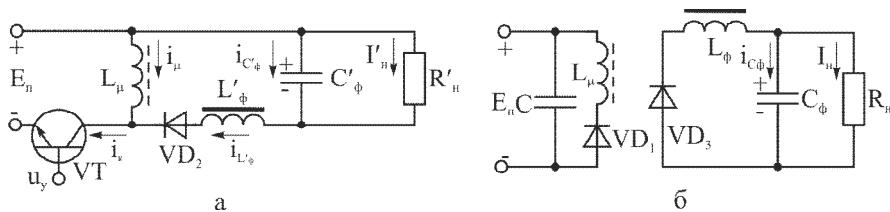


МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
 РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Часть 2

Методические указания
 к лабораторным работам



УДК 621.311

Преобразовательная техника. Часть 2: методические указания к лабораторным работам/ Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост.: Н.М. Верецагин, С.А. Круглов, А.А. Сережин. Рязань, 2016. 44 с.

Содержат сведения по изучению и расчету схем стабилизаторов и преобразователей напряжения и тока.

Предназначены для студентов направления 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника», изучающих дисциплину «Преобразовательная техника».

Ил. 52. Библиогр.: 9 назв.

Параметрический стабилизатор, компенсационный стабилизатор, импульсный стабилизатор, ШИМ–контроллер, одноктактный преобразователь, двухтактный преобразователь

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

Рецензент: кафедра промышленной электроники РГРТУ (зав. кафедрой проф. В.С. Гуров)

Преобразовательная техника

Составители: В е р е щ а г и н Николай Михайлович
К р у г л о в Сергей Александрович
С е р е ж и н Андрей Александрович

Редактор М.Е. Цветкова

Корректор Н.А. Орлова

Подписано в печать 25.02.16. Формат бумаги 60×84 1/16.

Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 2,75.

Тираж 50 экз. Заказ

Рязанский государственный радиотехнический университет.

390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ

Цель работы

Изучение основных методов стабилизации постоянного напряжения, исследование характеристик параметрического стабилизатора последовательного типа.

1. Некоторые сведения из теории

Нестабильность питающей цепи и изменение в процессе работы тока, потребляемого нагрузкой, приводят к изменению выходного напряжения источника питания. В связи с этим большинство источников вторичного электропитания (ИВЭ) содержат в своем составе стабилизаторы напряжения.

Электропитание маломощной аппаратуры обычно осуществляется от параметрических стабилизаторов напряжения (ПСН). Для стабилизации постоянного напряжения в ПСН используются элементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой – стабилитроны, чаще всего кремниевые. Кремниевые стабилитроны работают на обратной ветви вольт-амперной характеристики (участок 1–2, рис. 1. 1).

Принципиальная схема однозвенного ПСН показана на рис. 1. 2. Она состоит из гасящего резистора R_T , включенного последовательно с нагрузкой R_H , стабилитрона VD_1 и компенсирующего диода VD_2 . Принцип работы схемы заключается в следующем.

При увеличении входного напряжения $U_{вх}$ возрастает ток через стабилитрон VD_1 , что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе R_T . Приращение напряжения на R_T примерно равно увеличению напряжения на входе стабилизатора, поэтому напряжение на нагрузке изменяется незначительно.

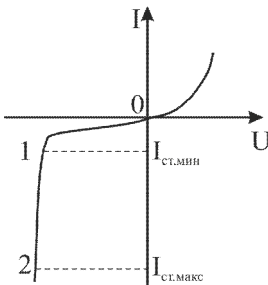


Рис. 1. 1. ВАХ стабилитрона

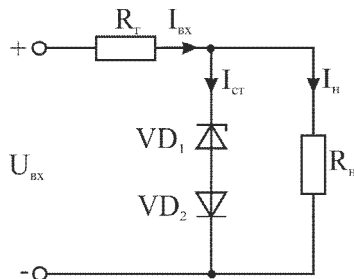


Рис. 1. 2. Схема параметрического стабилизатора напряжения

Основными параметрами стабилизатора являются: коэффициент стабилизации $K_{ст}$; внутреннее сопротивление R ; коэффициент полезного действия η ; коэффициент сглаживания пульсаций q .

Коэффициент стабилизации по напряжению определяется как

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} / \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} \text{ или } K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}}, \quad (1.1)$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ – номинальные значения входного и выходного напряжений, $\Delta U_{вых}$ – изменение выходного напряжения от номинального, вызванное изменением входного напряжения на $\Delta U_{вх}$.

Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \varepsilon_{вх} / \varepsilon_{вых} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} / \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}, \quad (1.2)$$

где $\varepsilon_{вх}$ и $\varepsilon_{вых}$ – пульсации на входе и выходе стабилизатора. Из формул (1.1) и (1.2) видно, что коэффициент сглаживания пульсаций стабилизатора q равен его коэффициенту стабилизации $K_{ст}$.

Для однозвенного ПСН коэффициент стабилизации равен

$$K_{ст} = (U_{вых} / U_{вх}) (R_e / r_{ст}), \quad (1.3)$$

где $r_{ст} = dU_{ст} / dI_{ст}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона (2 – 50 Ом).

Коэффициент полезного действия ПСН определяется выражением

$$\eta = \frac{I_n \cdot U_{вых}}{I_{вх} \cdot U_{вх}}, \quad (1.4)$$

где I_n – ток нагрузки, $I_{вх} = I_n + I_{ст}$.

Внутреннее сопротивление однокаскадного ПСН приблизительно равно дифференциальному сопротивлению $r_{ст}$.

Изменение температуры окружающей среды приводит к изменению напряжения стабилизации. Количественной характеристикой этого явления служит температурный коэффициент напряжения (ТКН) α стабилитрона. Зависимость α от напряжения стабилизации показана на рис. 1.3. Как видно из рис. 1.3, ТКН при $U_{ст} < 5,5 \text{ В}$ отрицательный, при $U_{ст} > 5,5 \text{ В}$ – положительный. Для компенсации роста напряжения стабилизации при увеличении температуры в схему включают полупроводниковый диод или стабилитрон в прямом включении, у которого ТКН отрицательный (VD₂, рис. 1.2).

Приведенная схема термокомпенсации дает хорошие результаты при использовании стабилитронов с напряжением $U_{ст} > 7 \text{ В}$.

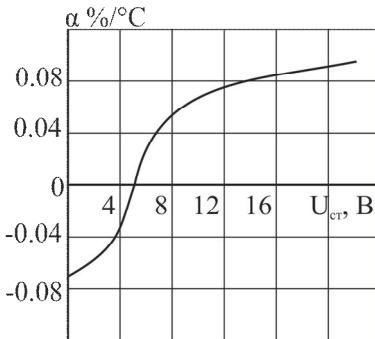


Рис. 1.3. Зависимость ТКН от напряжения стабилизации

Для увеличения коэффициента стабилизации последовательно включаются два и более звеньев стабилизации (рис. 1. 4). Коэффициент стабилизации такой схемы будет равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных звеньев:

$$K_{cm} = K_{cm1} \cdot K_{cm2}, \quad (1. 5)$$

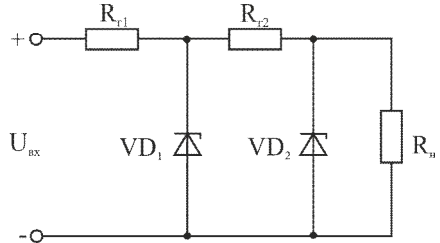


Рис. 1. 4. Схема многозвенного ПНС

$$K_{cm} = \frac{R_{r1}}{r_{cm1}} \cdot \frac{U_{\text{блх1}}}{U_{\text{BX}}} \cdot \frac{R_{r2}}{r_{cm2}} \cdot \frac{U_{\text{блх2}}}{U_{\text{BX2}}} = \frac{R_{r1}}{r_{cm1}} \cdot \frac{R_{r2}}{r_{cm2}} \cdot \frac{U_{\text{блх}}}{U_{\text{BX}}}. \quad (1. 6)$$

Также для увеличения КПД и коэффициента стабилизации ПНС в качестве ограничительного сопротивления R_r используют параметрический стабилизатор тока (ПСТ). В качестве ПСТ могут быть использованы биполярные или полевые транзисторы. Электрическая схема ПСТ с полевым р-канальным транзистором и его характеристики приведены на рис. 1. 5.

Регулировка тока стабилизации осуществляется изменением потенциометра R_{cm} . Когда напряжение на затворе равно нулю, ток в нагрузке максимален. При увеличении сопротивления смещения растёт напряжение на нём, к затвору прикладывается отрицательное напряжение, что приводит к падению тока в нагрузке (рис. 1. 5, б).

Стабилизация тока нагрузки осуществляется следующим образом:

- при изменении входного напряжения (рис. 1. 6, а) изменяется падение напряжения на транзисторе $U_{\text{сн}}$, а ток через него и напряжение на нагрузке остаются практически неизменными;
- при изменении выходного сопротивления (рис. 1. 6, б) изменяются падение напряжения на транзисторе $U_{\text{сн}}$ и напряжение на нагрузке, а ток стабилизации изменяется незначительно.

В обоих случаях транзистор должен находиться в активном режиме, иначе схема выйдет из режима стабилизации.

Дифференциальное сопротивление ПСТ велико и определяется из выходной вольт-амперной характеристики транзистора:

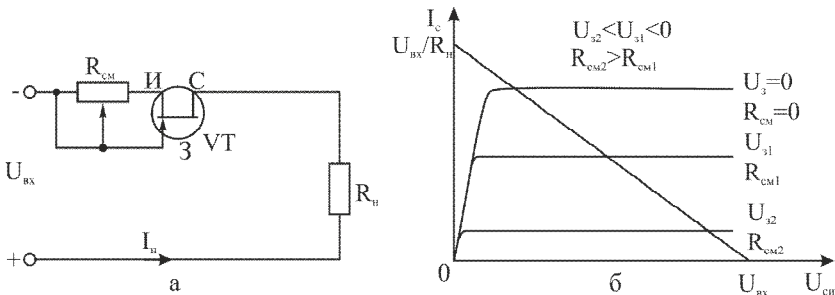


Рис. 1. 5. Схема ПСТ (а) и его характеристики (б)

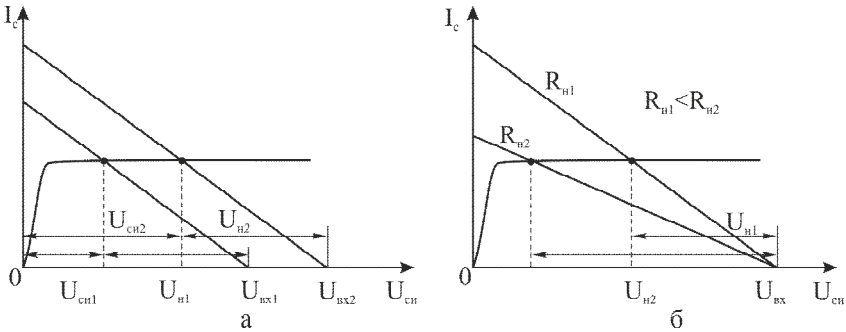


Рис. 1. 6. Характеристики, поясняющие работу ПСТ при изменении $U_{вх}$ (а) и $R_{н}$ (б)

$$r_{диф} = \frac{\Delta U_{сн}}{\Delta I_c}. \quad (1.7)$$

Коэффициент стабилизации определяется формулой:

$$K_{см} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} / \frac{\Delta I_{вх}}{I_{вх}} = \frac{r_{диф}}{R_{н}}, \quad (1.8)$$

где $U_{вх}$ и $I_{вх}$ – номинальные значения входного напряжения и тока соответственно, $\Delta I_{вх}$ – изменение выходного тока от номинального, вызванное изменением входного напряжения на $\Delta U_{вх}$.

