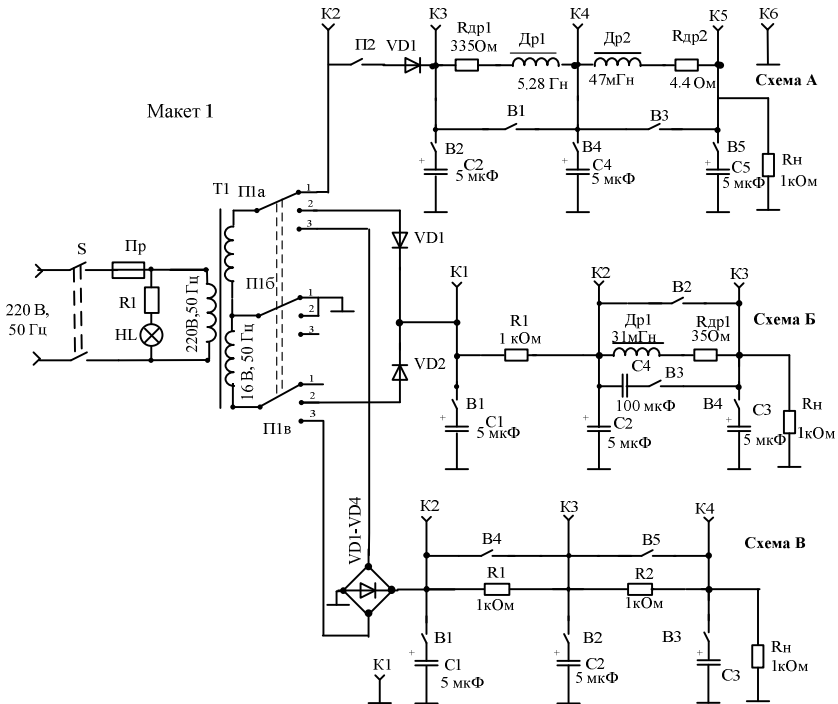


Рис. 1.9. Схемы выпрямителей и фильтров лабораторного макета № 1

Макет № 1 содержит три разновидности выпрямителей и несколько видов фильтров.

Напряжение в схему подаётся через понижающий трансформатор Т1, вторичная обмотка которого переключателем П1 коммутируется на однополупериодный выпрямитель (схема А, переключатель П1 в положении 1), двухполупериодный (схема Б, переключатель П1 в положении 2) или мостовой (схема В, переключатель П1 в положении 3).

Напряжение переменного тока на половине вторичной обмотки трансформатора Т1 в схеме А измеряют на клемме К2 при выключенном переключателе П2.

Фильтр в схеме А двухзвенный, индуктивно-ёмкостный ФНЧ. Для измерения и наблюдения в различных точках схемы предусмотрены клеммы К3-К5.

Переключателями В1-В5 можно создавать фильтры различной конфигурации.

Фильтр в схеме Б - двухзвенный. Схема фильтра изменяется с помощью переключателей В1-В7.

Фильтр в схеме В - резистивно-ёмкостный, двухзвенный. Схема фильтра изменяется с помощью переключателей В1-В6.

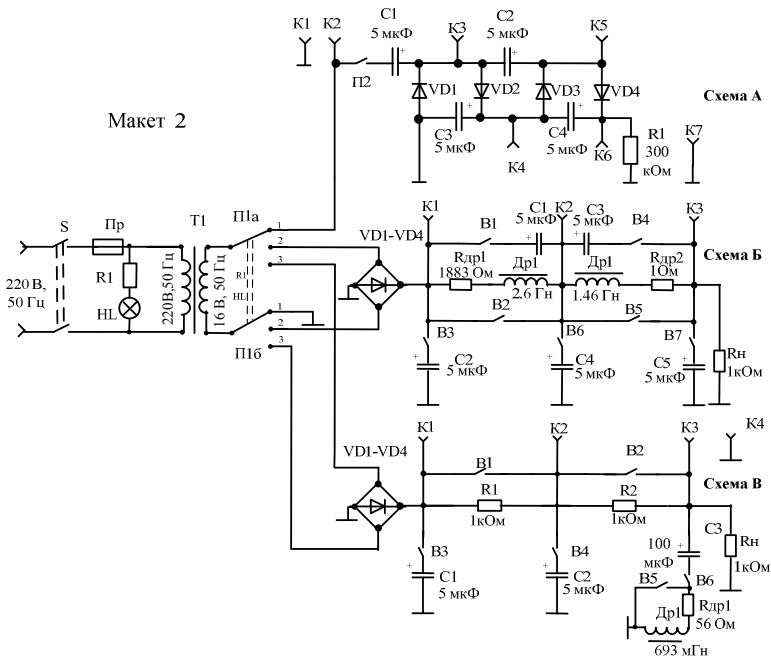


Рис.1.10. Схемы выпрямителей и фильтров лабораторного макета № 2

Макет № 2 содержит выпрямители: с умножением выпрямленного напряжения (схема А), мостовые (схемы Б и В) с различными видами фильтров. В умножителе напряжения (схема А) применены резистивно-ёмкостные фильтры, в схеме Б - индуктивно-ёмкостные фильтры. В схеме «В» использован двухзвенный резистивно-ёмкостный фильтр.

Внимание. Положение переключателей на макете для состояния "Выключено" - влево или вниз, в зависимости от их ориентации.

ЗАДАНИЕ ПО МАКЕТУ 1

Пункт 1. Исследование Схемы «А». Макет № 1.

Используя переключатели, представленные на рис. 1.9, выполните схему самого простого фильтра.

Используя переключатели, усложните фильтр выпрямителя с целью повышения коэффициента фильтрации.

На клеммах К2-К6 измерьте напряжение вольтметром постоянного тока и просмотрите осциллографом напряжение пульсации переменного тока. Определите коэффициент передачи фильтра, коэффициент сглаживания, коэффициент пульсации для самого простого и усложненного фильтров.

Пункт 2. Исследование Схемы «Б». Макет № 1.

Используя переключатели, представленные на рис. 1.9, выполните схему самого простого фильтра.

Используя переключатели, усложните фильтр выпрямителя с целью повышения коэффициента фильтрации.

На клеммах К1-К3, К6 измерьте напряжение вольтметром постоянного тока и просмотрите осциллографом напряжение пульсации переменного тока. Определите коэффициент передачи фильтра, коэффициент сглаживания, коэффициент пульсации для самого простого и усложненного фильтров.

Пункт 3. Исследование Схемы «В». Макет №1. Используя переключатели, представленные на рис. 1.9, выполните схему самого простого фильтра.

Используя переключатели, усложните фильтр выпрямителя с целью повышения коэффициента фильтрации.

На клеммах К1-К4 измерьте напряжение вольтметром постоянного тока и просмотрите осциллографом напряжение пульсации переменного тока.

Определите коэффициент передачи фильтра, коэффициент сглаживания, коэффициент пульсации для самого простого и усложненного фильтров.

ЗАДАНИЕ ПО МАКЕТУ 2

Пункт 1. Исследование Схемы «А». Макет № 2. Исследуйте выпрямитель с умножителем напряжения согласно рис. 1.10. На

клеммах K1-K7 измерьте напряжение вольтметром постоянного тока и просмотрите осциллографом напряжение пульсации переменного тока. Определите коэффициент передачи фильтра коэффициент сглаживания, коэффициент пульсации для самого простого и усложненного фильтров.

Пункт 2. Исследование Схемы «Б». Макет № 2.

Используя переключатели, представленные на рис. 1.10, выполните схему самого простого фильтра. Используя переключатели, усложните фильтр выпрямителя с целью повышения коэффициента фильтрации.

На клеммах K2-K4 (корпус) измерьте напряжение вольтметром постоянного тока и просмотрите осциллографом напряжение пульсации переменного тока.

Определите коэффициент передачи фильтра коэффициент сглаживания, коэффициент пульсации для самого простого и усложненного фильтров.

Пункт 3. Исследование Схемы «В». Макет №2. Используя переключатели, представленные на рис. 1.10, выполните схему самого простого фильтра. Используя переключатели, усложните фильтр выпрямителя с целью повышения коэффициента фильтрации.

На клеммах K1-K4 (корпус) измерьте напряжение вольтметром постоянного тока и просмотрите осциллографом напряжение пульсации переменного тока.

Определите коэффициент передачи фильтра, коэффициент сглаживания, коэффициент пульсации для самого простого и усложненного фильтров.

3. Вопросы для самоподготовки

1. Начертите схему однополупериодного выпрямителя с C-фильтром и объясните принцип его работы.
2. Начертите схему двухполупериодного выпрямителя с C-фильтром и объясните принцип его работы.
3. Начертите схему однополупериодного выпрямителя с RC-фильтром и объясните принцип его работы.
4. Начертите схему двухполупериодного выпрямителя с LC-фильтром и объясните принцип его работы.
5. Каковы величины обратного напряжения на вентилях для различных схем выпрямления?
6. Что такое коэффициент пульсаций и каково его значение для различных схем выпрямителей?

7. Начертите схему полупроводникового двухполупериодного мостового выпрямителя с LC -фильтром и объясните принцип его работы.
8. Что означает «угол отсечки» применительно к выпрямителям и каковы его значения в различных схемах выпрямления?
9. Начертите схему двухполупериодного выпрямителя с RC-фильтром и объясните принцип его работы.
10. В чем особенности работы выпрямителя, работающего на нагрузку с ёмкостной реакцией?
11. В чем особенности работы выпрямителя, работающего на нагрузку с индуктивной реакцией?
12. Определение коэффициента фильтрации и его значение для различных схем фильтров.
13. Каковы условия выбора индуктивно-ёмкостного или резистивно-ёмкостного фильтров?
14. Каковы преимущества и недостатки многозвенных фильтров?
15. Сложные сглаживающие фильтры, содержащие резонансные звенья. Особенности их работы и выбора элементов.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Цель работы: изучение различных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия, их электрических характеристик, принципов построения и работы. Экспериментальное исследование основных электрических характеристик и параметров интегрального компенсационного стабилизатора постоянного напряжения K142ЕН2А.

1. Теоретическая часть

Стабилизаторами постоянного напряжения (СПН) называются устройства, обеспечивающие постоянство напряжения на нагрузке **U_н** с заданной точностью при возможных изменениях входного питающего напряжения **U_{вх}**, сопротивления нагрузки **R_н**, температуры окружающей среды и ряда других дестабилизирующих факторов.

Различные радиотехнические устройства (РТУ) требуют определенного постоянства питающих напряжений. Предельно допустимое отклонение питающего напряжения от номинального может составлять величину от нескольких процентов до тысячных долей процента (например, для многокаскадных усилителей постоянного тока). Поэтому изучение различных СПН, принципов их построения и работы, методов расчета и экспериментального определения их параметров является весьма важной задачей, которая частично рассматривается в данной лабораторной работе.

Основными техническими параметрами СПН являются следующие:

1. Номинальное значение напряжения на нагрузке U_{H0} .
2. Номинальный ток нагрузки I_{H0} , а также возможный диапазон его изменения $I_{H, \min} \div I_{H, \max}$.
3. Номинальное значение входного напряжения U_{BX} .
4. Относительная нестабильность входного напряжения $\Delta U_{BX}/U_{BX}$.
5. Диапазон рабочих температур $t^{\circ}C_{\min} - t^{\circ}C_{\max}$.
6. Относительная нестабильность напряжения на нагрузке $\Delta U_H/U_H$.
7. Относительный коэффициент стабилизации по питающему напряжению. Он определяется как отношение относительного приращения напряжения на входе СПН $\Delta U_{BX}/U_{BX}$ к относительному приращению напряжения на нагрузке $\Delta U_H/U_{H0}$ при постоянном сопротивлении нагрузки $R_H - \text{const}$, т.е.

$$K_{CT(U)} = \frac{\Delta U_{BX}/U_{BX}}{\Delta U_H/U_{H0}} \text{ при } R_H - \text{const}.$$

8. Коэффициент сглаживания (K_{CG}) пульсаций питающего напряжения. K_{CG} характеризует СПН как эффективный сглаживающий фильтр и определяется соотношением

$$K_{cr} = \frac{\Delta U_{BX\sim}/U_{BX}}{\Delta U_{H\sim}/U_{H0}} \text{ при } R_H - \text{const},$$

где $\Delta U_{BX\sim}$, $\Delta U_{H\sim}$ - амплитуды пульсаций входного напряжения и напряжения на нагрузке соответственно.