Схема ПСН с ПСТ в качестве гасящего элемента и его вольт-амперная характеристика приведены на рис. 1. 7. При изменении входного напряжения входной ток изменяется незначительно, и выходное напряжение остается практически прежним.

Благодаря тому, что стабилизатор напряжения запитывается стабилизатором тока, коэффициент стабилизации стабилизатора возрастает.

$$K_{см} = \frac{r_{диф}}{r_{см}} \cdot \frac{U_{вх}}{U_{вх}}. \quad (1.9)$$

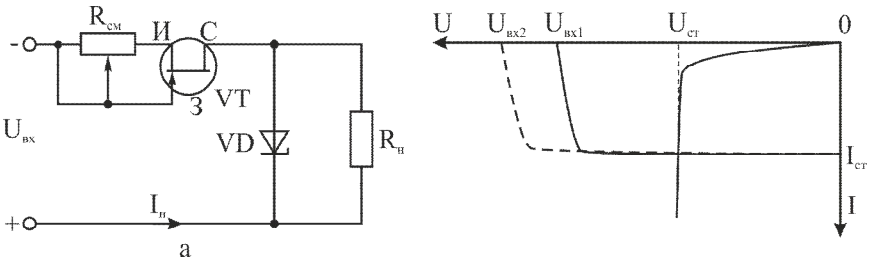


Рис. 1. 7. Схема ПСН, который запитывается от ПСТ (а) и его ВАХ (б)

2. Методические указания к выполнению работы

Схема лабораторного макета представлена на рис. 1.8. Она содержит трансформатор, выпрямительный комплект ($VD_1 - VD_4$), фильтрующие конденсаторы

C_1 , C_2 , которые совместно с R_1 и потенциометром, обозначенным на макете E_n , образуют регулируемый источник постоянного напряжения, регулируемое сопротивление нагрузки R_n . Также на макете присутствуют схемы параметрического стабилизатора напряжения (R_3 и VD_5) и компенсационного стабилизатора напряжения (VT_1 , VT_2 , VD_6 , R_3 , R_4 , $R_6 - R_8$ и C_3). Подключение соответствующей схемы стабилизации к источнику питания и нагрузке осуществляется ключом S .

Токи в лабораторном макете измеряются с помощью сопротивлений шунта $R_{ш1} - R_{ш2}$ номиналом 1 Ом, включенных последовательно с элементами, токи через которые необходимо исследовать.

Напряжение питания подается на макет с помощью выключателя, расположенного на стенде слева от макета. **Все изменения в схеме необходимо производить при выключенном напряжении питания.**

Исследование форм токов и напряжений осуществляется с помощью осциллографа. **Все осциллограммы снимаются для минимального и максимального значений нагрузки.**

Передаточные и нагрузочные характеристики снимаются с помощью мультиметра, включенного в режим измерения постоянного напряжения.

Коэффициент пульсаций определяется как отношение амплитуды переменной составляющей к величине постоянного напряжения:

$$\varepsilon(\%) = \frac{\Delta U_d}{U_d} \cdot 100\%, \text{ где } \Delta U_d = U_{\max} - U_{\min}.$$

Все характеристики в отчете выполняются карандашом. На осях должны быть указаны масштаб величины и ее размерность.

3. Программа работы

Переключить ключ S в положение I .

1. Снять и построить зависимости $U_{вых} = f(U_{вх})$ (передаточную характеристику), $I_{вых} = f(U_{вх})$, $I_{ст} = f(U_{вх})$ и $U_{R_2} = f(U_{вх})$ для максимального и минимального значений сопротивления нагрузки. Напряжение U_{R_2} снимать с зажимов X_1 , X_2 . Учитывая, что $R_2 = R_3 = 560$ Ом, получить зависимости $I_{вх} = f(U_{вх})$ для 2 значений R_n . Полученные зависимости $I_{вых} = f(U_{вх})$, $I_{ст} = f(U_{вх})$ и $U_{вх} = f(U_{вх})$ изобразить на одном графике.

2. Установить максимальное значение $U_{вх}$ и исследовать зависимость $U_{вых} = f(I_{вых})$ (нагрузочную характеристику) параметрического стабилизатора.

3. Установить максимальное значение $U_{вх}$ и определить величину пульсаций на входе и выходе стабилизатора и постоянную составляющую входного и выходного напряжения для максимального и минимального значений сопротивления нагрузки.

4. По данным п. 1 вычислить значение коэффициента стабилизации $K_{ст}$. Величина коэффициента стабилизации находится по формуле (1. 1) для середины участка стабилизации зависимости $U_{вых} = f(U_{вх})$. По данным п. 2 вычислить значение внутреннего сопротивления стабилизатора r_i . По данным п. 3 определить коэффициент сглаживания пульсаций.

5. Провести анализ результатов исследований.

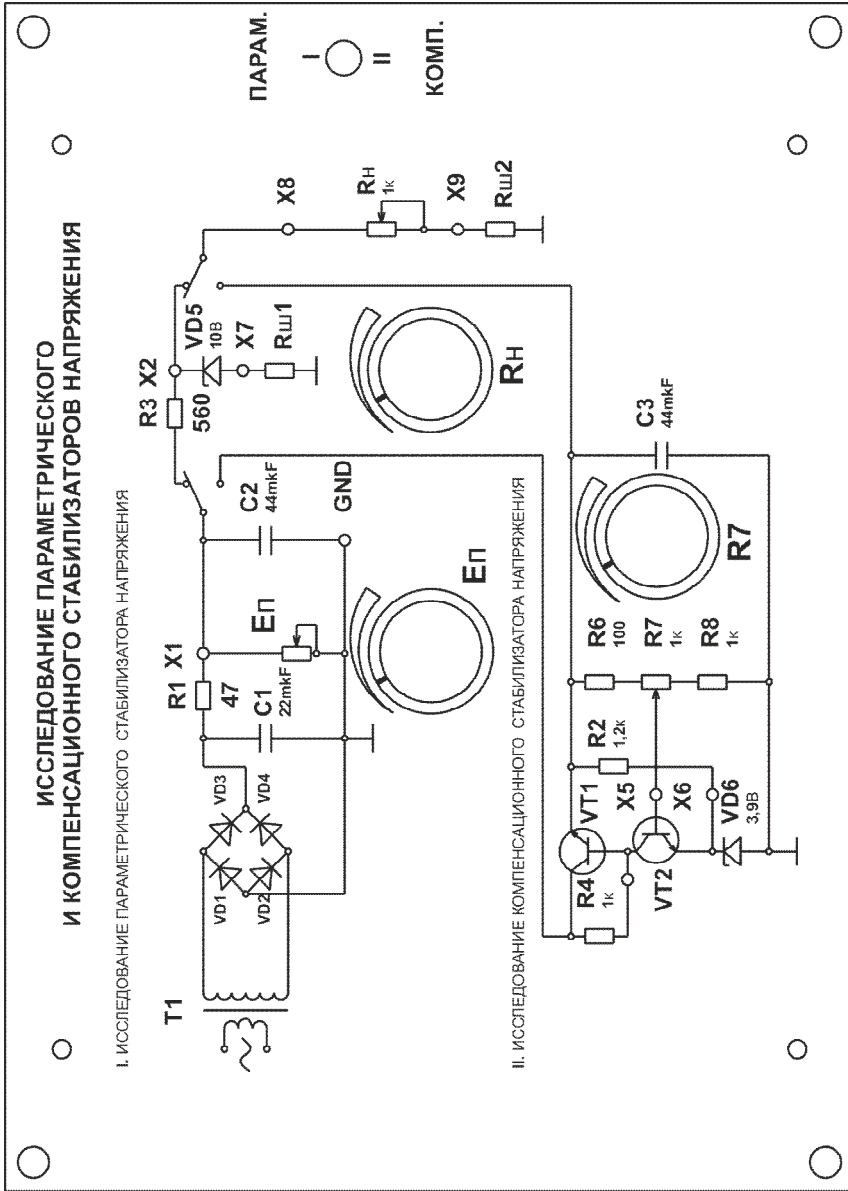


Рис. 1. 8. Схема лабораторного макета

3. Контрольные вопросы

1. Основные характеристики и параметры стабилизатора.
2. Классификация стабилизаторов постоянного напряжения.
3. Объясните принцип построения и работы параметрического стабилизатора напряжения.
4. Объясните принцип работы схемы термокомпенсации.
5. Объясните принцип построения и работы параметрического стабилизатора тока.
6. Объясните способы расчета коэффициента стабилизации и внутреннего сопротивления ПСН.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПЕНСАЦИОННОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ

Цель работы

Изучение основных методов стабилизации постоянного напряжения, исследование характеристик компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа.

1. Компенсационный стабилизатор напряжения последовательного типа

Структурная схема непрерывного последовательного стабилизатора приведена на рис. 2. 1. Она содержит регулирующий элемент РЭ, усилитель постоянного тока УПТ, источник опорного напряжения и схему сравнения СС. На вход схемы подается выпрямленное напряжение $U_{вх}$. При изменении $U_{вх}$ или тока нагрузки в измерительном элементе (СС) появляется сигнал рассогласования, который через УПТ поступает на управление РЭ. Сопротивление РЭ постоянному току меняется таким образом, что выходное напряжение U_n на нагрузке R_n сохраняется почти постоянным.

Принципиальная схема простейшего стабилизатора компенсационного типа непрерывного регулирования показана на рис. 2. 2. Схема включает в себя:

$VT_{рз}$ – регулирующий элемент;

VT_y , R_y – усилитель постоянного тока с общим эмиттером;

R_r , VD – источник опорного напряжения (ПСН);

R_1 , R_2 , R_3 – выходной делитель напряжения;

C_n – выходной фильтр.

Регулирующий элемент в схеме

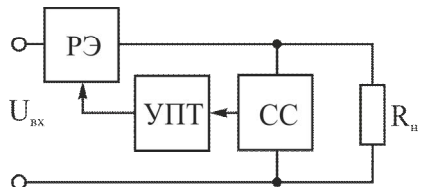


Рис. 2. 1. Структурная схема компенсационного стабилизатора

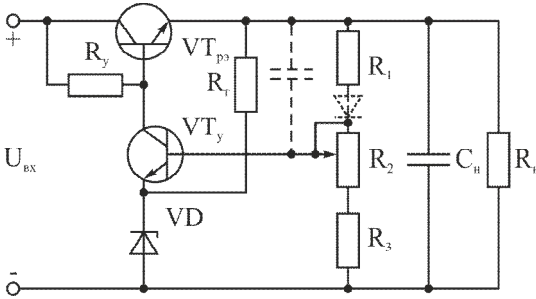


Рис. 2. 2. Принципиальная схема компенсационного стабилизатора напряжения

сравнивается с опорным напряжением $U_{оп}$, и их разница усиливается. С выхода усилительного каскада напряжение подаётся на базу регулирующего элемента и изменяет его внутреннее сопротивление. Например, $U_{вх}$ возрастает, тогда напряжение на базе VT_y растёт, он открывается и возрастает его коллекторный ток. Увеличивается падение напряжения на R_y , соответственно уменьшается напряжение база – эмиттер VT_{pz} , он закрывается, внутреннее сопротивление регулирующего элемента растёт, возрастает падение напряжения коллектор-эмиттер регулирующего элемента, что приводит к уменьшению выходного напряжения до исходной величины.

Если входное напряжение падает, то сигнал с управляющего транзистора так воздействует на регулирующий элемент, что его внутреннее сопротивление падает, падение напряжения на нём уменьшается на такую величину, на какую уменьшилось входное напряжение

$$U_{вх} = U_{кзpz} + U_{вых}. \quad (2.1)$$

При изменении тока нагрузки в случае постоянства входного напряжения происходит изменение выходного напряжения. При увеличении тока нагрузки выходное напряжение падает за счет увеличения падения напряжения на внутреннем сопротивлении регулирующего транзистора, и наоборот. Это напряжение через делитель R_1 - R_3 подаётся на вход усилителя постоянного тока VT_y , усиливается и воздействует на регулирующий элемент таким образом, что при уменьшении выходного напряжения уменьшается падение напряжения на регулирующем элементе.

Стабилизация напряжения обеспечивает сглаживание пульсаций переменного напряжения. Коэффициент сглаживания пульсаций равен коэффициенту стабилизации стабилизатора

$$q = \frac{U_{m\phi x}}{U_{d\phi x}} \bigg/ \frac{U_{m\phi вых}}{U_{d\phi вых}}. \quad (2.2)$$

Рассчитаем коэффициент стабилизации для стабилизатора

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}}, \quad (2.3)$$

включен последовательно с нагрузкой. Усилительный транзистор усиливает разницу $U_{бэ} = U_{б} - U_{он}$. Стабилизатор работает следующим образом. При изменении входного напряжения в первый момент времени происходит изменение выходного напряжения. Это напряжение делится делителем R_1 - R_3 и подаётся на базу усилительного транзистора VT_y . Оно

$$\Delta U_{ax} = \Delta U_{кэpz} = K_{pz} \cdot \Delta U_{бpz}. \quad (2.4)$$

Если U_{ax} изменилось на ΔU_{ax} , то для того, чтобы оно не изменялось, необходимо, чтобы оно всё выделилось на регулирующем элементе.

$$\Delta U_{бpz} = \Delta U_{кэy} = K_y \cdot \Delta U_{by} = K_y \cdot (\Delta U_{вых} \cdot \frac{R_{II}}{R_I + R_{II}}),$$

здесь верхняя часть плеча резистивного делителя напряжения обозначена R_I , а нижняя – R_{II} .

Обозначим $\alpha = \frac{R_{II}}{R_{II} + R_I}$ – коэффициент деления делителя.

$$\Delta U_{ax} = K_y \cdot K_p \cdot \alpha \cdot \Delta U_{вых}, \quad (2.5)$$

где K_p, K_y - коэффициенты усиления по напряжению регулирующего и усиительного транзисторов. Отсюда

$$K_{cm} = K_p \cdot K_y \cdot \alpha \cdot \frac{U_{вых}}{U_{ax}}, \alpha < 1. \quad (2.6)$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_i = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_{вых}} = \frac{\Delta U_{ax}}{\Delta I_{вых} \cdot K_p \cdot K_y \cdot \alpha} = \frac{R_{ax}}{S \cdot R_{ax} \cdot K_y \cdot \alpha} = \frac{I}{S \cdot K_y \cdot \alpha}, \quad (2.7)$$

где S – крутизна регулирующего транзистора.

Выражение (2.6) показывает, что K_{cm} увеличивается с ростом коэффициента усиления K_y . Поэтому в качестве УПТ в стабилизаторах часто применяют интегральные схемы (обычно ОУ) с $K_y = 10^3 - 10^4$. Наличие делителя напряжения позволяет увеличить стабилизированное напряжение в $1/\alpha$ раз, однако при этом уменьшается K_{cm} (2.6).

Также для увеличения K_y VT_y можно увеличить сопротивление нагрузки управляющего транзистора R_y. Для этого в качестве нагрузки используют параметрический стабилизатор тока.

Для увеличения коэффициента сглаживания пульсаций параллельно верхнему плечу делителя напряжения ставится конденсатор (обозначен пунктиром на рис. 2.2), реактивное сопротивление которого на частоте основной гармоники значительно меньше активного сопротивления верхнего плеча делителя, то есть $1/\omega C \ll R_I$.

Коэффициент сглаживания пульсаций увеличивается за счёт того, что на переменной составляющей коэффициент деления делителя становится равным 1.

При изменении температуры окружающей среды увеличивается напряжение на стабилитроне, то есть растёт опорное напряжение, что приводит к падению напряжения база-эмиттер управляющего транзистора, уменьшению тока через него, возрастанию его напряжения на коллекторе, росту напряжения на базе регулирующего элемента, падению напряжения регулирующего элемента и росту выходного напряжения.

Для обеспечения температурной стабилизации выходного напряжения в верхнее плечо делителя напряжения ставится диод (на рис. 2.2 показан штри-

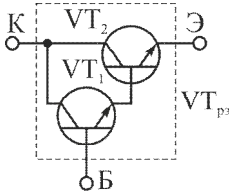


Рис. 2. 3. Составной транзистор

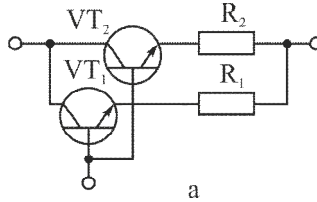
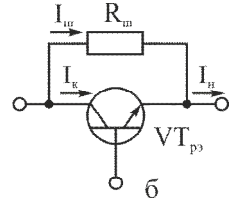


Рис. 2. 4. Способы увеличения тока регулирующего транзистора



хом) с отрицательным температурным коэффициентом напряжения. При росте температуры падение напряжения на вентиле уменьшается, уменьшается падение напряжения на верхнем плече делителя, а на нижнем плече напряжение растёт. За счёт этого напряжение между базой и эмиттером управляющего транзистора остаётся постоянным при изменении температуры окружающей среды.

В качестве регулирующего транзистора, для увеличения выходной мощности, можно использовать составной транзистор (схему Дарлингтона рис. 2. 3). Необходимость применения в ряде случаев составного транзистора вызвана следующими соображениями. По резистору R_y (рис. 2. 2) проходят коллекторный ток транзистора VT_y и ток базы транзистора VT_{p3} . Чтобы потенциал базы VT_{p3} однозначно зависел от приращения тока транзистора VT_y , ток последнего должен быть значительно больше тока базы транзистора VT_{p3} . Для управления большим током нагрузки приходится включать мощный транзистор VT_{p3} , ток базы которого значительный. В этом случае приходится применять в качестве VT_y тоже мощный транзистор, чтобы коллекторный ток был больше базового тока транзистора VT_{p3} . Применение составного транзистора позволяет использовать в качестве VT_y маломощный транзистор с большим коэффициентом усиления по напряжению или операционный усилитель, так как $\beta_{VTpT} = \beta_{VT1} \cdot \beta_{VT2}$, а управляющим током является ток базы $VT1$, который не велик.

Для увеличения тока регулирующего транзистора несколько транзисторов включаются параллельно (рис. 2. 4, а). В этом случае для выравнивания токов через транзисторы последовательно с ними устанавливаются резисторы небольшой величины – доли Ома.

Также для увеличения тока через регулирующий элемент параллельно ему может устанавливаться простой резистор (рис. 2. 4, б). В этом случае

$$I_n = I_k + I_{ш}, I_k = I_n - I_{ш} = I_n - U_{кз}/R_{ш}. \quad (2.8)$$

$R_{ш}$ рассчитываем из условия, что $I_k = 0$, $I_{ш} = I_n$ при $U_{вхmax}$.

$$R_{ш} = \frac{U_{вхmax} - U_{вых}}{I_n}, \quad (2.9)$$

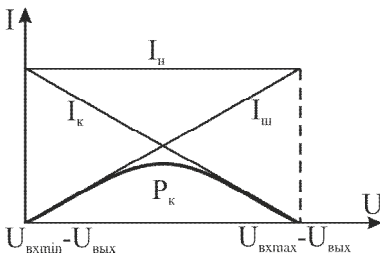


Рис. 2. 5. Зависимость распределения токов транзистора и шунта от напряжения

подставляем (2. 8) в (2. 9) и получаем:

$$I_{\kappa} = I_n - I_n \cdot \frac{U_{\kappa\varphi}}{U_{\text{ex max}} - U_{\text{вых}}}. \quad (2. 10)$$

Тогда для рассмотренного случая

$$P_{\kappa \text{ max}} = I_n \cdot \frac{U_{\text{ex max}} - U_{\text{вых}}}{4}, \quad (2. 11)$$

то есть в номинальном режиме потери на транзисторе в 4 раза меньше, чем без шунтирующего резистора.

График зависимости тока от напряжения для этого случая представлен на рис. 2. 5.

2. Интегральные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием

В настоящее время промышленность выпускает две разновидности интегральных стабилизаторов: с регулируемым выходным напряжением и с фиксированным значением выходного напряжения. Первые из них отличаются большей универсальностью, вторые – минимальным количеством навесных элементов.

Во вторичных источниках электропитания достаточно широко используются интегральные стабилизаторы малой мощности типа К142ЕН1, К142ЕН2. Принципиальная схема указанных ИСН показана на рис. 2. 6. Схема содержит все основные элементы, характерные для компенсационных стабилизаторов с непрерывным регулированием. Источником опорного напряжения служит стабилитрон VD₁, в катодную цепь которого включен генератор стабильного тока (ГСТ) на транзисторе VT₁.