9. Внутреннее сопротивление СПН.

Оно определяется как отношение изменения напряжения на нагрузке СПН ΔU_H к вызвавшему его изменению тока в нагрузке ΔI_H при постоянном напряжении на входе $U_{BX} - \text{const}$:

$$R_i = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{\Delta U_H}{I_{H, \max} - I_{H, \min}} \text{ при } U_{BX} - \text{const}.$$

При питании нескольких устройств от одного СПН за счет конечной величины **R_i** появляются паразитные обратные связи между питаемыми устройствами вплоть до их самовозбуждения.

10. Коэффициент полезного действия СПН. Он определяется как отношение полезной мощности **P_н**, отдаваемой в нагрузку, к мощности **P_{вх}**, подводимой к входу СПН:

$$\eta = \frac{P_n}{P_{вх}} = \frac{I_{н0} \cdot U_{н0}}{U_{вх} \cdot I_{вх}}.$$

Для оценки влияния температуры на работу стабилизатора используется температурный коэффициент напряжения (ТКН), который рассчитывается по формуле:

$$\alpha_t = \frac{\Delta U_n}{\Delta t^0},$$

где ΔU_n - изменение напряжения на нагрузке, вызванное изменением температуры на величину Δt^0 при постоянстве остальных параметров.

По принципу действия СПН делятся на две группы: параметрические (ПСПН) и компенсационные (КСПН).

(ПСПН) – это устройства, в которых стабилизация напряжения на нагрузке **U_н** осуществляется за счет вольт-амперных характеристик (ВАХ) нелинейных элементов (НЭ), например стабилитронов и стабилиторов.

Стабилитрон – это газоразрядный (от 70 В до 30 кВ) или полупроводниковый (от 3 В до 180 В) диоды, напряжение на которых остается практически постоянным при изменении (в определенных пределах) протекающего по ним электрического тока.

Схемы простейшего ПСПН и ВАХ, поясняющие его работу, представлены на рис. 2.1, а, б.

В этой схеме стабильность напряжения на нагрузке определяется в основном параметрами стабилитрона VD. Изменение входного напряжения или тока нагрузки приводит к изменению тока через стабилитрон при малом изменении напряжения на стабилитроне.

Основные параметры такого ПСПН определяются свойствами стабилитрона и величиной сопротивления балластного резистора **R_б**.

Внутреннее сопротивление **R_i** ПСПН определяется на рабочем участке его ВАХ (рис. 2.1, б):

$$R_i = \frac{U_{ст.макс} - U_{ст.мин}}{I_{ст.макс} - I_{ст.мин}}.$$

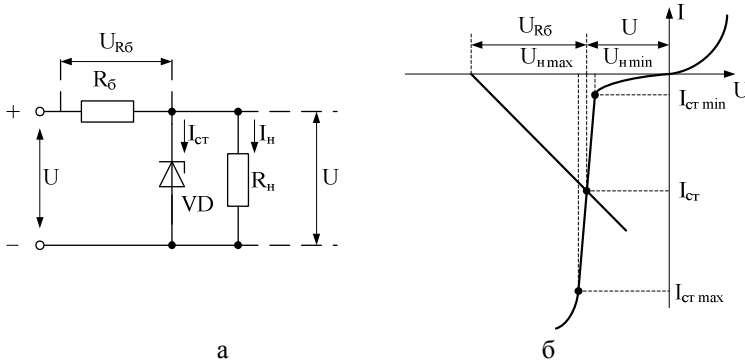


Рис. 2.1. Схема параметрического стабилизатора (а) и его вольт-амперные характеристики (б)

Сопротивление R_B (при известных U_{BX} , ΔU_{BX} , U_n , I_n и выбранном типе стабилитрона) можно рассчитать по формуле

$$R_B \approx \frac{\Delta U_{BX}}{2(I_{ct, \max} - I_{ct, \min})}.$$

Коэффициент стабилизации K_{CT} по входному напряжению будет равен

$$K_{CT} = \frac{U_n R_B}{U_{BX} R_i}.$$

Соответственно с увеличением R_B увеличивается K_{CT} . Однако увеличить сопротивление R_B можно лишь, повысив напряжение U_{BX} , а это приводит к уменьшению величины K_{CT} , что не всегда возможно.

Для увеличения температурной стабилизации напряжения на нагрузке последовательно со стабилитроном включают специально подобранный полупроводниковый диод в прямом направлении, имеющий иной знак температурного коэффициента напряжения.

ПСПН широко используют как источники опорного и эталонного напряжений.

Они просты, надежны, не боятся короткого замыкания нагрузки, но имеют низкий КПД, не превышающий 30 %, малый коэффициент стабилизации $K_{CT} < 50$, большое внутреннее сопротивление, невозможность регулировки выходного напряжения.

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения (КСПН) – это устройства, представляющие собой автоматические регуляторы напряжения с внешней отрицательной обратной связью.

В их состав обязательно входит гасящее электронно-управляемое сопротивление, называемое регулируемым элементом (РЭ).

КСПН могут выполняться с последовательным, параллельным или комбинированным включением регулирующих элементов.

Простейшие схемы КСПН с последовательным (а) и параллельным (б) включением РЭ представлены на рис. 2.2.

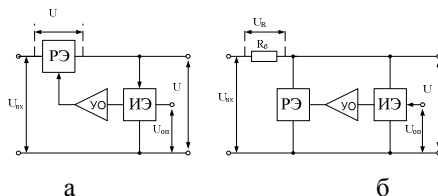


Рис. 2.2. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения:

- а — с последовательно включённым регулирующим элементом,
 б — с параллельно включённым регулирующим элементом

Напряжение, снимаемое с нагрузки, поступает в блок сравнения с эталонным опорным напряжением $U_{оп}$ на измерительном элементе ИЭ блока сравнения. Возникающий при этом сигнал рассогласования через УПТ воздействует на РЭ таким образом, чтобы напряжение на нагрузке U_n поддерживалось постоянным с заданной точностью.

КСПН с параллельным РЭ (рис. 2.2, б) преимущественно используются для стабилизации больших (несколько кВ) напряжений на нагрузке и при малых токах I_n (не более нескольких мА). Они не боятся короткого замыкания нагрузки. КСПН с последовательным включением РЭ (рис. 2.2, а) чаще используются в низковольтных источниках питания РЭА.

Они имеют по сравнению с КСПН с параллельным включением РЭ более высокий КПД, но боятся режима короткого замыкания нагрузки.

Поэтому в КСПН с последовательным включением РЭ используются специальные схемы защиты.

В качестве источника опорного напряжения в КСПН обычно используются параметрические СПН, реже — гальванические батареи.

РЭ чаще всего выполняется на основе одного либо двух параллельно включенных однотипных транзисторов (особенно при больших токах нагрузки I_n). Часто применяют составные транзисторы.

В настоящее время выпускается большая номенклатура интегральных КСПН.

УПТ схемы интегрального КСПН является операционный усилитель, в некоторых случаях - дифференциальный каскад.

В данной лабораторной работе исследуется интегральный КСПН серии K142ЕН2А. Электрическая схема интегрального стабилизатора K142ЕН2А приведена на рис. 2.3.

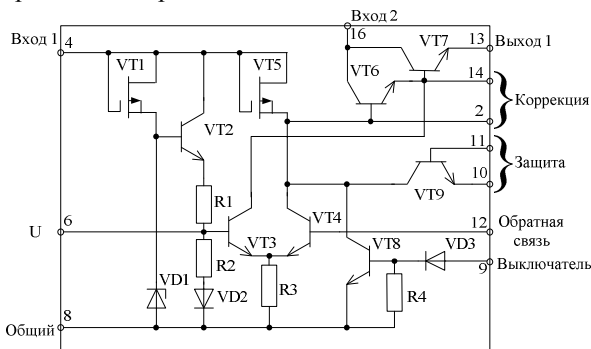


Рис. 2.3. Электрическая схема стабилизатора K142ЕН2А

Сравнительно малое число элементов в цепи усиления сигнала обратной связи и регулирования (VT3, VT4, VT6, VT7), малое выходное сопротивление составного транзистора, развязка дифференциального усилителя от источника опорного напряжения через резисторы R1, R2 и эмиттерный повторитель на транзисторе VT2 обеспечивают достаточно высокие стабилизирующие и динамические свойства данного КСПН. Схема содержит элементы защиты от электрических перегрузок по току и короткому замыканию (VT9) и элементы управления внешними сигналами (VT8, VD3, R4).

Наличие выводов от различных узлов схемы позволяет улучшить отдельные характеристики КСПН за счет подключения внешнего дополнительного источника питания (выводы 4, 8), дополнительного транзистора (выводы 13, 14, 16), фильтра (выводы 2, 6, 8, 12).

Выходное напряжение можно изменять с помощью внешнего резистивного делителя.

Изучаемый КСПН позволяет получить регулируемое стабильное напряжение на нагрузке U_n от 12 до 30 В при изменении входного напряжения $U_{вх}$ от 15 до 40 В. Максимальный ток нагрузки I_n макс от 50 до 150 мА при токе потребления самой ИМС 4 мА.

КСПН находят широкое применение во вторичных источниках питания различной РЭА. Их достоинствами являются большой коэффициент стабилизации, малое внутреннее сопротивление, относительно высокий КПД (до 50 %), возможность регулировки

уменьшить выброс напряжения на нагрузке U_n при импульсном изменении нагрузки или входного напряжения.

Резисторы делителя R_3 и R_4 позволяют установить требуемое напряжение на нагрузке при изменении R_3

$$U_n = \frac{(R_3 + R_4)U_{оп}}{R_4},$$

где $U_{оп}$ - опорное напряжение на базе транзистора VT3 (рис. 2.3).

Входное напряжение $U_{вх}$ подается от источника питания постоянного тока Б5-7 и измеряется вольтметром ВУ-15. (На рис. 2.4 не показаны). Ток, потребляемый от источника, измеряется амперметром А1. Ток в нагрузке измеряется амперметром А2, напряжение на нагрузке – вольтметром В7-35. Напряжение на регулируемом элементе измеряется ВУ-15. К контрольным точкам К1 и К2 подключается осциллограф С1-65 в соответствии с программой исследований.

Тумблером S1 можно подключать к выводу 4 ИМС К142ЕН2А дополнительный стабилизатор постоянного напряжения на элементах R_1 , VD2 и ИМС КРЕН5Б, напряжение которого можно измерить на соответствующих клеммах $U_{ст}$ любым из используемых вольтметров.

Тумблером S2 можно подключать и отключать электролитический конденсатор большой емкости C4, а S3 – резистор нагрузки R_n с ограничительным резистором R5.

2.2. Экспериментальная часть

2.2.1. Снять зависимости $U_n = f(U_{вх})$ и $U_{рз} = f(U_{вх})$ при постоянном токе нагрузки $I_n=20$ (25) мА и определить относительный коэффициент стабилизации $K_{ст}$ и коэффициент неустойчивости по напряжению δ_U .

Здесь и далее цифры в скобках указаны для второго макета. Для этого собрать лабораторную установку по схеме рис. 2.4.

Тумблеры S2 и S3 поставить в положение «включено». Регулировкой «Установка выходного напряжения» источника первичного питания Б5-7 установить $U_{вх}=20$ (24) В, резистором делителя R_3 – напряжение на нагрузке $U_n=12$ (13) В, резистором R_n – ток нагрузки $I_n=20$ (25) мА.

Далее, изменяя $U_{вх}$ от 17 до 30 В (7-8 точек), снять показания вольтметров ВУ-15 V1 ($U_{вх}$), V3 ($U_{рз}$) и В7-35 V2 (U_n).

При этом необходимо поддерживать $I_n = \text{const}$.

По результатам измерений построить графики зависимостей $U_n=f(U_{вх})$, $U_{рз}=f(U_{вх})$ и определить коэффициенты $K_{ст}$ и δ_U .

2.2.2. Снять зависимости $U_n = f(I_n)$, $U_{pэ} = f(I_n)$, определить внутреннее сопротивление стабилизатора R_i при $U_{вх} = 20$ (24) В и коэффициент неустойчивости по току δ_I . Для этого установить $U_{вх} = 20$ (24) В, $I_n = 20$ (25) мА, $U_n = 12$ (13) В. Далее, изменяя ток нагрузки от минимального до максимального значения резистором R_n , снять показания приборов А2 (I_n), V2 (U_n), V3 ($U_{pэ}$), Iвх (A1).