Опорное напряжение через эмиттерный повторитель и делители R₁, R₂ подается на дифференциальный каскад (ДК) на транзисторах VT₄, VT₅, выпол-

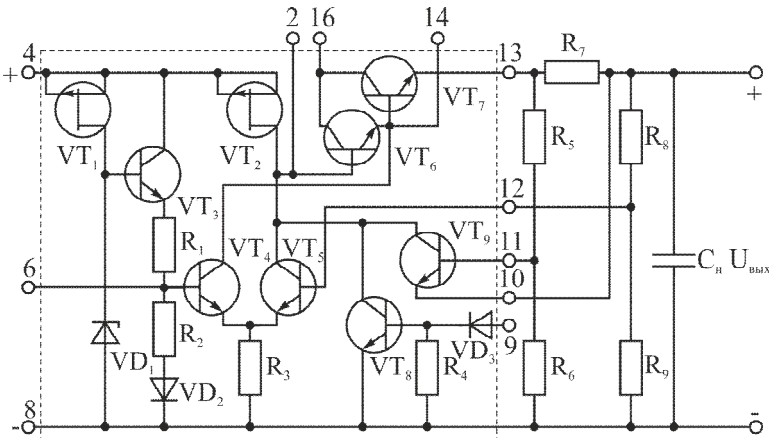


Рис. 2. 6. Принципиальная схема К142ЕН1, К142ЕН2 (выделена пунктиром) и их схема включения

няющий функции схемы сравнения и усилителя постоянного тока. На второй вход ДК подается напряжение, пропорциональное напряжению нагрузки. ГСТ, выполненный на транзисторе VT_2 , является динамической нагрузкой ДК.

Регулирующий элемент схемы – составной транзистор VT_7 , VT_6 . Транзисторы VT_8 , VT_9 вспомогательные, их назначение будет показано ниже.

Принцип работы. При увеличении входного напряжения в первый момент времени на выходе стабилизатора напряжение также увеличивается. Это напряжение через делитель $R_8 - R_9$ подаётся на базу транзистора VT_5 , который является усилителем постоянного тока. Опорное напряжение подаётся на базу транзистора VT_3 и выделяется на R_3 , таким образом, выходное напряжение сравнивается с опорным напряжением, которое снимается с R_3 . Так как выходное напряжение возросло, значит, возросло напряжение на базе VT_5 . Растёт ток базы этого транзистора, растёт коллекторный ток VT_5 , уменьшается ток базы транзисторов VT_6 , VT_7 . Возрастает их внутреннее сопротивление, и растёт напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_7 , что приводит к падению выходного напряжения до исходной величины.

Делитель R_8 , R_9 позволяет регулировать выходное напряжение в пределах 3–12 В для К142ЕН1 и 12–30 В для К142ЕН2.

Защита ИСН от перегрузки по току состоит из датчика тока R_7 и делителя R_5 , R_6 , который определяет режим работы транзистора защиты VT_9 (см. рис. 2. 6). Ток через делитель устанавливается равным 0,3 мА, $R_5=2$ кОм. Отсюда можно определить величину R_3 :

$$R_6 = (U_n + U_{\beta\beta})/I_{\partial}, \quad (2. 12)$$

где $U_{\beta\beta}$ – напряжение база-эмиттер VT_9 , $U_{\beta\beta}=0,7$ В.

Напряжение на R_7 открывает VT_9 при токе $I_n=I_{K3}$, который выбирается из условия

$$I_{K3} = 2,2 I_{ном} < I_{макс}. \quad (2. 13)$$

Сопротивление резистора $R1$ определяется соотношением

$$R_7 = U_{\beta\beta}/I_{K3} = 0,7/I_{K3}. \quad (2. 14)$$

Действие защиты от перегрузки основывается на резком уменьшении тока выхода до величины I_{K3} . При увеличении тока нагрузки до величины, большей I_{K3} , падение напряжения на резисторе R_7 становится достаточным для открывания транзистора VT_9 .

В результате этого выход дифференциального каскада подключается к нагрузке, транзисторы VT_7 , VT_6 закрываются. Нагрузочные характеристики интегральных микросхем К142ЕН1, 2 при двух сопротивлениях датчика тока R_7 приведены на рис. 2. 7. Выключения источника питания при этом не происходит. Поэтому мощность, рассеиваемая схемой в этом режиме, максимальна и равна произведению I_{K3} и $U_{ex. макс.}$. В соответствии со значением этой мощности рассчитывается радиатор. После устранения перегрузки ИСН автоматически возвращается в рабочее состояние.

Делитель $R_8 - R_9$ служит для регулирования вы-

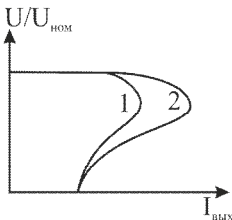


Рис. 2. 7. Нагрузочные характеристики микросхемы при различных значениях R_7 . $R_7(1) > R_7(2)$

ходного напряжения стабилизатора. Необходимо, чтобы ток делителя $R_8 - R_9$ превышал 1,5 мА. Сопротивление R_9 рекомендуется брать равным 1,2 кОм.

Для повышения устойчивости стабилизатора включаются корректирующий конденсатор и C_n , который, помимо этого, уменьшает пульсации на нагрузке.

В ИСН типов К142ЕН1, 2 предусмотрена возможность выключения стабилизатора внешним сигналом. Для этого на вывод 9 через резистор подается положительное напряжение $U_y = 2$ В, которое открывает транзистор VT8 (см. рис. 2. 6). База транзистора VT₇ оказывается под действием низкого потенциала, регулирующий транзистор VT₆ закрывается, и ток нагрузки становится равным нулю. Подачей напряжения $U_y = 0$ стабилизатор переводится в рабочее состояние.

Рассмотренные ИСН можно использовать в стабилизаторах с повышенным током нагрузки. Для этого используется подключение между входом и выходом микросхемы мощных или составных транзисторов. В этом случае интегральный стабилизатор используется только для управления мощным регулирующим элементом РЭ. Через внешний регулирующий элемент проходит ток нагрузки, значительно превышающий допустимый ток микросхемы.

Существенным недостатком ИСН с регулируемым выходным напряжением является то, что при их использовании необходимо установить ряд внешних элементов, масса которых значительно больше массы микросхемы. Дальнейшим совершенствованием ИСН является разработка микросхем с фиксированным выходным напряжением, выполненных по принципу «Стабилизатор в стабилизаторе». Типовая схема включения ИСН такого типа показана на рис. 2. 8.

Введение конденсатора $C_{вх}$ в этом случае вызвано необходимостью устранения высокочастотной генерации при включении питания.

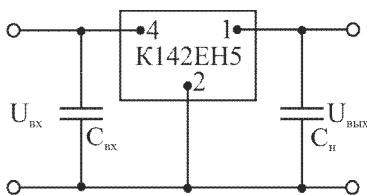


Рис. 2. 8. Схема включения микросхем с фиксированным выходным напряжением

3. Методические указания к выполнению работы

Схема лабораторного макета представлена на рис. 2. 9. Она содержит трансформатор, выпрямительный комплект (VD₁ – VD₄), фильтрующие конденсаторы C_1 C_2 , которые совместно с R_1 и потенциометром, обозначенным на макете E_n образуют регулируемый источник постоянного напряжения, регулируемое сопротивление нагрузки R_n . Также на макете присутствуют схемы параметрического стабилизатора напряжения (R_3 и VD₅) и компенсационного стабилизатора напряжения (VT₁, VT₂, VD₆, R_3 , R_4 , $R_6 - R_8$ и C_3). Подключение соответствующей схемы стабилизации к источнику питания и нагрузке осуществляется ключом S.

Токи в лабораторном макете измеряются с помощью сопротивлений шунта $R_{ш1} - R_{ш2}$ номиналом 1 Ом, включенных последовательно с элементами, токи через которые необходимо исследовать.

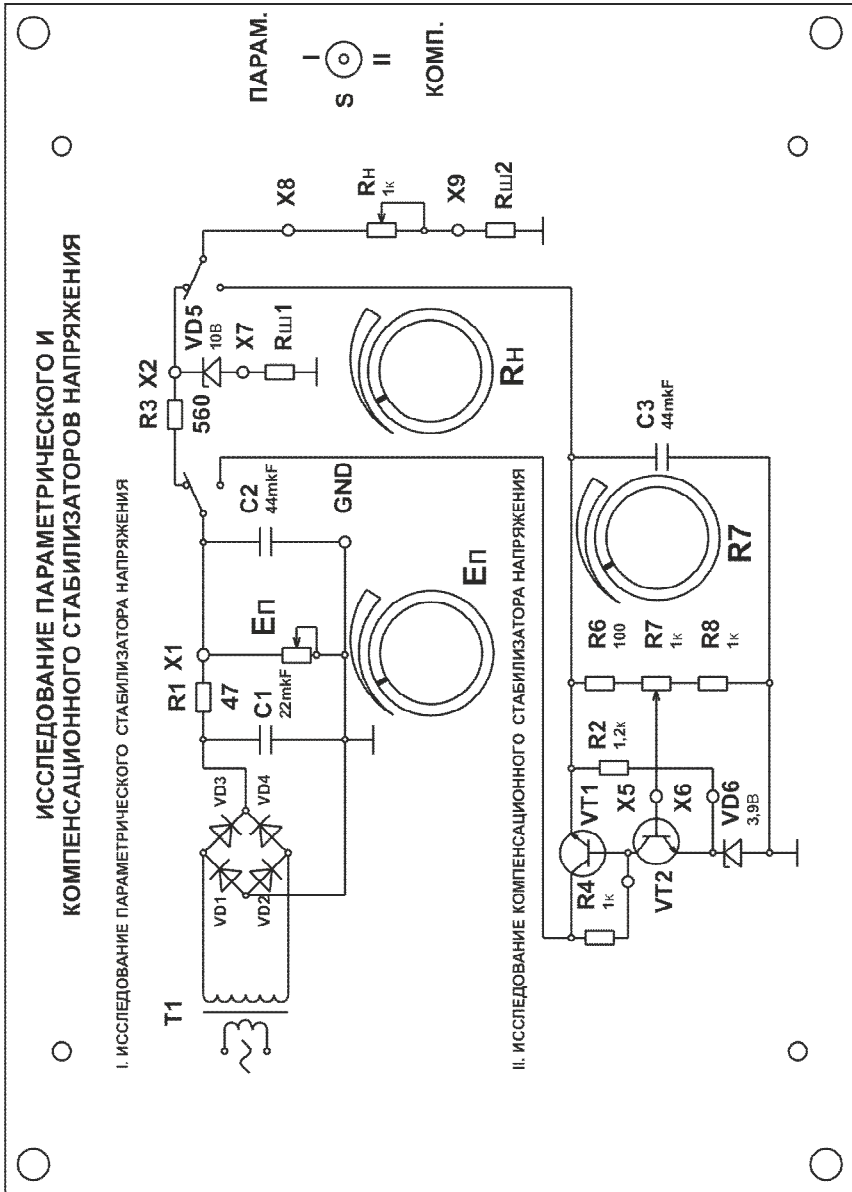


Рис. 2. 9. Схема лабораторного макета

Напряжение питания подается на макет с помощью выключателя, расположенного на стенде слева от макета. **Все изменения в схеме необходимо производить при выключенном напряжении питания.**

Исследование форм токов и напряжений осуществляется с помощью осциллографа. **Все осциллограммы снимаются для минимального и максимального значений нагрузки.**

Передаточные и нагрузочные характеристики снимаются с помощью мультиметра, включенного в режим измерения постоянного напряжения.