При этом регулировкой «Установка выходного напряжения» Б5-7 необходимо поддерживать напряжение $U_{вх} = \text{const}$. КПД КСПН определить расчетным путем:

$$\eta = \frac{P_n}{P_0} = \frac{I_n U_n}{I_{вх} U_{вх}}.$$

По результатам измерений построить графики зависимостей $U_n=f(I_n)$, $\eta=f(I_n)$, определить внутреннее сопротивление КСПН R_i и коэффициент неустойчивости по току δ_I .

2.2.3. Повторить пп. 2.2.1, 2.2.2 настоящих исследований при установке опорного напряжения $U_{оп}$ от отдельного стабилизируемого источника, подключенного переключателем S1 к входу 4 ИМС К142ЕН2А.

2.2.4. Определить коэффициент сглаживания пульсации K_{Π} исследуемого КСПН при $U_{вх} = 20$ (24) В, $U_n = 12$ (13) В и $I_n = 20$ (25) мА. Амплитуду переменной составляющей на входе $\Delta U_{вх}$ (гнездо K1) и выходе ΔU_n (гнездо K2) КСПН определить с помощью осциллографа С1-65, проведя предварительно его калибровку.

2.2.5. Наблюдать с помощью осциллографа С1-65 (гнездо K2) переходные процессы на входе КСПН при подключении (отключении) сопротивления нагрузки (R_n+R_5) тумблером S3 при наличии в схеме СПН выходного конденсатора С4 (тумблер S2 включен) и при его отсутствии (тумблер S2 выключен).

2.2.6. Содержание отчета.

Отчет должен содержать:

- схему электрическую принципиальную исследуемого КСПН (рис. 2.3 и рис. 2.4);
- результаты исследований и расчетов в виде таблиц и графиков;
- краткий анализ и выводы по результатам исследований.

3. Вопросы для самоподготовки

1. Назначение СПН и их основные электрические параметры и характеристики.

2. Принцип действия ПСПН, его простейшая электрическая схема, область применения.

3. Преимущества и недостатки ПСПН.

4. Как можно увеличить коэффициент стабилизации ПСПН?

5. Как можно уменьшить влияние температуры на параметры ПСПН?

6. Приведите схему включения интегрального транзистора для работы в качестве стабилизатора.

7. Принцип действия КСПН, его простейшие электрические схемы.

8. КСПН с последовательным включением РЭ, его работа, области применения.

9. КСПН с параллельным включением РЭ, его работа, области применения.

10. Преимущества и недостатки КСПН.

11. Поясните работу и назначение элементов используемого КСПН 142ЕН2А.

12. Как увеличить ток нагрузки КСПН на ИМС 142ЕН2А?

13. Как влияет на параметры КСПН 142ЕН2А подключение входа 4 к дополнительному стабилизируемому источнику питания?

14. Поясните, чем обеспечивается эффект сглаживания пульсаций входного напряжения СПН.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: изучение способов построения импульсных стабилизаторов напряжения и принципа их действия. Экспериментальное исследование одного варианта импульсного стабилизатора напряжения.

1. Теоретическая часть

Основным недостатком линейных стабилизаторов напряжения является низкий коэффициент полезного действия (КПД), примерно 30-50 %. Большая часть теряемой в стабилизаторе мощности выделяется в виде тепла на регулируемых элементах. Поэтому требуются охлаждающие радиаторы значительных размеров.

Отличительной чертой импульсных стабилизаторов напряжения (ИСН) являются высокий КПД (до 90 %) и меньшие массогабаритные показатели. Это достигается за счет ключевого режима работы регулируемого элемента стабилизатора и использования накопителя энергии. В ИСН с помощью электронно-управляемого ключа нагрузка периодически подключается к накопителю, энергия которого пополняется от источника питания.

Изменением длительности или частоты подключения источника питания к нагрузке регулируется выходное напряжение, устраняется влияние дестабилизирующих факторов, к которым можно отнести изменения входного напряжения E_0 , тока нагрузки I_H , температуры окружающей среды и т. д.

На рис. 3.1 приведена обобщенная структурная схема ИСН.

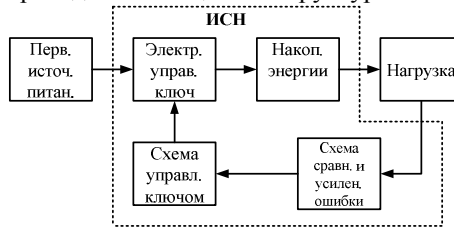


Рис. 3.1. Обобщенная структурная схема ИСН

Она включает в себя следующие блоки: первичный источник питания, например, аккумулятор или выпрямитель переменного напряжения; электронный ключ, например, транзистор, работающий в ключевом режиме; накопитель энергии; схему сравнения и усиления ошибки, которая сравнивает выходное напряжение U_H с напряжением опорного источника $U_{оп}$, вырабатывает и усиливает сигнал ошибки; схему управления ключом, которая преобразует сигнал ошибки в последовательность импульсов, воздействующих на электронный ключ.

Два последних блока образуют цепь обратной связи (ОС).

По принципу действия ИСН подразделяются на схемы релейного типа и схемы с ШИМ-модулятором. Они отличаются между собой способом построения цепи обратной связи.

В релейных ИСН цепь ОС построена таким образом, что при достижении выходным напряжением U_H значения $U_H \min$ (рис. 3.2, точка а) электронный ключ замыкается, и энергия от первичного источника питания начинает поступать в накопитель, что приводит к увеличению напряжения на нагрузке до $U_H \max$ (точка б).

При достижении $U_H \max$ электронный ключ размыкается и накопленная в накопителе энергия постепенно перекачивается в нагрузку. Напряжение U_H понижается до $U_H \min$. Далее процесс начинает повторяться.

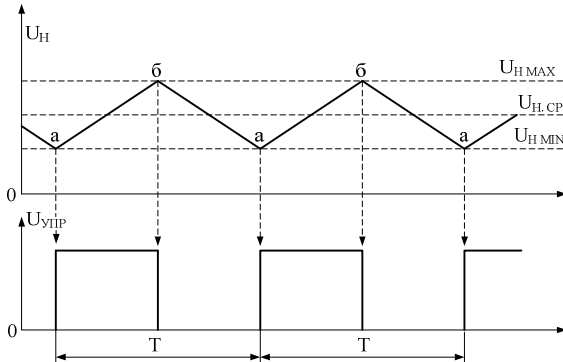


Рис.3.2. Принцип работы релейных ИСН

Продолжительность открытого и закрытого состояния электронного ключа различна, зависит от уровня входного напряжения E_0 , тока нагрузки I_H и других факторов.

Среднее значение напряжения U_H остаётся неизменным с определенной степенью точности. К недостаткам ИСН релейного типа следует отнести наличие пульсаций выходного напряжения, обусловленных порогами срабатывания релейного элемента схемы управления, нестабильность частоты переключения электронного ключа.

В ИСН с ШИМ сигнал ошибки преобразуется схемой управления электронным ключом в импульсы «0» - «1» с изменяющейся длительностью, но с постоянной частотой их следования, задаваемой специальным генератором.

Среднее значение напряжения U_H на выходе стабилизатора зависит от отношения времени замкнутого и разомкнутого электронного ключа и определяется соотношением

$$U_H = \frac{U_0 \tau_{\text{н}}}{T} = U_0 q ,$$

где T - период следования импульсов, q - коэффициент заполнения импульсов. Уровень пульсаций выходного напряжения зависит от частоты F , накопителя энергии и его параметров. На практике применяют ИСН с ШИМ, схемы которых приведены на рис. 3.3, а, б, в.

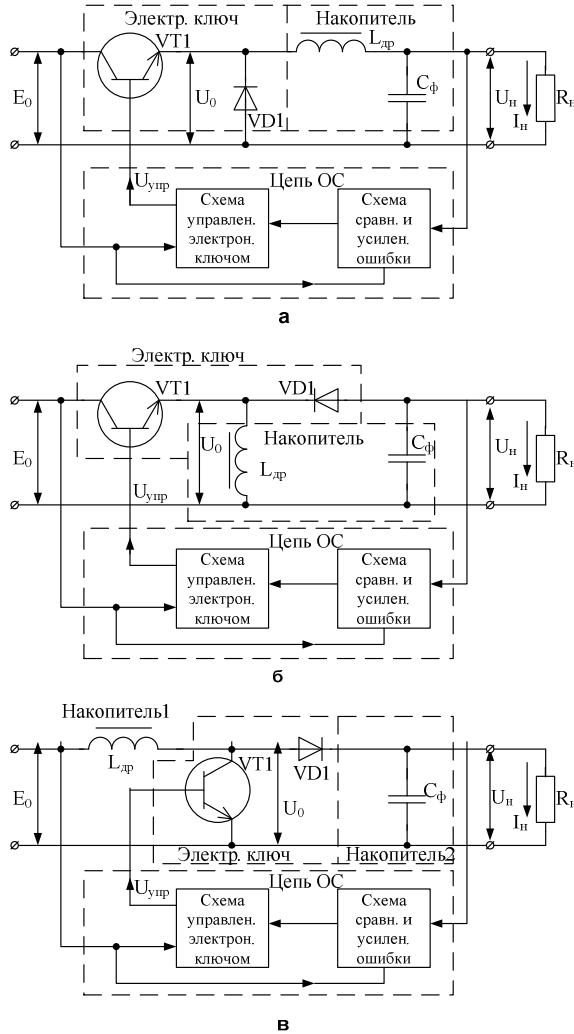


Рис. 3.3. Схемы однотактных конверторов: а - понижающего типа, б - понижающе - повышающего типа с инверсией полярности выходного напряжения, в - повышающего типа

Электронный ключ в этих схемах выполнен на транзисторе $VT1$ и рекуперативном диоде $VD1$, работающих в ключевом режиме; накопителем энергии является $L_{др}C_{ф}$ – фильтр (в дальнейшем LC-фильтр). Схема сравнения и усиления ошибки выполнена на основе

дифференциального усилителя, а схема электронного управления ключом реализована на основе компаратора, являющегося широтно-импульсным модулятором. Транзисторный ключ VT1, диод VD1 и LC-фильтр составляют силовую часть ИСН; схема сравнения и усиления ошибки и схема электронного управления ключом образуют цепь ОС.

Рассмотрим принцип работы использованной в лабораторной работе схемы управления транзисторным ключом (рис. 3.4).

Специальный генератор G_1 вырабатывает последовательность прямоугольных импульсов со стабильной частотой следования F , которые запускают генератор пилообразного напряжения G_2 . Напряжение $U_{\text{пил}}$ пилообразной формы с выхода G_2 поступает на один из двух входов компаратора, на второй вход которого подается сигнал ошибки $U_{\text{ош}} = \Delta U$, представляющий собой постоянное напряжение определенного уровня.

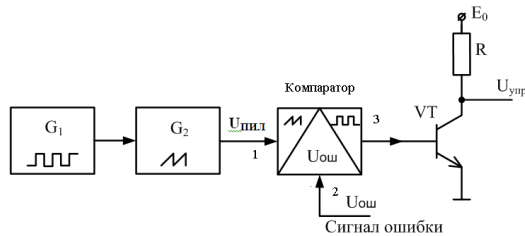


Рис. 3.4. Структурная схема конвертора

На выходе 3 компаратора появляются импульсы прямоугольной формы, длительность которых зависит от величины ΔU , которые поступают на базу транзистора VT. Усиленный сигнал $U_{\text{упр}}$ с коллектора транзистора VT подается на базу силового транзисторного ключа.

На рис. 3.5 представлены временные диаграммы, поясняющие работу схемы управления транзисторным ключом. Силовая часть схемы ИСН выполнена в виде трех различных схемных реализаций.

Выбор силовой части схемы ИСН зависит от требуемого соотношения по величине и знаку между входным напряжением E_0 и напряжением на выходе стабилизатора U_n .

Для ИСН, выполненного по схеме рис. 3.3, а, напряжение U_n меньше E_0 , но совпадает с последним по знаку. Схема работает следующим образом. В момент замыкания транзисторного ключа VT1 на вход накопительного дросселя $L_{\text{др}}$ подается напряжение

$U_0 = E_0 - I_{VT} r_{НАС}$, где $r_{НАС}$ – сопротивление насыщения силового транзистора VT1. При постоянном напряжении на нагрузке U_H на дросселе $L_{ДР}$ будет действовать постоянное напряжение

$$U_{ДР} = U_0 - U_H,$$

в результате чего через $L_{ДР}$ будет протекать ток, изменяющийся по линейному закону:

$$I_{ДР} = \frac{1}{L_{ДР}} \int_0^t U_{ДР} dt + I_{НАЧ} = \frac{1}{L_{ДР}} (U_0 - U_H)t + I_{НАЧ}.$$

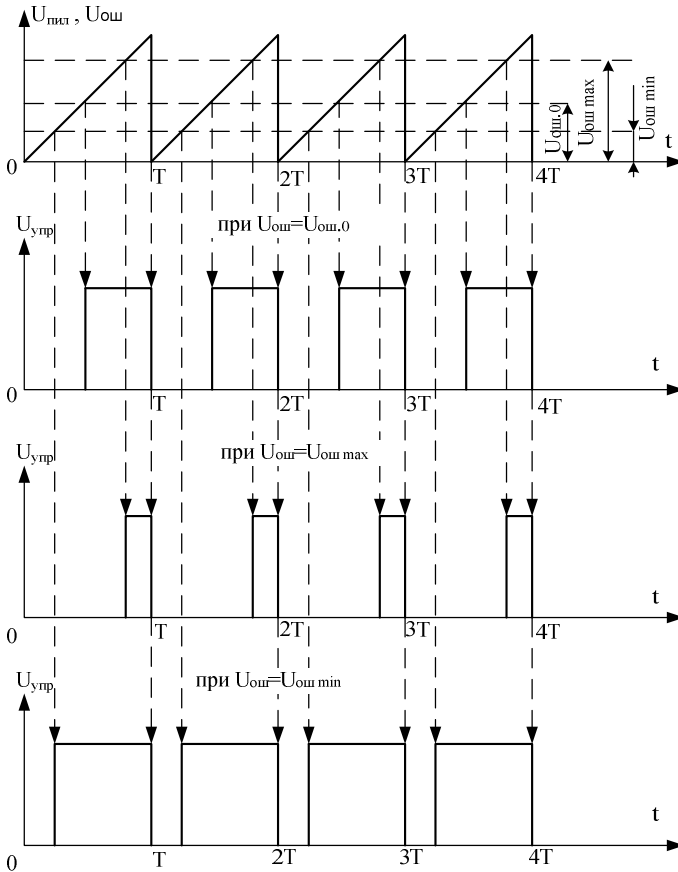


Рис. 3.5. Поясняющие графики

При этом в дросселе происходит накопление энергии. Диод VD1 закрыт положительным напряжением U_0 , приложенным к катоду

диода. В момент размыкания транзисторного ключа в дросселе $L_{др}$ возникает ЭДС самоиндукции $e_{др} = \frac{-L_{др} dI_{др}}{dt}$, которая стремится сохранить величину тока в дросселе неизменной. Под действием $e_{др}$ открывается диод VD1 и энергия $W = \frac{L_{др} I_{др}^2}{2}$, накопленная в дросселе, начинает частично передаваться в нагрузку **Рн**. Рекуперативный диод VD1 создает цепь для протекания тока $I_{др}$ при выключенном транзисторе VT1. Поэтому ток дросселя $I_{др}(t)$ за период $T=1/F$ равен сумме токов транзистора и диода

$$I_{др}(t) = I_{VT}(t) + I_{VD}(t).$$

Индуктивность дросселя выбирается достаточно большой, чтобы протекающий через дроссель ток не снижался до нуля, т.е. дроссель должен работать в режиме непрерывного тока (рис. 3.6).

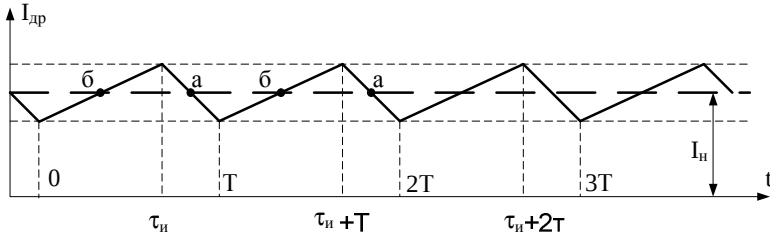


Рис. 3.6. Непрерывный ток дросселя (ломаная линия пилообразной формы) и ток нагрузки (пунктирная прямая линия, проходящая через точки «а» и «б»)

Ток I_n в нагрузке определяется соотношением

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^T I_{др}(t) dt.$$

Когда $I_n > I_{др}$ (участок а-б, рис. 3.6), конденсатор **Сф** разряжается на нагрузку. Когда $I_n < I_{др}$ (участок б-а, рис. 3.6), конденсатор **Сф** подзаряжается током дросселя. Форма тока конденсатора на рис. 3.6. не показана. Напряжение на нагрузке имеет небольшой уровень пульсаций. Амплитудное значение напряжения пульсаций на выходе стабилизатора определяется соотношением

$$U_{н-в} = \frac{U_o q(1-q)}{8L_{др} C_{ф} F^2}.$$

Амплитуда пульсаций уменьшается с увеличением параметров LC-фильтра и квадрата частоты переключений. Обычно частоту

переключений выбирают в интервале (20 - 400) кГц для уменьшения массы и габаритных размеров накопительного дросселя.

Схема ИСН, представленная на рис. 3.3, б, позволяет получить на выходе стабилизатора напряжение обратной полярности в сравнении с входным напряжением E_0 . Она работает следующим образом. При замыкании ключа VT1 на дроссель $L_{др}$ подается напряжение U_0 , в его обмотке протекает линейно увеличивающийся ток $I_{др}$. Происходит накопление энергии в сердечнике дросселя. Диод VD1 при этом закрыт напряжением U_0 . При размыкании ключа VT1 возникает ЭДС самоиндукции, которая стремится поддержать неизменным ток дросселя $I_{др}$, и минусом приложена к катоду диода VD1. VD1 открывается, и энергия, запасенная в дросселе, поступает в конденсатор **Сф** и нагрузку. При открытом VT1 нагрузка получает энергию от конденсатора **Сф**. Диод VD1 защищает конденсатор **Сф** от разряда во время открытого состояния транзисторного ключа.

Напряжение на нагрузке рассчитывают по формуле

$$U_n = -\frac{U_0 q}{1 - q}.$$

В случаях, когда напряжение на нагрузке должно быть больше напряжения на входе, применяют стабилизатор, силовая часть которого построена по схеме рис. 3.3, в.

При замыкании ключа VT1 к дросселю $L_{др}$ прикладывается напряжение E_0 , его ток линейно увеличивается, энергия в дросселе накапливается. Диод VD1 при этом закрыт напряжением конденсатора **Сф**. Напряжения на нагрузке и конденсаторе **Сф** равны по величине. При выключении ключа VT1 в дросселе $L_{др}$ возникает ЭДС самоиндукции $e_{др}$, почти равная E_0 и суммирующаяся с напряжением E_0 . Под действием напряжения $E_0 + e_{др}$ открывается VD1 и конденсатор **Сф** заряжается, а напряжение на нагрузке получается больше входного напряжения E_0 на величину ЭДС самоиндукции и определяется из соотношения

$$U_n = \frac{U_0}{1 - q}.$$

Диод VD1 устраняет разряд конденсатора **Сф** через открытый транзисторный ключ. Накопительные дроссели в схемах рис. 3.3, б и рис. 3.3, в не сглаживают пульсацию напряжения. Амплитуда пульсаций определяется соотношением

$$U_{\sim H} = \frac{I_H q}{C_{\phi} F}.$$

К основным техническим характеристикам стабилизаторов следует отнести номинальные значения выходного напряжения на нагрузке U_{H0} и тока нагрузки I_{H0} , коэффициент стабилизации КСН K_{CT} и его внутреннее сопротивление R_i , температурный коэффициент напряжения α_t и КПД.

Коэффициент стабилизации K_{CT} показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения на нагрузке меньше относительного изменения питающего напряжения при неизменном токе нагрузки:

$$K_{CT} = \frac{\Delta E_0 / E_{0H}}{\Delta U_H / U_{H0}}$$

при $I_H - \text{const}$, где ΔE_0 , ΔU_H – приращение входного и выходного напряжений, E_{0H} – номинальное значение входного напряжения.

Иногда вместо K_{CT} задают коэффициенты нестабильности по напряжению δ_U и току δ_I :

$$\delta_U = \frac{\Delta U_{H(U)}}{U_{H0}} \cdot 100 \% \text{ при } I_H - \text{const}, I_H - \text{var.}$$

$$\delta_I = \frac{\Delta U_{H(I)}}{U_{H0}} \cdot 100 \% \text{ при } E_0 - \text{const}, I_H - \text{var.}$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора R_i определяется как

$$R_i = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} \text{ при } E_0 - \text{const},$$

где ΔI_H – диапазон изменения тока нагрузки, а ΔU_H – изменение напряжения на нагрузке, обусловленное изменением тока.

Чем меньше R_i стабилизатора, тем меньше влияние изменения сопротивления нагрузки на выходное напряжение стабилизатора.

Температурный коэффициент стабилизатора, выраженный в абсолютных значениях, показывает, на сколько изменяется напряжение на нагрузке стабилизатора при изменении температуры окружающей среды на один градус:

$$\alpha_t = \frac{\Delta U_H}{\Delta T^0} \text{ при } E_0 - \text{const}, I_H - \text{const}.$$

КПД стабилизатора определяется как отношение полезной мощности $P_H = I_H U_H$ отдаваемой в нагрузку, к мощности P_0 , потребляемой от первого источника электроэнергии E_0 :

$$\eta = \frac{P_H}{P_0}.$$

Разность $P_0 - P_H = P_{\text{пот}}$ составляет мощность потерь, которая превращается в тепло на элементах схемы стабилизатора.

Рассмотрим, из чего складывается мощность потерь $P_{\text{пот}}$ в силовой части импульсного стабилизатора, и сделаем это на примере схемы рис. 3.3, а. Прежде всего, $P_{\text{пот}}$ следует разделить на две части.

К первой части относят статические потери в открытых и насыщенных ключах стабилизатора.

Ко второй части относят динамические потери, возникающие при переходе ключей из насыщенного состояния в закрытое и обратно.

Статические потери в ИСН складываются из потерь на насыщенных ключах, из потерь на омическом сопротивлении накопительного дросселя и мощности, потребляемой блоком ОС.

Мощность потерь на коллекторе насыщенного транзистора VT1:

$$P_{\text{потVT}} = q U_{\text{кз}} \text{ нас } I_{\text{к}};$$

мощность, теряемая в базе насыщенного транзистора VT1:

$$P_{\text{пот.б}} = q U_{\text{бэ}} I_{\text{б}};$$

мощность, теряемая на насыщенном диоде VD1:

$$P_{\text{пот VD}} = (1-q) U_{\text{Д}} \text{ нас } I_{\text{др}};$$

мощность потерь на омическом сопротивлении накопительного дросселя:

$$P_{\text{др}} = I_{\text{Л}}^2 \cdot r_{\text{др}},$$

где $r_{\text{др}}$ - омическое сопротивление обмотки дросселя.

Малой мощностью потребления блоком ОС можно пренебречь.

Динамические потери в транзисторе $P_{\text{VT дин}}$ и диоде $P_{\text{VD дин}}$ появляются в моменты переключения и уменьшаются с увеличением быстродействия. С увеличением частоты переключения динамические потери быстро увеличиваются, а КПД стабилизатора уменьшается.

Рассмотрим процесс переключения транзистора VT1 и диода VD1 (рис. 3.7).