Коэффициент пульсаций определяется как отношение амплитуды переменной составляющей к величине постоянного напряжения:

$$\varepsilon(\%) = \frac{\Delta U_d}{U_d} \cdot 100\%, \text{ где } \Delta U_d = U_{\max} - U_{\min}.$$

Все характеристики в отчете выполняются карандашом. На осях должны быть указаны масштаб величины и ее размерность.

4. Программа работы

Переключить ключ S в положение II.

1. Снять и построить зависимости $U_{вых} = f(U_{вх})$ (передаточную характеристику) и $U_{VT1} = f(U_{вх})$ для максимального и минимального значений сопротивления нагрузки. Напряжение U_{VT1} снимать с зажимов X₁, X₈. Зависимости изобразить на одном графике.
2. Снять и построить зависимости $U_y = f(U_{вх})$ (точка X₅) и $U_{оп} = f(U_{вх})$ (точка X₆) для минимального и максимального значений потенциометра R₇. Зависимости изобразить на одном графике.
3. Установить максимальное значение $U_{вх}$ и определить минимальное и максимальное значения стабилизированного напряжения на нагрузке, изменяя значение потенциометра R₇.
4. Установить максимальное значение $U_{вх}$ и исследовать зависимость $U_{вых} = f(I_{вых})$ (нагрузочную характеристику) компенсационного стабилизатора напряжения.
5. Установить максимальное значение $U_{вх}$ и определить величину пульсаций на входе и выходе стабилизатора и постоянную составляющую напряжения для максимального и минимального значений сопротивления нагрузки.
6. По данным п. 1 вычислить значение коэффициента стабилизации K_{ст}. Величина коэффициента стабилизации находится по формуле (2. 3) для середины участка стабилизации зависимости $U_{вых} = f(U_{вх})$. По данным п. 4 вычислить значение внутреннего сопротивления стабилизатора r_i. По данным п. 5 определить коэффициент сглаживания пульсаций. Используя данные п. 3 определить значение потенциометра R₇, при котором выходное напряжение будет равно 6 В.
7. Провести анализ результатов исследований.

5. Контрольные вопросы

1. Объясните принцип построения и работы компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием.
2. Объясните принцип работы схемы термокомпенсации.
3. Объясните способы увеличения коэффициента стабилизации.
4. Объясните способы увеличения тока через регулирующий элемент.
5. Объясните структуру микросхемы К142ЕН1, 2, схему включения ИМС.
6. Объясните принцип работы схемы защиты по току короткого замыкания стабилизатора на основе ИМС К142ЕН1, 2.

Лабораторная работа № 3

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы

Изучение основных схем построения импульсных стабилизаторов постоянного напряжения и исследование ключевых стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией.

1. Основные сведения из теории

В импульсных стабилизаторах постоянного напряжения (ИСПН) регулирующий транзистор работает в режиме переключений. Это основное отличие ИСПН от стабилизаторов непрерывного действия. В режиме переключения транзистор большую часть периода находится в состоянии насыщения или отсечки. Поэтому значение средней мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, намного меньше, чем при его работе в непрерывном режиме. За счет этого ИСПН обладает высоким КПД и хорошими массогабаритными показателями.

По способу построения силовой части различают следующие виды стабилизаторов:

- стабилизаторы понижающего типа (рис. 3.1, а). Транзистор и дроссель включены последовательно с нагрузкой;
- стабилизаторы повышающего типа (рис. 3.1, б). Дроссель включён последовательно с нагрузкой, а транзистор – параллельно нагрузке;
- стабилизаторы инвертирующего типа (рис. 3.1, в). Транзистор включён последовательно, а дроссель – параллельно нагрузке.

Импульсные стабилизаторы содержат следующие элементы:

- VT – регулирующий транзистор;
- LC фильтр;
- VD – коммутирующий диод;

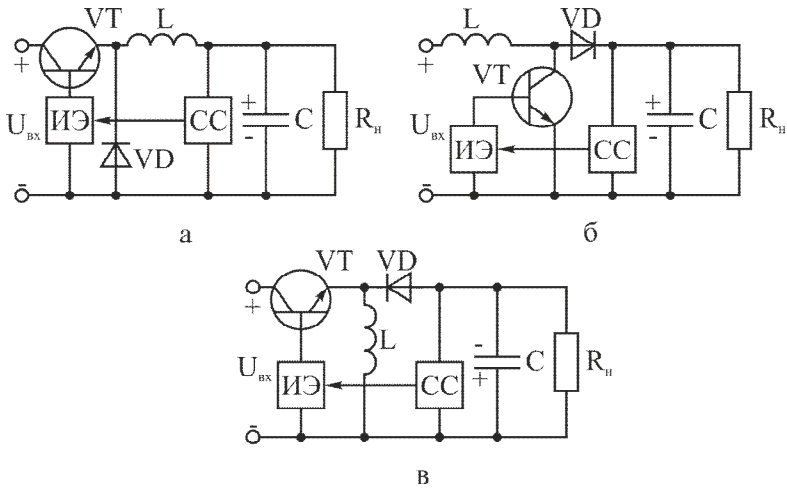


Рис. 3. 1. Структурные схемы стабилизаторов

- схему управления, состоящую из СС (схемы сравнения), в которой выходное напряжение сравнивается с опорным и разница усиливается, и импульсного элемента ИЭ, который преобразует постоянное напряжение сигнала ошибки (рассогласования) из СС в прямоугольные импульсы.

По способу регулирования напряжения стабилизаторы делятся на 3 группы:

- с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ);
- с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ);
- с релейным регулированием.

Принцип работы стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией

При подаче входного напряжения оно проходит на выход стабилизатора. В схеме сравнения выходное напряжение сравнивается с опорным, разница усиливается и подаётся на импульсный элемент, который преобразует это напряжение в последовательность импульсов, длительность которых задаётся напряжением с выхода схемы сравнения. Регулирующий транзистор открыт в течение действия положительного импульса. При изменении входного напряжения в первый момент времени происходит изменение напряжения на выходе и соответственно напряжения с выхода схемы сравнения, которое, воздействуя на импульсный элемент, изменяет интервал времени, в течение которого от-

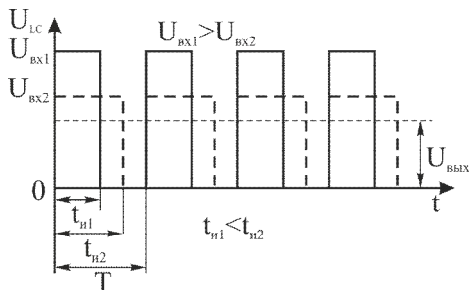


Рис. 3. 2. Принцип стабилизации с ШИМ

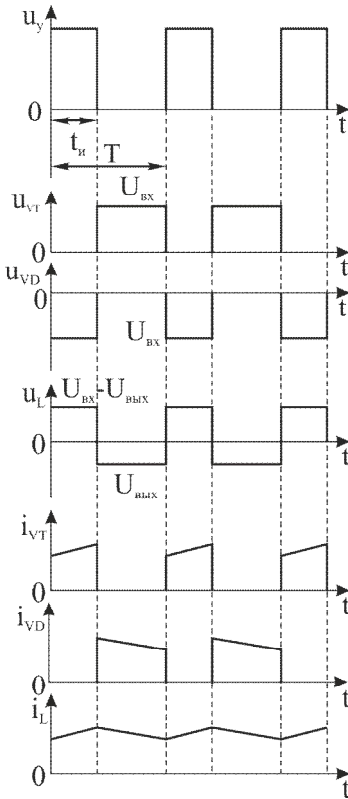


Рис. 3.3. Диаграммы, поясняющие принцип работы понижающего стабилизатора напряжения

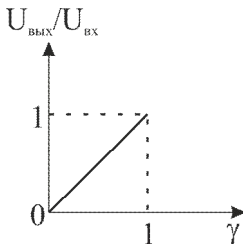


Рис. 3.4. Зависимость отношения $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от γ для понижающего стабилизатора напряжения

крыт транзистор. В результате этого происходит изменение выходного напряжения до предыдущей величины (рис. 3.2). Период следования импульсов не изменяется.

Принцип работы стабилизатора с частотно-импульсной модуляцией

В случае частотно-импульсной модуляции длительность импульса фиксирована, а стабилизация выходного напряжения осуществляется за счёт изменения частоты следования импульсов.

Принцип работы релейного стабилизатора

В таких стабилизаторах в качестве импульсного элемента используется триггер, который управляет регулирующим элементом. При подаче входного напряжения регулирующий транзистор открыт, поэтому начинает расти выходное напряжение, соответственно увеличивается напряжение с выхода схемы сравнения. При достижении порогового напряжения триггера он переключается и закрывает регулирующий транзистор. Выходное напряжение начинает уменьшаться, также уменьшается напряжение с выхода схемы сравнения. При достижении порогового напряжения триггера он вновь переключается и открывает регулирующий транзистор. Выходное напряжение вновь увеличивается, процесс повторяется.

Наибольшее распространение нашли стабилизаторы с ШИМ и релейным регулированием. Далее будем рассматривать работу стабилизаторов с ШИМ.

Принцип работы понижающего стабилизатора напряжения (рис. 3.1, а)

В интервале $(0-t_{\text{и}})$ (рис. 3.3) присутствует сигнал управления, регулирующий транзистор открыт, к диоду прикладывается обратное напряжение – он закрыт. Через регулирующий транзистор протекает нарастающий ток, который равен току индуктивности, индуктивность накапливает энергию. В интервале $(t_{\text{и}}-T)$ отсутствует сигнал управления, регулирующий транзистор закрыт,

диод открыт, ток протекает по цепи $VD - L - R_H - VD$. Ток вентиля равен току индуктивности. Вентиль открывается напряжением, которое формируется самоиндукцией дросселя, ток в дросселе падает – индуктивность отдает накопленную энергию в нагрузку. В следующем интервале времени $(T+t_u)$ – вновь открывается регулирующий транзистор и процесс повторяется. Максимальное напряжение на регулирующем транзисторе равно входному напряжению ($U_{кэ}=U_{вх}$).

Среднее значение напряжения на индуктивности за период равно нулю, поэтому:

$$(U_{вх} - U_{вых}) \cdot t_u = U_{вых} \cdot (T - t_u). \quad (3.1)$$

$$U_{вых} = U_{вх} \cdot \frac{t_u}{T}, \quad (3.2)$$

где $t_u/T = \gamma$, γ – коэффициент заполнения или относительная длительность импульса. Тогда

$$U_{вых} = U_{вх} \cdot \gamma. \quad (3.3)$$

С коэффициентом заполнения связана скважность импульсов $Q = T/t_u = 1/\gamma$.

Принцип работы стабилизатора напряжения повышающего типа (рис. 3.1, б)

При подаче входного напряжения в первый момент времени выходное напряжение будет равно входному, пока регулирующий транзистор закрыт. После открытия транзистора ($0-t_u$) (рис. 3.5) к коммутирующему диоду прикладывается напряжение обратной полярности, равное выходному. Ток регулирующего транзистора равен току индуктивности, в индуктивности накапливается энергия. Напряжение на нагрузке формируется током разрядки конденсатора. После закрытия транзистора (t_u-T) открывается диод, к нагрузке прикладывается сумма входного напряжения и ЭДС самоиндукции дросселя. К транзистору в закрытом состоянии прикладывается выходное напряжение. С приходом следующего импульса процесс повторяется. Максимальное напряжение на регулирующем транзисторе равно выходному напряжению ($U_{кэ}=U_{вых}$).

Среднее значение напряжения на ин-

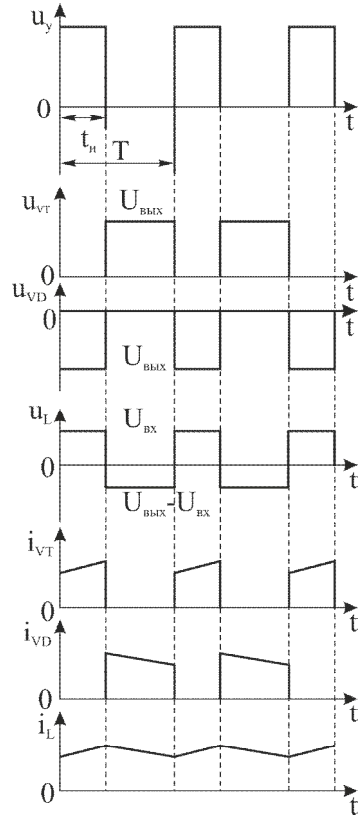


Рис. 3.5. Диаграммы, поясняющие принцип работы повышающего стабилизатора напряжения

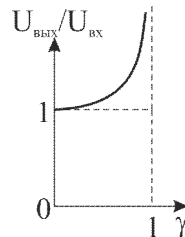


Рис. 3.6. Зависимость соотношения $U_{вых}/U_{вх}$ от γ для повышающего стабилизатора напряжения

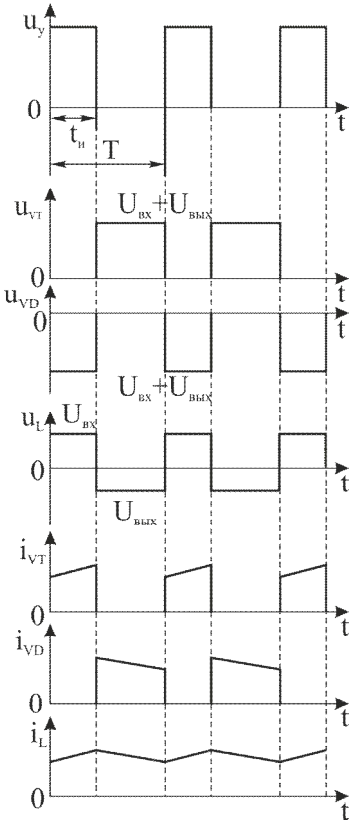


Рис. 3. 7. Диаграммы, поясняющие принцип работы инвертирующего стабилизатора напряжения

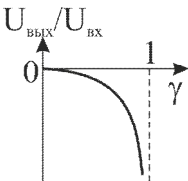


Рис. 3. 8. Зависимость соотношения $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от γ для инвертирующего стабилизатора напряжения

дуктивности за период равно нулю, поэтому:

$$U_{\text{вх}} \cdot t_u = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}) \cdot (T - t_u), \quad (3.4)$$

$$U_{\text{вх}} \cdot T = U_{\text{вых}} \cdot (T - t_u), \quad (3.5)$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot T}{T - t_u} = U_{\text{вх}} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (3.6)$$

Принцип работы стабилизатора напряжения инвертирующего типа (рис. 3. 1, в)

При подаче импульса управления транзистор открывается ($0-t_u$) (рис. 3. 7), к индуктивности прикладывается напряжение, равное входному. Через транзистор и индуктивность начинает протекать ток, накапливая в дросселе энергию. К вентилю прикладывается обратное напряжение, он находится в закрытом состоянии. Напряжение на нагрузке формируется за счёт разрядки конденсатора С на нагрузку.

После запираания транзистора (t_u-T) полярность на индуктивности изменится на противоположную, она становится источником энергии. Индуктивность разряжается на нагрузку через открывшийся вентиль по цепи $L - R_n - VD - L$. С приходом следующего импульса процесс повторяется. Максимальное напряжение на регулирующем транзисторе равно сумме входного и выходного напряжений ($U_{\text{кэ}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}$).

Среднее значение напряжения на индуктивности за период равно нулю, поэтому:

$$U_{\text{вх}} \cdot t_u = -U_{\text{вых}} \cdot (T - t_u), \quad (3.7)$$

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (3.8)$$

В импульсных стабилизаторах напряжения мощность в регулирующем транзисторе состоит из трёх компонентов:

- мощность насыщения $P_{\text{нас}}$. Это мощность, выделяемая в транзисторе в режиме насыщения,

$$P_{\text{нас}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_u} U_{\text{кн}} \cdot I_{\text{кmax}} dt = f \cdot U_{\text{кн}} \cdot I_{\text{кmax}} \cdot t_u, \quad (3.9)$$

где $I_{\text{кmax}}$ – амплитуда тока, протекающего через транзистор;

$U_{\text{кн}}$ – падение напряжения между коллектором

и эмиттером транзистора в режиме насыщения;
 f – частота следования импульсов;
 t_u – длительность импульса управления;

- мощность, выделяемая в режиме отсечки,

$$P_{отс} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_{кэ} \cdot I_0 dt = f \cdot U_{кэ} \cdot I_0 \cdot (T - t_u), \quad (3.10)$$

где $U_{кэ}$ – напряжение на закрытом транзисторе;

I_0 – ток, протекающий через закрытый транзистор;

- потери мощности в транзисторе во время его открывания и закрывания (во время коммутации). Диаграммы этих процессов приведены на рис. 3. 9. Исходя из них примем, что в момент включения

$$U_{кэ} = U_{вх} \left(1 - \frac{t}{t_\phi}\right) \text{ и } i_k = I_{кmax} \cdot \frac{t}{t_\phi},$$

тогда потери на включение

$$P_\phi = \frac{1}{T} \int_0^{t_\phi} U_{кэ} \cdot i_k dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_\phi} U_{вх} \cdot \left(1 - \frac{t}{t_\phi}\right) \cdot I_{кmax} \cdot \frac{t}{t_\phi} dt = f \cdot U_{вх} \cdot I_{кmax} \cdot \left(\frac{t^2}{2t_\phi} - \frac{t^3}{3t_\phi^2}\right) \Big|_0^{t_\phi},$$

$$P_\phi = f \cdot U_{вх} \cdot I_{кmax} \cdot \left(\frac{t_\phi}{2} - \frac{t_\phi}{3}\right) = \frac{1}{6} f \cdot U_{вх} \cdot I_{кmax} \cdot t_\phi. \quad (3.11)$$

Таким образом, во время включения транзистора мощность оказывается прямо пропорциональна частоте следования импульсов, входному напряжению и времени фронта (оно определяется частотными свойствами транзистора).

Мощность, рассеиваемая во время выключения, определяется аналогично:

$$P_c = \frac{1}{6} f \cdot U_{вх} \cdot I_{кmax} \cdot t_c, \quad (3.12)$$

где t_c – время выключения транзистора.

Отсюда, коммутационные потери мощности в транзисторе определяются по формуле:

$$P_k = P_\phi + P_c = \frac{1}{6} f \cdot U_{вх} \cdot I_{кmax} \cdot (t_\phi + t_c). \quad (3.13)$$

Способы формирования импульсного управления с ШИМ

Наибольшее распространение получили способы, использующие пилооб-

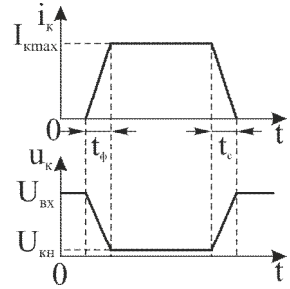


Рис. 3. 9. Диаграммы напряжения и тока в моменты коммутации ключа

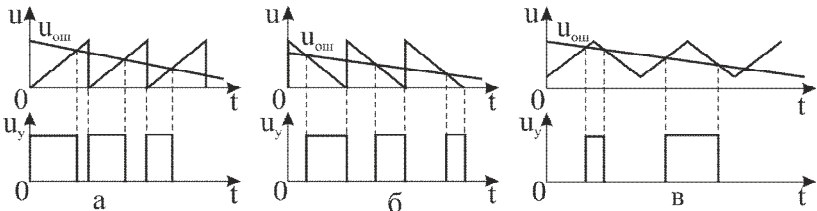


Рис. 3. 10. Способы формирования импульсов с ШИМ

разное напряжение для изменения длительности импульсов управления.

- Изменение заднего фронта импульса управления (рис. 3. 10, а). Импульс управления начинает формироваться в момент начала пилы и заканчивается при превышении пилой уровня сигнала рассогласования.
- Регулировка длительности импульса с изменением переднего фронта (рис. 3. 10, б). Импульс управления начинает формироваться при снижении пи- лы ниже уровня сигнала рассогласования и заканчивается в момент окончания пи- лы.
- Комбинированный способ (рис. 3. 10, в). Импульс управления начинает формироваться при превышении пилой уровня сигнала рассогласования и за- канчивается при снижении пи- лы ниже уровня сигнала рассогласования.

Современная электронная промышленность предлагает ШИМ-контроллеры – устройства для управления регулирующими транзисторами, включающие в себя СС и ИЭ (UC3842, UC2573), а также импульсные стабилизаторы в интегральном исполнении, в которые встроены регулирующий транзистор и коммутирующий диод (K1156EY1 или ее аналог μ A78S40).