Пусть в момент t_1 в цепь базы закрытого транзистора VT1 подан импульс тока $I_{\text{д}}$, достаточный для его насыщения. Рабочая точка транзистора перемещается из области отсечки в область насыщения через активную область. В интервале $t_2 - t_1 = t_{\text{вкл}}$ ток коллектора достигает значения $I_{\text{к мин}}$. Время $t_{\text{вкл}}$ зависит от частотных свойств транзистора и от величины тока базы. Полагая ток дросселя

$I_{ДР}$ практически неизменным за $t_{вкл}$ и принимая во внимание, что $I_{ДР} = I_K + I_D$, а ток I_K растет, то ток диода I_D уменьшается от $I_{D\min}$ до нуля. С момента времени t_2 начинается процесс восстановления обратного сопротивления диода VD1. В интервале восстановления $t_3 - t_2 = t_{вос}$ транзистор продолжает работать в активной области практически на нулевую нагрузку. Ток I_K увеличивается, а напряжение на переходе коллектор-эмиттер остается максимальным и равным $U_{КЭ\max} = E_0 + U_{Д.нас.}$. Ток диода в интервале $t_2 - t_3$ изменяет свое направление. В момент t_3 , соответствующий окончанию восстановления, ток коллектора VT1 уменьшается до значения $I_{K\min}$ и транзистор входит в область насыщения. Ток диода уменьшается до величины обратного тока $I_{Д.обр.}$, а напряжение на транзисторе уменьшается до $U_{КЭ.нас.}$. Как видно из рис. 3.7, в интервале $t_1 - t_3$ транзистор работает в активной области при максимальном напряжении на переходе коллектор-эмиттер и на нем рассеивается значительная мощность. Чем больше время включения $t_{вкл}$ транзистора, и особенно время восстановления диода $t_{вос}$, тем больше максимальное значение коллекторного тока $I_{K\max}$ и тем больше величина рассеиваемой на VT1 мощности. В интервале $t_3 - t_4$ транзистор находится в режиме насыщения, ток коллектора линейно возрастает, напряжение $U_{КЭ}$ не меняется и равно напряжению насыщения $U_{КЭ.нас.}$. В момент t_4 на базу транзистора VT1 подается запирающее напряжение, и ток базы меняет свое направление. В интервале $t_4 - t_5$ происходит рассасывание объемного заряда транзистора, ток коллектора равен $I_{K\max}$. Диод VD1 в этом интервале закрыт. Момент времени t_5 соответствует окончанию процесса рассасывания, напряжение $U_{КЭ}$ возрастает до $U_{КЭ\max}$, и с этого момента транзистор начинает работать в активной области. Ток транзистора I_K уменьшается, а ток I_D диода VD1 увеличивается до $I_{D\max}$. Напряжение на переходе коллектор-эмиттер с момента t_5 максимально, а на диоде минимально. В момент t_6 транзистор переходит в область отсечки. Таким образом, в интервале $t_6 - t_5 = t_{выкл}$ транзистор VT1 работает в активной области и рассеивает на себя значительную мощность. Средняя мощность динамических потерь составляет величину, определяемую формулой

$$P_{\text{пот.дин}} = 0,16 U_{K\max} I_{K\max} (t_{вкл} + t_{\text{расс}} + t_{\text{выкл}}) F.$$

Для уменьшения динамических потерь, прежде всего, целесообразно использовать быстодействующие ключи. Иногда с той же целью используют также ряд схемотехнических приемов, которые уменьшают время переключения. Одновременно эти приемы уменьшают перегрузку ключевого транзистора в пиковых точках.

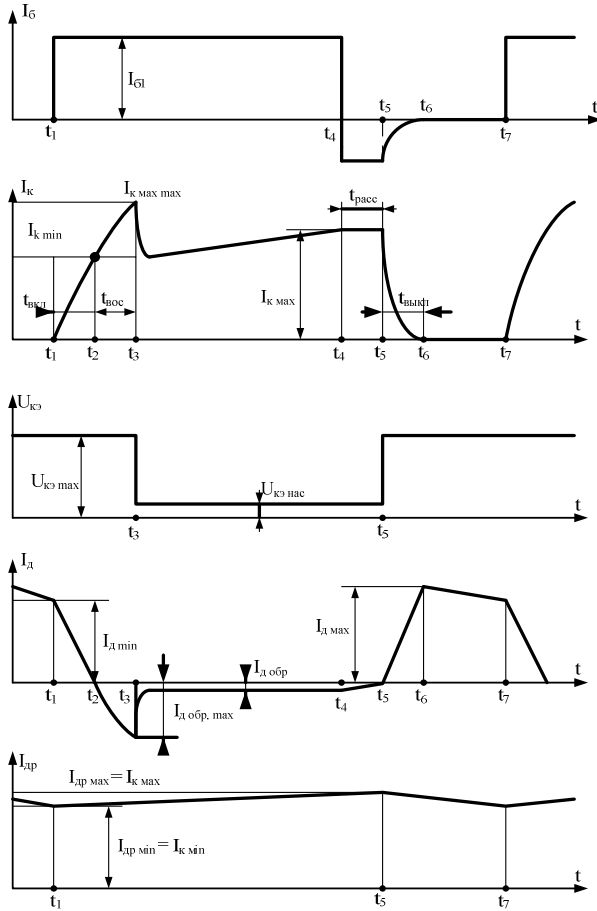


Рис. 3.7. Поясняющие диаграммы к ИСН

С учетом сказанного КПД стабилизатора можно записать следующим образом:

$$\eta = 1 - \frac{(P_{\text{пот.ст}} + P_{\text{пот.дин}})}{P_0},$$

где $P_{\text{пот.ст}} = P_{\text{пот.вт}} + P_{\text{пот.вд}} + P_{\text{др}} + P_{\text{потб}}$,

$$P_{\text{пот.дин}} = P_{\text{вт.дин}} + P_{\text{вд.дин}}.$$

2. Практическая часть

2.1. Описание лабораторного макета

В лабораторной работе изучается и исследуется схема понижающего импульсного стабилизатора напряжения.

Полная принципиальная схема макета ИСН представлена на рис. 3.8, функциональная схема – на рис. 3.9.

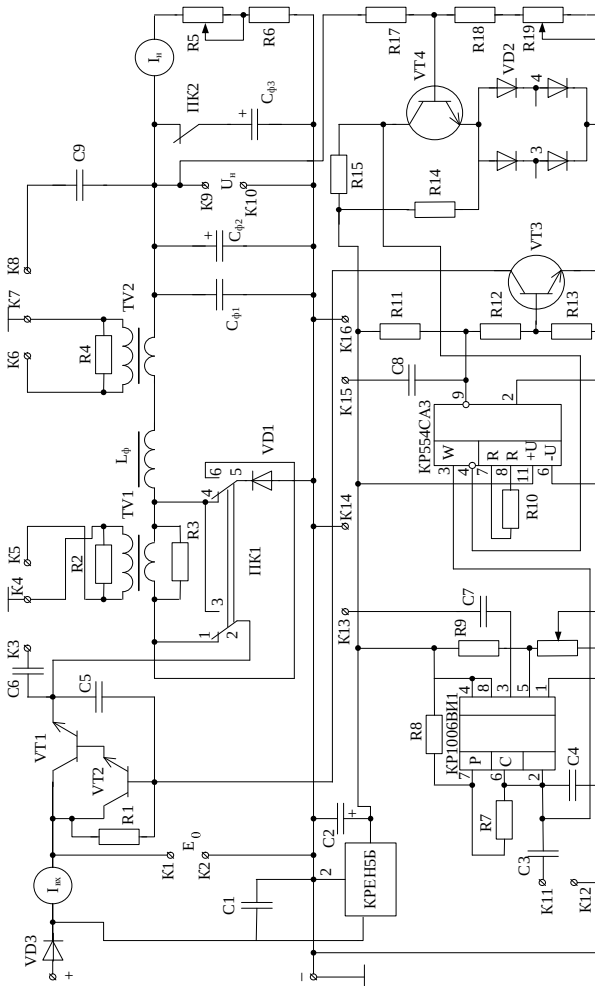


Рис.3.8. Схема макета

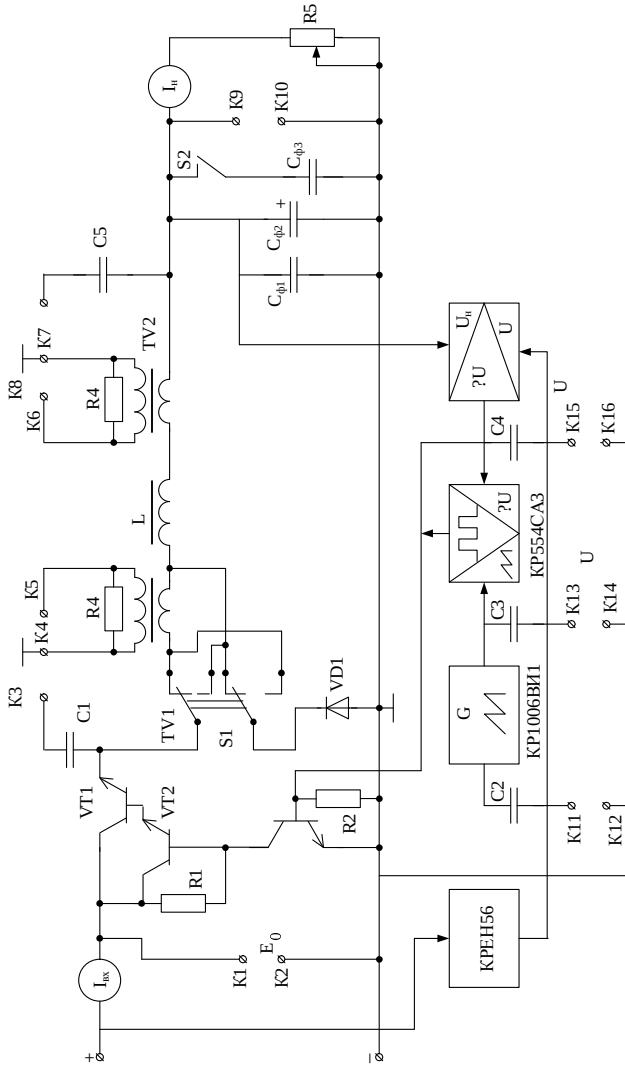


Рис.3.9. Схема функциональная

Силовая часть ИСН содержит управляемый ключ, собранный на составном транзисторе (VT1 и VT2), рекуперативный диод VD1, накопитель энергии в виде дросселя L_{Φ} и конденсаторов $C_{\Phi1}, C_{\Phi2}, C_{\Phi3}$. Нагрузкой являются переменный резистор R5 и постоянный резистор R6. Переключатель S2 служит для подключения и отключения дополнительного накопительного конденсатора $C_{\Phi3}$. Управление

транзисторным ключом осуществляется через каскад, собранный на транзисторе VT3.

Схема управления ИСН содержит генератор пилообразного напряжения (ГПН), собранный на микросхеме КР1006ВИ1, широтно-импульсный модулятор (ШИМ), собранный на микросхеме КР554СА3, схему сравнения и усиления ошибки (ССУО), выполненную на транзисторе VT4. Для питания схемы управления ИСН в макете использован дополнительный стабилизатор, собранный на микросхеме КРЕН5Б. Все перечисленные блоки схемы управления могут быть заменены одной микросхемой КР142ЕП1. Для наблюдения за процессами, протекающими в ИСН, в макете использованы два токовых трансформатора TV1, TV2, переключатель S1 и контрольные гнезда K1-K16. Токовый трансформатор TV1 совместно с переключателем S1 позволяет наблюдать форму токов транзисторного ключа и рекуперативного диода. Токовый трансформатор TV2 обеспечивает наблюдение за током дросселя накопителя.

Гнезда K1-K2 используются для подключения вольтметра ВУ-15 и контроля за входным напряжением E_0 , гнезда K9-K10 служат для подключения вольтметра В7-27 и контроля за напряжением U_n на нагрузке R5.

К гнездам K3-K4, K5-K4, K6-K7, K8-K7, K11-K12, K13-K14, K15-K16 подключается осциллограф С1-69 (или С1-65) для наблюдения за переменными напряжениями и токами. Гнезда K3-K4 позволяют проконтролировать форму напряжения U_{K3} , действующего на трансформаторном ключе. Гнезда K5-K4 позволяют наблюдать форму тока транзисторного ключа I_{VT} (S1 в положении « I_{VT} ») и рекуперативного диода I_{VD} (S1 в положении « I_{VD} »). Гнезда K6-K7 позволяют наблюдать форму тока $I_{др}$, протекающего через накопительный дроссель. Гнезда K8-K7 дают возможность оценить с помощью осциллографа уровень пульсаций $U_{\sim n}$ на нагрузке. Гнезда K11-K12 служат для подключения частотомера ЧЗ-33 и контроля за частотой переключения F . Гнезда K13-K14 позволяют проконтролировать форму пилообразного напряжения $U_{пил}$, поступающего на вход ШИМ. Гнезда K15-K16 позволяют наблюдать изменение длительности импульсов переключения $U_{шим}$. На входе макета включен диод VT3, защищающий ИСН от переполюсовки первичного источника питания. Для измерения входного тока стабилизатора I_{BX} и тока на нагрузке I_n в макете использованы два миллиамперметра, установленные на лицевой панели с пределом

измерения до 500 мА. Регулировка сопротивления нагрузки осуществляется ручкой «**R_н**». Установка требуемого напряжения на нагрузке производится ручкой «**U_н**». Следует заметить, что введенные трансформаторы несколько снижают КПД исследуемого стабилизатора.