ШИМ-контроллер UC2573 предназначен для управления р-канальным ключом в схеме понижающего стабилизатора напряжения (рис. 3. 11). Поэтому во время рабочего цикла на его выходе присутствует низкий уровень сигнала, отпирающий транзистор (рис. 3. 12). К выводу 7 подключается конденсатор, определяющий период формирования пилообразного напряжения и соответственно - частоту работы стабилизатора. По заднему фронту пилы генератор вырабатывает короткий импульс, устанавливающий выходной триггер в «0». Во

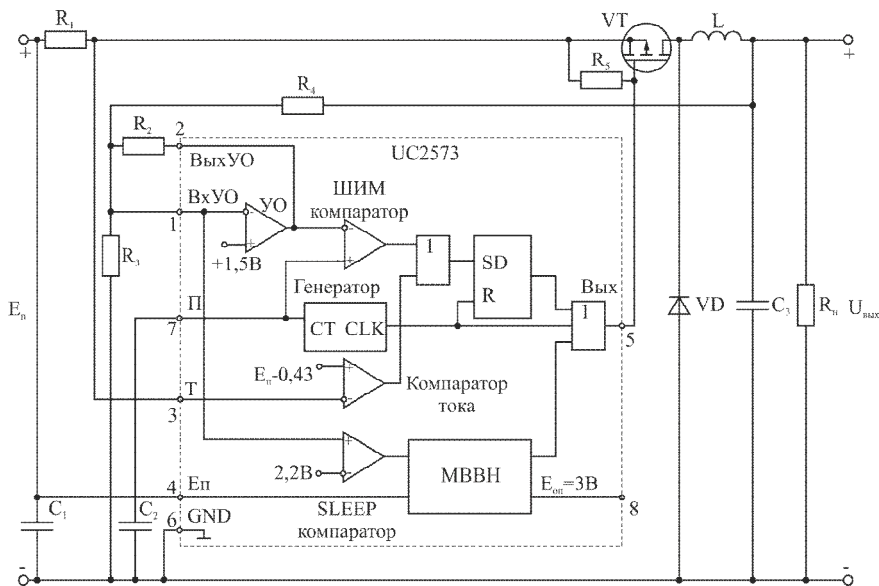


Рис. 3. 11. Схема понижающего стабилизатора напряжения на основе ШИМ-контроллера UC2573

время действия этого импульса на выходе присутствует (через схему логического сложения) неактивный высокий уровень, запирающий ключевой транзистор. Длительность этого импульса называют «мертвым временем» микросхемы, в течение этого времени не происходит стабилизация. Поэтому рабочий цикл должен выбираться меньше длительности периода пины на 10 %. По окончании этого импульса начинается формирование следующего импульса пины и выход контроллера переводится в активное состояние.

На инвертирующий вход усилителя ошибки 1 поступает сигнал обратной связи с выхода стабилизатора. Делитель R_4 – R_3 должен обеспечивать на входе усилителя ошибки напряжение 1,5 В:

$$U_{\text{вых}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} = 1,5 \text{ В}. \quad (3.14)$$

Между выходом усилителя ошибки 2 и его входом включен резистор обратной связи R_2 , который задает коэффициент усиления. Коэффициент усиления по отрицательному входу

$$K_- = R_2 / \frac{R_4 \cdot R_3}{R_4 + R_3}, \quad (3.15)$$

коэффициент усиления по положительному входу

$$K_+ = K_- + 1. \quad (3.16)$$

Коэффициент стабилизации схемы на рис. 3. 11 (и других подобных схем) равен коэффициенту усиления усилителя ошибки по положительному входу.

Сигнал на выходе усилителя ошибки

$$U_{\text{VO}} = 1,5 \cdot K_+ - (U_{\text{вых}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}) \cdot K_-. \quad (3.17)$$

Далее сигнал с усилителя ошибки поступает на инвертирующий вход ШИМ-компаратора, на неинвертирующий вход которого подано напряжение пины. Пока напряжение пины меньше сигнала с усилителя ошибки, на выходе ШИМ-компаратора присутствует «0». Как только напряжение пины станет больше сигнала усилителя ошибки (рис. 3. 12), ШИМ-компаратор переключается в «1», которая поступает на вход S триггера и переключает его в «1». Соответственно и выход контроллера переключается в неактивный уровень, транзистор выключается. Чем больше напряжение на отрицательном входе усилителя ошибки, тем меньше сигнал на его выходе, быстрее переключается в «1» компаратор, короче сигнал управления транзистором и соответственно меньше энергии передается в нагрузку.

В ШИМ-контроллере UC2573 предусмотрена защита по току. На вход 3 с резистора R_1 , который является датчиком тока, подается напряжение. Оно поступает на инвертирующий вход компаратора тока, на неинвертирующий вход которого подано напряжение $U = E_n - 0,43$ В. В начальный момент времени напряжение на датчике тока равно E_n . Когда транзистор открывается (ток через дроссель увеличивается), напряжение на датчике тока начинает уменьшаться (рис. 3. 12). Если напряжение на датчике тока не достигает значения $E_n - 0,43$ В, то контроллер продолжает функционировать в нормальном режиме. Если

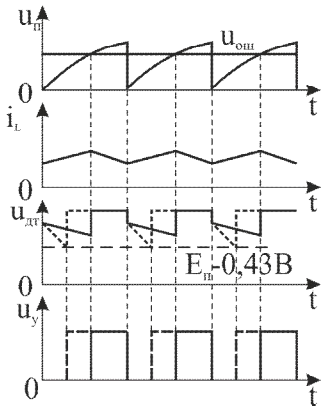


Рис. 3. 12. Диаграммы, поясняющие работу стабилизатора напряжения с ШИМ-контроллером UC2573

напряжение на датчике тока достигло значения $E_n - 0,43$ В, компаратор тока переключается в «1», триггер устанавливается в «1», на выходе устанавливается неактивный высокий уровень. Транзистор закрывается, энергия в нагрузку не передается.

Стабилизатор питается выпрямленным отфильтрованным напряжением. Входное напряжение подается на 4 вывод контроллера. Далее оно поступает на модуль выработки внутренних напряжений (МВВН), который формирует внутренние опорные источники и внешний источник опорного напряжения $E_{on}=3$ В. При снижении входного напряжения ниже определенного уровня МВВН переведет выход микросхемы в неактивное состояние.

Если на вход усилителя ошибки подать напряжение выше 2,2 В, МВВН переведет выход контроллера в неактивное состояние, а

микросхему – в режим экономного потребления энергии (SLEEP режим).

Релейный стабилизатор напряжения

Схема релейного стабилизатора представлена на рис. 3. 13, она состоит из следующих элементов:

- VT_p – регулирующий транзистор;
- $VT_1 - VT_2 - R_1 - R_2 - R_5 - R_6 - R_7 - R_8 - R_9$ – триггер Шмидта;
- $VD_1 - L - C$ – фильтр;
- VD_2 – стабилитрон, источник опорного напряжения;
- $R_8 - R_9$ – выходной делитель напряжения.

В исходном состоянии открыт транзистор VT_1 , так как на его базу пода-

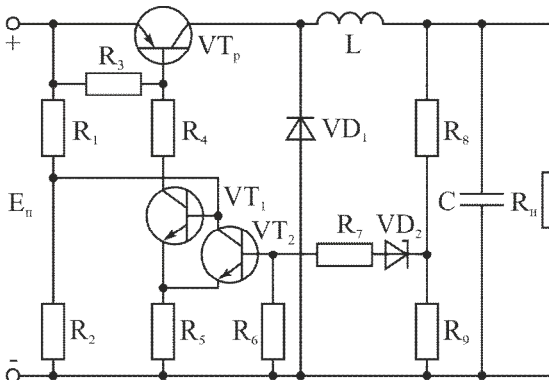


Рис. 3. 13. Схема релейного стабилизатора напряжения

ётся положительное напряжение с делителя $R_1 - R_2$. Этот транзистор открывает регулирующий транзистор VT_p , через который протекает ток базы $I_b = U_{ax} / (R_4 + R_5)$. Транзистор VT_2 и диод VD_1 закрыты. Так как регулирующий транзистор открыт, к фильтру прикладывается входное напряжение. Выходное напряжение начинает расти, что приводит к росту на-

пряжения на резисторе R_9 . После того как это напряжение превысит пороговое напряжение стабилизатора VD_2 , через него потечёт ток, который увеличит напряжение на резисторе R_6 . По мере роста выходного напряжения напряжение на резисторе R_6 будет расти до тех пор, пока не превысит напряжение на резисторе R_5 . После этого ток базы регулирующего транзистора станет равным нулю и транзистор закроется. За счёт ЭДС самоиндукции дросселя открывается диод VD_1 , ток дросселя замыкается через этот диод. Выходное напряжение начинает уменьшаться. После того как напряжение на R_6 станет меньше напряжения на R_5 , закроется транзистор VT_2 , откроются VT_1 и регулирующий транзистор, процесс повторится.

При увеличении входного напряжения возрастает скорость нарастания тока, что приводит к уменьшению интервала времени, в течение которого открыт регулирующий транзистор. Это обеспечивает уменьшение выходного напряжения до исходной величины.

При росте тока нагрузки увеличивается скорость спада выходного напряжения, что приводит к уменьшению времени, в течение которого закрыт регулирующий транзистор.

2. Методика выполнения лабораторной работы

Схема лабораторного макета изображена на рис. 3. 14. Она представляет собой понижающий стабилизатор напряжения, выполненный на основе ШИМ-контроллера UC2573, транзистора VT , обратного диода VD , дросселя L_1 и фильтрующего конденсатора C_4 . Помимо этого, схема содержит регулируемое сопротивление R_1 , потенциометр регулировки входного напряжения (обозначен на макете E_n), регулируемое сопротивление нагрузки R_n .

Токи в лабораторном макете измеряются с помощью сопротивлений шунта $R_{ш1} - R_{ш4}$ номиналом 1 Ом, включенных последовательно с элементами, токи через которые необходимо исследовать.

Напряжение питания подается на макет с помощью выключателя, расположенного на стенде слева от макета. **Все изменения в схеме необходимо производить при выключенном напряжении питания.**

Исследование форм токов и напряжений осуществляется с помощью осциллографа. **Все осциллограммы снимаются для минимального и максимального значений нагрузки.**

Средние значения напряжений измеряются с помощью мультиметра, включенного в режим измерения постоянного напряжения.