Экспериментальная часть

2.2.1. Подготовить рабочее место. Для этого включить измерительные приборы ВУ-15, В7-27, С1-69, ЧЗ-33 и прогреть их в течение 5 минут. Подключить вольтметры к гнездам К1-К2, К9-К10 соответственно, частотомер – к гнездам К11-К12, первый канал осциллографа – к гнездам К3-К4, второй канал осциллографа – к гнездам К5-К4. При подключении приборов следить за тем, чтобы корпус прибора подключался к корпусу макета.

Включить первичный источник Б5-7 и установить исходное значение **E_{0 ном}** = 24 В, ручкой «**U_н**» установить напряжение на нагрузке **U_{н ном}** = 10 В, ручкой «**R_н**» установить ток нагрузки **I_н** = 250 мА.

2.2.2. Снять зависимости **U_н**=f(**E₀**), **I_{вх}**=f(**E₀**), **q**= f(**E₀**).

Напряжение **E₀** изменять в пределах от 20 до 28 В через 1 В, ток **I_н** поддерживать неизменным и равным 250 мА. Коэффициент заполнения определить по первому каналу осциллографа, используя импульсы **U_{кз}** и соотношение $q = \frac{\tau_n}{T}$.

По результатам измерений построить графики зависимостей **U_н**=f(**E₀**), **I_{вх}**=f(**E₀**), **q**= f(**E₀**) и рассчитать коэффициент стабилизации напряжения

$$K_{CT} = \frac{(E_{0MAX} - E_{0MIN})U_{0НОМ}}{(U_{HMAX} - U_{HMIN})E_{0НОМ}}.$$

2.2.3. Снять зависимости **U_н**=f(**I_н**), **I_{вх}**=f(**I_н**), **q**= f(**I_н**). Напряжение на входе **E₀** следует поддерживать неизменным и равным 24 В. Ток нагрузки изменять в пределах от 100 до 400 мА через 50 мА ручкой «**R_н**». Коэффициент заполнения **q** определяется так же, как и в п. 2.2.2. Построить графики зависимостей **U_н**=f(**I_н**), **I_{вх}**=f(**I_н**), **q**= f(**I_н**).

Рассчитать внутреннее сопротивление стабилизатора

$$R_i = \frac{U_{HMAX} - U_{HMIN}}{I_{HMAX} - I_{HMIN}}.$$

2.2.4. Рассчитать КПД стабилизатора при **E₀** = 24 В для всех значений тока нагрузки, использованных в п.2.2.3

$$\eta = \frac{I_H U_H}{I_{BX} E_0}.$$

Построить график $\eta = f(I_H)$.

2.2.5. Снять с помощью двухлучевого осциллографа С1-69 (С1-55) временные диаграммы напряжений и токов. При снятии осциллограмм соблюдать следующую последовательность подключений.

Первый канал подключить для наблюдения к U_{K3} , второй канал поочередно подключать к гнездам для наблюдения за токами I_{VT} (SI в положении « I_{VT} »), далее I_{VD} (SI в положении « I_{VD} »), I_{DP} , U_{-H} (S2 в положении «Вкл»). Далее первый канал подключить для наблюдения $U_{пил}$, второй канал – $U_{шим}$.

Снятые временные диаграммы рисовать в соответствии с их временным положением относительно друг друга. Оценить по осциллографу уровень и характер пульсаций на нагрузке. Поставить тумблер S2 в положение «Выкл», убедиться, что уровень пульсаций возрастает.

Измерить уровень пульсаций при подключенном и отключенном дополнительном конденсаторе $C_{Ф3}$.

2. 2.6. Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- функциональную схему исследуемого ИСН (рис. 3.9);
- результаты измерений в виде таблиц и графиков; временные диаграммы напряжений и токов;
- выводы.

3. Вопросы для самоподготовки

1. Преимущества и недостатки импульсных стабилизаторов напряжения по сравнению с линейными стабилизаторами.
2. Принцип действия импульсного стабилизатора релейного типа.
3. Принцип действия импульсного стабилизатора с ШИМ.
4. Особенности построения импульсного стабилизатора с ШИМ с понижением напряжения.
5. Принцип действия импульсного стабилизатора с повышением напряжения.
6. Принцип действия импульсного стабилизатора с инвертированием напряжения.
7. Объяснить процесс стабилизации выходного напряжения при изменении питающего напряжения.

8. Объяснить процесс стабилизации выходного напряжения при изменении тока нагрузки.

9. Пояснить принцип преобразования аналогового сигнала ошибки в дискретную форму.

10. Написать соотношения для среднего напряжения на выходе стабилизатора понижающего, повышающего и инвертирующего типов.

11. Перечислить основные причины появления потерь в импульсных стабилизаторах и указать способы их уменьшения.

12. Пояснить требования, предъявляемые к величине индуктивности дросселя накопителя.

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНВЕРТОРА

Цель работы: изучить способы построения и физику работы конверторов с одно- и двухтактными инверторами; экспериментально исследовать один из вариантов конвертора и его основные характеристики.

1. Теоретическая часть

Конверторы (преобразователи) находят широкое применение в современных вторичных источниках электропитания (ВИЭП).

Это обусловлено тем, что в качестве первичных источников электропитания (ПИЭП) часто выступают аккумуляторы, электрические батареи, гальванические элементы, солнечные батареи и некоторые другие источники постоянного электрического тока.

Электрические характеристики таких первичных источников по качественным и количественным показателям, как правило, не удовлетворяют требованиям питаемой электронной аппаратуры.

Конверторы, преобразуя постоянное напряжение одного уровня в одно или несколько напряжений других уровней, способны обеспечить желаемые качественные и количественные характеристики ВИЭП.

Структурная схема конвертора с блоком управления по одному из каналов приведена на рис. 4.1. Он содержит следующие блоки: 1 - инвертор, 2 - выпрямитель, 3 - сглаживающий фильтр, 4 - блок управления, 5 - структурная схема конвертора.

Инвертор обеспечивает преобразование постоянного напряжения E ПИЭП в переменное напряжение прямоугольной формы с частотой F . Частота F инвертора лежит в пределах от 10 до нескольких сотен кГц. С вторичных обмоток трансформатора инвертора снимаются одно или несколько напряжений, которые поступают на выпрямители и далее, через сглаживающие фильтры, в нагрузку. Управление инвертором осуществляется блоком управления по одному из наиболее ответственных и важных каналов. Требуемое качество выпрямленного напряжения по каждому из оставшихся каналов может быть получено с помощью стабилизаторов постоянного напряжения, которые в приведенной схеме не показаны. В транзисторах инвертора, как правило, используется ключевой режим работы, что обеспечивает высокий КПД инвертора и всего конвертора в целом, а высокая частота переключения F позволяет выполнить в малых габаритах и с малой массой трансформатор и сглаживающий фильтр конвертора. Широкое применение находят конверторы в так называемых “бестрансформаторных” источниках электропитания, когда в качестве ПИЭП используется сеть переменного тока с частотой 50 Гц. На практике находят применение две основные схемы построения “бестрансформаторных” источников электропитания, приведенные на рис. 4.2 и 4.3. Каждый из них имеет свои достоинства и недостатки. Однако варианты позволяют исключить сетевой трансформатор и тем самым уменьшить массогабаритные показатели ВИЭП. В схеме рис. 4.2 в состав ВИЭП входят сетевой фильтр 6, выпрямитель 7, емкостный сглаживающий фильтр 8 и конвертор 5.

Состав конвертора 5 аналогичен схеме рис. 4.1. Отличием является только то, что транзисторы инвертора должны быть высоковольтными и выбираются с учётом наибольшего уровня напряжения, приблизительно равного 330 В. Это напряжение нестабильно и изменяется в зависимости от напряжения в сети. Стабилизация выпрямленного напряжения по главному направлению обеспечивается блоком управления с помощью ШИМ инвертора.

В схеме ВИЭП рис. 4.3 задача стабилизации выходного выпрямленного напряжения решается иначе. В этой схеме после сглаживающего фильтра 8 включен высоковольтный импульсный стабилизатор напряжения 9 с блоком управления 10. В результате транзисторы инвертора работают при стабильном постоянном напряжении, не превышающем 250 В. Переменное напряжение на выходе инвертора имеет прямоугольную форму, близкую к меандру, поэтому выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя 6 конвертора 9 практически постоянно. Это существенно упрощает

сглаживающий фильтр 7. Управление и стабилизация напряжения по главному направлению в ВИЭП рис. 4.3 обеспечиваются через высоковольтный импульсный стабилизатор напряжения 9.

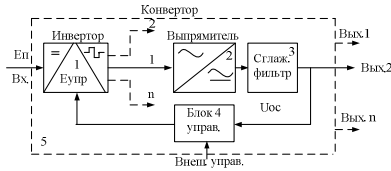


Рис.4.1. Структурная схема конвертора

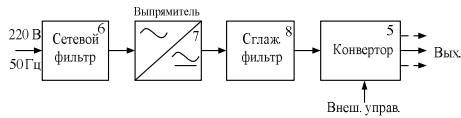


Рис. 4.2. Бестрансформаторный источник питания (1-й вариант)



Рис. 4.3. Бестрансформаторный источник питания (2-й вариант)

Разнообразие схем конверторов определяется разнообразием схем инверторов, входящих в состав конверторов. Все инверторы можно разделить на две группы. К первой группе следует отнести инверторы с самовозбуждением, т.е. релаксационные автогенераторы. Ко второй группе относятся инверторы с внешним возбуждением, т.е. усилители релаксационных колебаний.

Инверторы с самовозбуждением, как правило, являются неуправляемыми источниками переменных колебаний прямоугольной формы типа меандр. Инверторы с внешним возбуждением можно отнести к разряду управляемых, так как усиливаемые ими колебания могут быть промодулированы по длительности импульсов (ШИМ). Это позволяет осуществлять управление напряжением на выходе конвертора и стабилизацию напряжения по главному направлению. Транзисторы в инверторах играют роль управляемых ключей.

По числу и способу соединений транзисторных ключей инверторы делят на одноктактные, двухтактные, двухтактные мостовые и двухтактные полумостовые.

Конверторы с одноктактными инверторами являются наиболее простыми. Они имеют две основные схемы построения: конверторы с прямым и конверторы с обратным включением выпрямительных диодов.

На рис. 4.4 показана схема конвертора с обратным включением выпрямительного диода.

Физика работы такого конвертора поясняется эпюрами токов и напряжений, представленными на рис. 4.5.

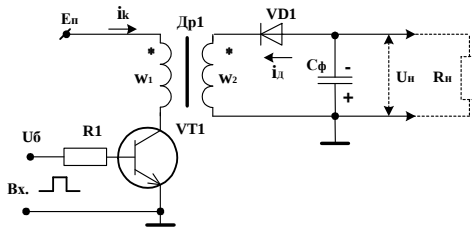


Рис. 4.4. Конвертор с одноктактным инвертором и обратным включением диода VD1

Положительные импульсы напряжения возбуждения U_6 длительностью τ' отпирают, а отрицательные импульсы длительностью $T - \tau'$ запирают силовой транзистор VT1.

В коллекторной цепи транзистора VT1 включен двухобмоточный дроссель Др1, являющийся накопителем энергии. Наличие второй обмотки дросселя с числом витков w_2 позволяет осуществить гальваническую развязку между входным питающим источником E_n и нагрузкой R_n . Когда силовой транзистор открыт и находится в насыщенном состоянии, через него течет линейно нарастающий ток i_k . На вторичной обмотке дросселя Др1 в это время действует напряжение

$$U_2 = E_n k_{tr} \cong U_n,$$

где $k_{tr} = w_1/w_2$ - коэффициент трансформации напряжения двухобмоточного дросселя Др1.

Это напряжение плюсом приложено к катоду диода VD1 и запирает его. Конденсатор C_f разряжается на нагрузку, расходуя запасенную в нем энергию. Форма импульса тока коллектора VT1 такая же, как у импульсного стабилизатора напряжения, рассмотренного в [1,4]. В течение $t_{накVT1}$ имеют место рост тока коллектора i_{kVT} и накопление объемного заряда в транзисторе. Далее имеют место выброс тока коллектора в течение времени рассасывания

объемного заряда рекуперативного диода $t_{\text{расVD1}}$, затем линейно нарастающая его часть и далее - постоянное значение тока i_{kVT} в течение времени рассасывания объемного заряда $t_{\text{расVT1}}$.

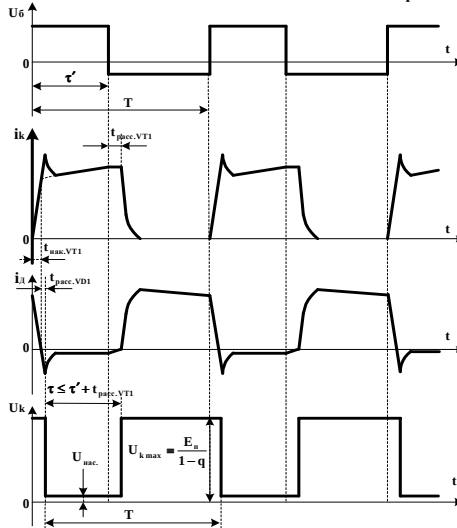


Рис.4.5. Эпюры токов и напряжений в конвертере с обратным включением диода VD1

После прекращения действия отпирающего импульса U_g и рассасывания заряда из тела транзистора напряжение на коллекторе VT1, которое занимало низкий уровень, равный $U_{\text{нас}}$, скачком возрастает с этого уровня до значения $E_n \frac{1}{1-q}$, где $q = \frac{\tau}{T}$ - коэффициент заполнения. Транзисторный ключ закрывается. Одновременно диод VD1 открывается, и запасенная в дросселе магнитная энергия пополняет энергию конденсатора $C_{\text{др}}$ и частично передается в нагрузку R_n . Величина коэффициента заполнения принадлежит интервалу ($0 < q < 1$).

При индуктивности дросселя больше критической выходное напряжение U_n можно найти из условия равенства нулю среднего напряжения на дросселе

$$E_n \tau = U_n \cdot \frac{1}{k_{\text{тр}}} (T - \tau), \text{ откуда}$$

$$U_n = E_n \frac{\tau}{T - \tau} k_{тр} = E_n \frac{q}{1 - q} k_{тр}.$$

Зависимость напряжения на нагрузке U_n от q позволяет регулировать его значение, используя ШИМ, а также стабилизировать U_n с помощью блока управления. Максимальное напряжение на закрытом транзисторе $U_{кз\max}$ складывается из напряжения источника питания E_n и индуцированного магнитным потоком напряжения на первичной обмотке дросселя:

$$U_{кз\max} = E_n + U_n \frac{1}{k_{тр}}.$$

Подставив вместо U_n найденное выше выражение, получим

$$U_{кз\max} = \frac{E_n}{1 - q}.$$

Как следует из полученной формулы, максимальное напряжение на коллекторе транзистора в два и более раз превышает напряжение источника питания. Этот факт необходимо учитывать при выборе транзистора.

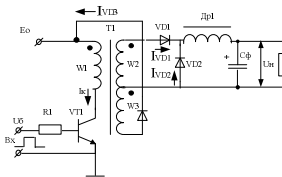


Рис. 4.6. Конвертор с одноктактным инвертором и прямым включением диода VD1

Вторая схема конвертора с одноктактным инвертором и прямым включением диода показана на рис. 4.6. Эпюры напряжений и токов, поясняющие работу конвертора, представлены на рис. 4.7. При поступлении на базу транзистора VT1 отрицательного импульса длительностью τ' он входит в насыщение. Одновременно под действием ЭДС на вторичной обмотке трехобмоточного дросселя Др1

$$\epsilon_2 = E_n \frac{w_2}{w_1}$$

открывается диод VD1 и происходит передача энергии в нагрузку, а также пополнение энергии, запасенной в дросселе Др2.

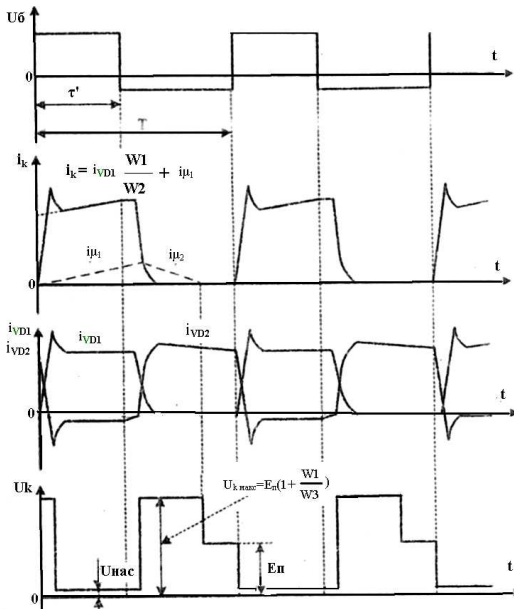


Рис. 4.7. Эшоры токов и напряжений в конверторе с прямым включением диода VD1

После окончания действия отпирающего базового импульса и рассасывания накопленного заряда в теле транзистора токи i_k и $i_{д1}$ прекращаются, но появляется ток диода VD2 под действием ЭДС на накопительном дросселе Др2. Одновременно появляется ЭДС в обмотке w_3 дросселя Др1, которая обеспечивает непрерывность в дросселе. Одновременно открывается диод VD3 и остаточная накопленная в Др1 магнитная энергия за счет тока $i_{μ2}$ возвращается в источник питания. За время протекания тока $i_{μ}$ на коллекторе транзистора действует напряжение

$$U_{кэ\max} = E_{п} \left(1 + \frac{w_1}{w_3} \right).$$

Достоинством этой схемы является то, что к элементу Др1 не предъявляется требований накопления энергии.

Эту задачу выполняет дроссель Др2. В результате элементом Др1 может служить дроссель, который по массогабаритным размерам существенно меньше двухобмоточного дросселя первой схемы конвертора.

Рекуперация остаточной энергии из дросселя Др1 в источник питания повышает КПД схемы конвертора. Недостатком схемы конвертора с прямым включением диода является большая сложность.

Напряжение на нагрузке U_n можно определить из соотношения:

$$U_n = E_n \frac{w_2}{w_1} \frac{(\tau' - t_{\text{пасс}})}{T} = E_n k_{\text{тр}} q,$$

а постоянную составляющую тока коллектора - по формуле

$$I_{\text{к0}} = I_o \frac{W_1}{W_2} = I_o \frac{1}{k_{\text{тр}}}.$$

Наличие постоянной составляющей тока коллектора вызывает подмагничивание сердечника трансформатора Тр1, что приводит к необходимости увеличивать его габаритные размеры и массу. Более подробные сведения о конверторах с одноктактными инверторами изложены в [1-2].

Конверторы, в которых инверторы выполнены по двухтактной схеме, позволяют избавиться от относительно габаритных трансформаторов и дросселей и использовать в составе инвертора менее габаритные трансформаторы. Это обусловлено тем, что исчезает подмагничивание магнитопровода постоянным током.

На рис. 4.8, 4.9 представлены схемы двухтактных инверторов с внешним возбуждением. В обоих инверторах транзисторные ключи выполнены по схеме с общим эмиттером. Однако заземляются в первой схеме инвертора эмиттеры, а во второй - коллекторы.

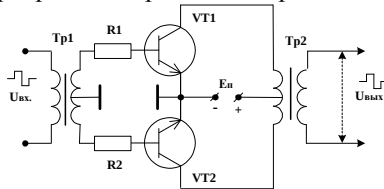


Рис. 4.8. Двухтактный инвертор с общим и заземленным эмиттером

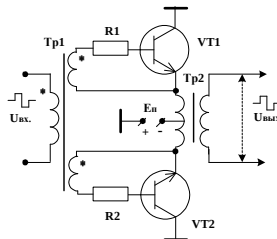


Рис. 4.9. Двухтактный инвертор с общим эмиттером и заземленным коллектором

На рис. 4.10 представлена схема инвертора с самовозбуждением. Транзисторы инвертора включены по схеме с общим и заземленным эмиттером. Для обеспечения самовозбуждения в трансформаторе Тр1 использована дополнительная обмотка обратной связи W_{oc} .

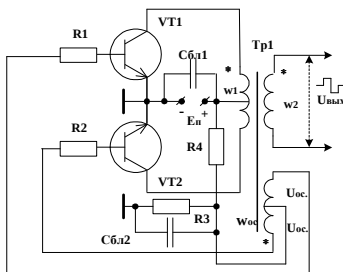


Рис. 4.10. Двухтактный инвертор с самовозбуждением

При относительно высоковольтных первичных источниках питания целесообразно использовать мостовую или полумостовую двухтактную схему инвертора (рис. 4.11, 4.12). Они могут быть выполнены как с внешним возбуждением, так и с самовозбуждением

У мостовой схемы инвертора очень простой выходной трансформатор Тр2. Вместе с тем возбуждающий трансформатор Тр1 достаточно сложен. Он имеет 4 самостоятельные вторичные обмотки. Транзисторные ключи инвертора работают попарно. Например, транзисторные ключи VT1 и VT4 включены, а транзисторные ключи VT2 и VT3 выключены. В результате ток от источника питания $E_{п}$ протекает по первичной обмотке трансформатора Тр2 то в одном направлении, то в обратном, что и обеспечивает преобразование энергии источника постоянного тока в энергию переменного тока прямоугольной формы.

В полумостовой схеме инвертора (рис. 4.12) два транзистора VT1 и VT3 заменены конденсаторами C1 и C2 большой емкости. Это позволяет упростить возбуждающий трансформатор Т1, но импульсы напряжения на выходе приобретают “сколы” (рис. 4.13). Величина этих сколов тем меньше, чем больше емкость конденсаторов C1 и C2.

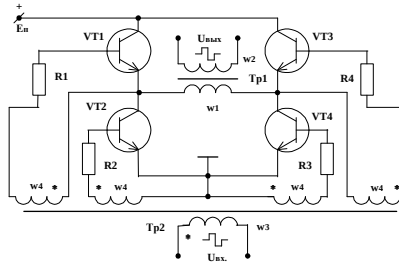


Рис. 4.11. Схема мостового инвертора

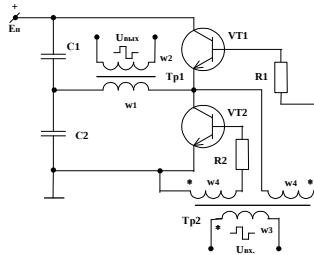


Рис. 4.12. Схема полумостового инвертора

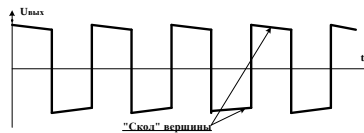


Рис. 4.13. Форма выходного сигнала на выходе полумостового инвертора

Более подробные сведения о работе двухтактных инверторов изложены в [1]. Рассмотрим работу двухтактного инвертора на примере классической двухтактной схемы рис. 4.8. Эпюры напряжений, действующих в схеме, представлены на рис. 4.14.

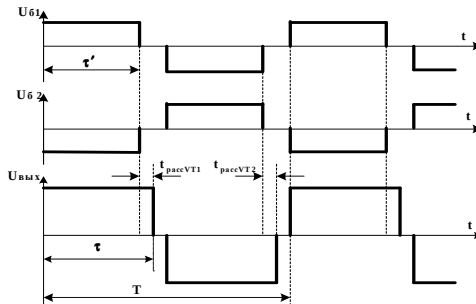


Рис. 4.14. Эпюры напряжений в двухтактном инверторе

Возбуждение инвертора осуществляется с помощью входного трансформатора Т1 импульсным переменным напряжением прямоугольной формы, с периодом повторения T и длительностью положительных и отрицательных полуволн τ' меньших $0,5T$ на величину времени рассасывания объемного заряда в транзисторах $t_{\text{рассVT}}$. На вторичной обмотке со средней точкой возбуждающего трансформатора Т1 появляются импульсы с одинаковой амплитудой и инвертированной на 180° фазой. Со вторичной обмотки трансформатора Т2 снимается импульсная последовательность напряжения прямоугольной формы. Однако длительность положительной и отрицательной полуволн τ больше τ' на время рассасывания $t_{\text{рассVT}}$ неосновных носителей в транзисторных ключах VT1 и VT2. Если подобрать τ' так, чтобы $\tau = \tau' + t_{\text{рассVT}} = 0,5T$, напряжение на нагрузке приобретает форму меандра.

Вместе с тем нельзя допустить, чтобы τ превышало $0,5T$, так как тогда оба транзисторных ключа в течение времени $\Delta t = \tau - 0,5T$ будут находиться в открытом состоянии и замыкать накоротко первичную обмотку трансформатора. Это значительно увеличит потери в инверторе и снизит его КПД. Выполнить $\tau' < 0,5T$ в инверторах с внешним возбуждением достаточно просто, и делается это в блоке управления. В инверторах с самовозбуждением выполнить $\tau' < 0,5T$ сложнее. Для этого используют специальные схемотехнические приемы, которые рассмотрены подробно в [1].

Вторичные обмотки выходного трансформатора Тр.2 инверторов обычно нагружены на выпрямитель, который через сглаживающий фильтр подключен к нагрузке. Наличие сглаживающих фильтров приводит к тому, что сопротивление нагрузки по переменному току, приведенное к вторичной обмотке трансформатора Тр.2, носит комплексный характер. Чаще всего сглаживающие фильтры начинаются с индуктивности. В этом случае ток первичной обмотки трансформатора отстает от момента переключения транзисторных ключей, и через транзисторы начинают протекать инверсные токи. Поскольку в инверсном включении транзисторы обладают малым усилением и плохими энергетическими показателями, инверсные токи снижают КПД инвертора и надежность работы транзисторов.

Для устранения этого неприятного явления в схеме инверторов параллельно транзисторным ключам ставят диоды, которые замыкают

через себя отстающий ток обмотки трансформатора. Схемы включения таких диодов показаны на рис. 4.15.

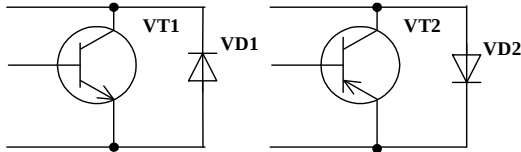


Рис.4.15. Схемы включения диодов

2. Практическая часть

2.1. Описание лабораторного макета

Лабораторный макет конвертора представляет собой законченный блок. Он содержит плату конвертора с установленными на ней элементами, измерительную головку « I_{ax} » для измерения тока, потребляемого конвертором от первичного источника питания, измерительную головку « I_n » для оценки тока нагрузки конвертора, контрольные гнезда Г1÷Г15 для подключения измерительных приборов и осциллографа, ручку установки требуемого напряжения на нагрузке « U_n » и ручку установки тока нагрузки « I_n ». В качестве первичного источника питания используется универсальный источник питания Б5-7, на выходе которого можно получить требуемое для конвертирования напряжение. Принципиальная схема конвертора представлена на рис. 4.16.

Силовая часть конвертора представлена инвертором, выполненным на транзисторах VT1 и VT2 типа КТ816Г и выходном трансформаторе Т1. Транзисторы инвертора включены по схеме с общим коллектором. Между коллектором и эмиттером транзистора включены корректирующие цепочки R10, C9 и R11, C11 соответственно. Вторичная обмотка выходного трансформатора Т1 нагружена на двухполупериодную схему выпрямителя на диодах VD2 и VD3 типа КД212А. Для сглаживания пульсаций выпрямленного тока используется фильтр L1, C15, C16, C17.

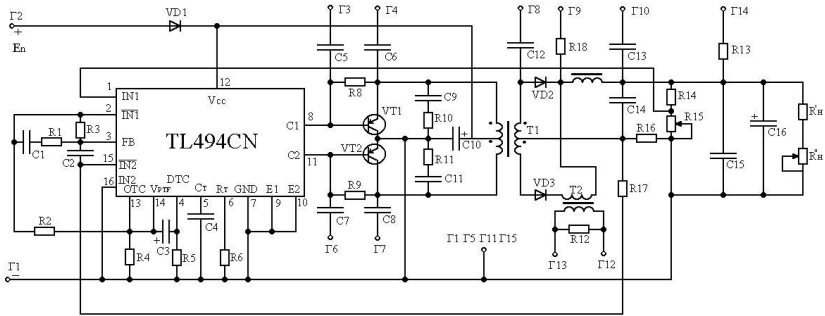


Рис. 4.16. Принципиальная схема лабораторного макета конвертора

Управление конвертором осуществляется специализированной микросхемой TL494CN, которая включает в себя задающий генератор тактовых импульсов, частота которого задается резистором R6 и конденсатором C4, ШИМ-модулятор, прецизионный источник опорного напряжения, устройство выделения и усиления ошибки, компаратор “мертвого времени”, позволяющий устранить вредное влияние времени рассасывания заряда в транзисторах инвертора, двухтактный предварительный усилитель инвертора, а также устройство защиты конвертора по току и от коротких замыканий. Подробные сведения о микросхеме приведены в [3].

Напряжение обратной связи, снимаемое с выхода делителем R14-R15, подается на вход 1 микросхемы. Изменяя уровень обратной связи переменным резистором R15, можно установить требуемое напряжение на выходе конвертора. Ротор переменного резистора R15 выведен на лицевую панель и имеет обозначение « U_n ». Сигнал защиты конвертора по току снимается с калиброванного низкоомного резистора R16 и через резистор R17 подается на вывод 15 микросхемы. С помощью резистора R17 можно установить любой требуемый порог срабатывания защиты по току. Частота тактовых импульсов F в лабораторном макете установлена равной 50 кГц.

Последовательно с диодом VD3 включен измерительный трансформатор тока Tr2, выход которого соединен с гнездами G12 и G13. Трансформатор Tr2 позволяет проконтролировать с помощью осциллографа форму тока, протекающего через диод VD3 выпрямителя (форма тока, протекающего через диод VD2, аналогична, только сдвинута по фазе на 180°).

Гнезда G2 - G1 предназначены для подключения вольтметра B7-15 для контроля уровня постоянного напряжения первичного источника

питания. Гнезда Г14 - Г15 предназначены для подключения цифрового вольтметра В7-27, контролирующего напряжение на нагрузке. Нагрузкой являются последовательно соединенные резисторы с большой мощностью рассеяния, один из которых переменный. Его ротор выведен на лицевую панель макета и обозначен « I_n ». Гнезда Г3 и Г6 позволяют проконтролировать форму напряжений на базах транзисторов VT1 и VT2 соответственно относительно корпуса. Гнезда Г1, Г5, Г11, Г15 являются корпусными.

Гнезда Г4 и Г7 позволяют проконтролировать форму переменного напряжения на эмиттерах транзисторов VT1 и VT2 соответственно. Гнездо Г8 контролирует форму переменного напряжения на вторичной обмотке выходного трансформатора относительно средней точки, гнездо Г9 - форму выпрямленного напряжения, гнездо Г10 - уровень пульсаций на нагрузке конвертора.

2.2. Экспериментальная часть

2.2.1. Подготовить рабочее место: включить измерительные приборы В7-15, В7-27, С1-69 и прогреть их в течение не менее 5 минут; подключить вольтметр В7-15 к гнездам Г2-Г1, вольтметр В7-27 - к гнездам Г14-Г15; первый канал осциллографа С1-69 - к гнездам Г4-Г5, второй канал осциллографа - к гнездам Г9-Г11.

Включить первичный источник питания Б5-7 и установить на его выходе номинальное напряжение $E_n = 15$ В. Ручкой регулировки выходного напряжения конвертора « U_n » установить номинальное напряжение $U_n = 30$ В, а ручкой « I_n » - ток нагрузки, равный 150 мА. Проконтролировать форму напряжения на эмиттере VT1 и на выходе выпрямителя. Переключив “горячий вход” первого канала осциллографа на гнездо Г7, можно посмотреть форму напряжения на эмиттере транзистора VT2.

2.2.2. Снять зависимости

$$U_n = f(E_n), I_{вх} = f(E_n), q = f(E_n).$$

Напряжение E_n изменять в пределах от 10 до 20 В через 1 В. Коэффициент заполнения $q = \tau/T$ определять по первому каналу осциллографа, используя для этого сетку на экране.

Рассчитать КПД конвертора по формуле:

$$\eta = \frac{U_n I_n}{E_n I_{вх}}. \quad (1)$$

Результаты занести в таблицу.

Построить графики $U_n = f(E_n)$, $\eta = f(E_n)$, $q = f(E_n)$.

Рассчитать коэффициент стабилизации напряжения

$$k_{\text{ст}} = \frac{E_{n\text{max}} - E_{n\text{min}}}{U_{n\text{max}} - U_{n\text{min}}} \cdot \frac{U_{n\text{ном}}}{E_{n\text{ном}}}.$$

2.2.3. Снять зависимости $U_n = f(I_n)$, $I_{\text{вх}} = f(I_n)$, $q = f(I_n)$.

За исходное значение принять $U_n = 30 \text{ В}$, $I_n = 150 \text{ мА}$, $E_n = 15 \text{ В}$.

Ток нагрузки менять в пределах возможности макета (примерно от 75 до 250 мА) с шагом 25 мА. Для каждого значения рассчитать КПД конвертора по формуле (1). Результаты измерений и расчетов свести в таблицу.

Построить графики $U_n = f(I_n)$, $I_{\text{вх}} = f(I_n)$, $\eta = f(I_n)$.

Рассчитать внутреннее сопротивление конвертора

$$R_i = \frac{U_{n\text{max}} - U_{n\text{min}}}{I_{n\text{max}} - I_{n\text{min}}}.$$

2.2.4. Снять с помощью двухлучевого осциллографа временные диаграммы напряжений конвертора и тока диода VD3. Первый канал осциллографа подключить для наблюдения напряжения на эмиттере транзистора VT1, по нему установить синхронизацию развертки. Второй канал осциллографа поочередно подключать к гнездам Г3, Г6, Г7, Г8, Г9, Г10, Г13 (корпусное гнездо можно не менять). На гнезде Г10 оценить по осциллографу уровень пульсаций на нагрузке

$$k_{\text{пуль}} = \frac{\Delta U_{n\text{пуль}} \cdot 100\%}{2U_{n\text{ном}}} = \frac{U_{n\text{max}} - U_{n\text{min}}}{U_{n\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

2.3. Содержание отчета:

структурная схема конвертора;
результаты измерений в виде таблиц и графиков;
временные диаграммы напряжений и токов;
краткие выводы.

3. Вопросы для самоподготовки

1. Структурная схема конвертора постоянного напряжения. Назначение и область применения конверторов.
2. Классификация конверторов по различным признакам.
3. Структурные схемы бестрансформаторных вторичных источников питания.
4. Физика работы конвертора с обратным включением диода.
5. Физика работы конвертора с прямым включением диода.

6. Особенности работы конвертора с двухтактными инверторами.
7. Схема мостового двухтактного инвертора и принцип его работы.
8. Схема полумостового двухтактного инвертора и принцип его работы.
9. Особенности работы двухтактных инверторов на комплексную нагрузку.
10. Принципы регулировки выходного напряжения конвертора.
11. Основные причины потерь в конверторах и способы повышения КПД конвертора.
12. Почему в регулируемых конверторах сглаживающий фильтр рекомендуется начинать с дросселя?

С о д е р ж а н и е

І. Лабораторная работа № 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ.....	2
Лабораторная работа № 2. ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ...	14
Лабораторная работа № 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ.....	22
Лабораторная работа №4. ИССЛЕДОВАНИЕ КОНВЕРТОРА.....	40
Библиографический список	56

Библиографический список

1. Бушуев В. М., Деминский В. А., Захаров Л. Ф., Козляев Ю. Д., Колканов М.Ф.. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: учеб. пособие для вузов / В. М. Бушуев, В. А. Деминский, Л. Ф. Захаров и др. и др. — М.: Горячая линия—Телеком, 2009. — 384 с.
2. Алексеев О.В. и др. Электротехнические устройства. М.: Энергоиздат, 1981.
3. Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС. М.: Выс. шк., 1991. 290 с.
4. Микросхемы импульсных источников питания и их применение. справочник. М.: ДОДЕКА, 1997. 240 с.
5. Стабилизаторы постоянного напряжения: методические указания / Рязан. гос. радиотехн. ун-т: сост. П.А. Крестов: Рязань, 2008. —32с.
6. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Г. Костиков, Л.М. Новожилов, В.И. Чистяков; под ред. В.Г. Костилова. — М.: Радио и связь, 1990. — 192 с.
7. Транзисторные стабилизаторы постоянного напряжения: методические указания к лабораторным работам / Рязан. радиотехн. ин-т; сост. А. К. Мусолин. — Рязань, 1993. — 20 с.
8. Китаев В.Е., Бокуняев А.А., Капканов Н.Ф. Расчет источников электропитания устройств связи: учеб. пособие для ин-тов связи. — М.: Радио и связь, 1993. — 216 с.
9. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: справочник/ О.К. Березин, В.Г. Костиков, В.А. Шахов. — М.: Три Л, 2000. — 400 с.