Коэффициент пульсаций определяется как отношение амплитуды переменной составляющей к средней величине постоянного напряжения:

$$\varepsilon(\%) = \frac{\Delta U_d}{U_d} \cdot 100\%, \text{ где } \Delta U_d = U_{\max} - U_{\min}.$$

Коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{\varepsilon_{ex}}{\varepsilon_{вых}} = \frac{\Delta U_{ex}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{ex}}$$

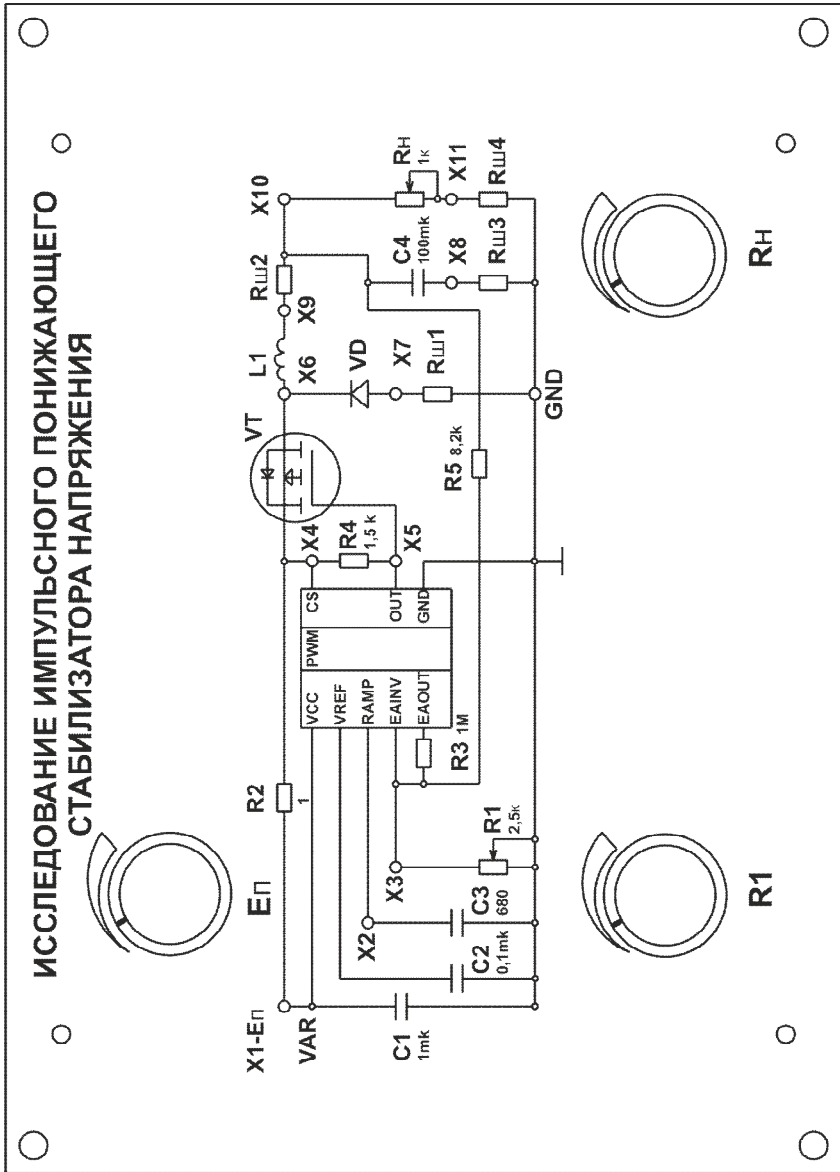


Рис. 3. 14. Схема лабораторного макета

Все характеристики в отчете выполняются карандашом. На осях должны быть указаны масштаб величины и ее размерность.

3. Программа работы

1. Установить потенциометр R_1 в максимальное положение, установить максимальное входное напряжение. Зарисовать осциллограммы напряжения на затворе транзистора (X_5), на дросселе (X_6 - X_9), на транзисторе (X_4 - X_6), на вентиле (X_6), на нагрузке (X_{10}) и на входе пилообразного напряжения (X_2). Зарисовать осциллограммы тока через транзистор (X_4 - X_1), через вентиль (X_7) и через дроссель (X_{10} - X_9) для максимального и минимального значений R_n . Осциллограммы, полученные для разных значений сопротивления нагрузки, изображать на одном графике. Определить частоту преобразования.
2. Установить потенциометр R_1 в максимальное положение. Снять зависимости $\gamma=f(U_{вх})$ при максимальном R_n и $\gamma=f(I_{вых})$ при $E_n=12$ В. По результатам измерений построить графики зависимостей.
3. Установить $E_n=12$ В и определить величину пульсаций частотой 100 Гц на входе и выходе стабилизатора и постоянную составляющую напряжения для максимального и минимального значений сопротивления R_1 . Определить амплитуду пульсаций напряжения на нагрузке на частоте преобразования. По полученным данным определить коэффициент стабилизации.
4. Провести анализ полученных результатов.

4. Контрольные вопросы

1. Какие типы импульсных стабилизаторов существуют?
2. Объясните принцип работы стабилизатора с ШИМ.
3. Объясните принцип работы релейного стабилизатора.
4. Объясните принцип работы импульсного ШИМ-стабилизатора понижающего типа.
5. Объясните принцип работы импульсного ШИМ-стабилизатора повышающего типа.
6. Объясните принцип работы импульсного ШИМ-стабилизатора инвертирующего типа.
7. Объясните способы формирования импульсов управления с ШИМ.

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Цель работы

Изучение способов преобразования постоянного напряжения в переменное, исследование схем преобразователей постоянного напряжения и процессов, протекающих в них.

1. Некоторые сведения из теории

Проблема гальванической развязки выходного напряжения источника питания от потенциала питающей сети и достижения необходимого уровня напряжения на нагрузке решается с помощью трансформатора. Простейшим решением является включение трансформатора в качестве первичного звена источника питания непосредственно в сеть питания (рис. 4. 1). Здесь:

- Тр – трансформатор, который обеспечивает гальваническую развязку и уровень выходного напряжения;
- В – выпрямитель, обеспечивающий выпрямление переменного напряжения;
- Ф – фильтр, преобразующий выпрямленное пульсирующее напряжение в постоянное;
- Ст – стабилизатор, стабилизирует выходное напряжение на заданном уровне.

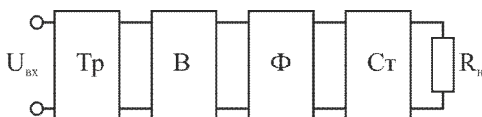


Рис. 4. 1. Схема классического источника питания

Питание трансформатора происходит от промышленной питающей сети переменного напряжения с частотой 50/400 Гц. Размеры сердечника, а соответственно и массо-габаритные показатели трансформатора, велики. С ростом выходной

мощности они только увеличиваются и являются основным ограничивающим фактором при снижении массы и габаритов всего источника питания.

Для снижения габаритов трансформатора необходимо проводить передачу напряжения на выход источника на более высоких частотах. Для этих целей используют преобразователи постоянного напряжения в переменное. Современные источники работают на частотах преобразования от десятков килогерц до нескольких сотен килогерц. На таких частотах современные магнитные материалы (ферриты и пермоллои) имеют размеры, позволяющие создавать трансформаторы, сравнимые по размерам с остальными элементами схемы. Такие источники питания имеют схему, показанную на рис. 4. 2.

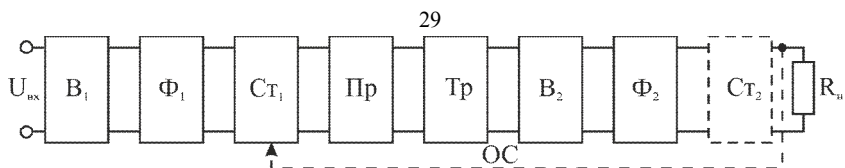


Рис. 4. 2. Схема современного источника питания

Сетевое напряжение выпрямляется B_1 , фильтруется Φ_1 , стабилизируется (при необходимости) стабилизатором $СТ_1$. Затем полученное постоянное напряжение преобразуется в переменное преобразователем $Пр$ и передается с помощью трансформатора в выходную часть источника питания. Если в нагрузку необходимо передать переменное напряжение, то она подключается непосредственно на выход трансформатора. А если в нагрузку необходимо передать постоянное напряжение, то на выход трансформатора подключаются выпрямитель B_2 , фильтр Φ_2 и (при необходимости) стабилизатор $СТ_2$. Нагрузка подключается к выходу стабилизатора. В схемах современных источников питания могут присутствовать как оба стабилизатора ($СТ_1$ и $СТ_2$), так и только любой из них (или $СТ_1$ или $СТ_2$). Кроме этого, стабилизатор и преобразователь могут совмещаться в одном блоке схемы (рис. 4. 3). В этом случае модулированный сигнал управления подается непосредственно на управляющие электроды ключевых элементов преобразователя.

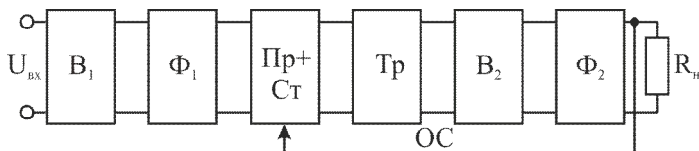


Рис. 4. 3. Схема источника питания с совмещенным модулем преобразования и стабилизации

Преобразователи постоянного напряжения предназначены для питания радиоэлектронного оборудования от сети переменного тока. Преобразователи, которые осуществляют преобразование постоянного напряжения в переменное, называются инверторами. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение различной величины называют конверторами.

Процесс преобразования постоянного напряжения в переменное заключается в периодическом подключении источника питания к нагрузке с помощью ключей. Различают *однотактные* и *двухтактные* преобразователи напряжения. В однотактных преобразователях энергия от сети потребляется в течение одного такта из двух, а во время второго такта энергия в нагрузку не передается (существует пауза). В двухтактных преобразователях потребление энергии происходит в течение двух тактов. Также преобразователи напряжения бывают однофазными и многофазными, регулируемые и нерегулируемые, со стабилизацией и без.

Для получения максимального КПД ключи, используемые в преобразователях, должны обладать возможно меньшим сопротивлением в режиме насыщения и максимально возможным в режиме отсечки.

Транзисторные инверторы (ТИ). ТИ делятся на инверторы с самовозбуждением и с независимым возбуждением. Инверторы с самовозбуждением представляют собой автогенераторы с трансформаторной положительной обратной связью (ПОС). Инверторы с независимым возбуждением содержат усилитель мощности и задающий генератор (ЗГ), в качестве которого обычно используются специализированные интегральные микросхемы, так называемые импульсные драйверы.

1.1. Двухтактные преобразователи напряжения

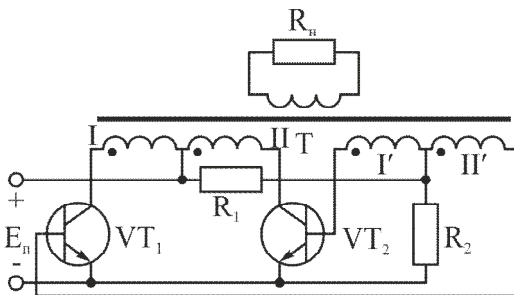


Рис. 4. 4. Двухтактный инвертор с выводом средней точки трансформатора

Двухтактный инвертор с выводом средней точки трансформатора (рис.4.4). Инвертор состоит из силового трансформатора с обмотками обратной связи (ОС) – Т, двух коммутирующих транзисторов – VT_1 , VT_2 и делителя напряжения – R_1 , R_2 . Обмотки ОС включены таким образом, чтобы обеспечивалась ПОС.

Принцип работы схемы заключается в следующем.

При подключении входного напряжения к базам обоих транзисторов через резисторы R_1 , R_2 и обмотки ОС прикладывается положительное напряжение, отпирающее их. Параметры транзисторов отличаются друг от друга (так как невозможно создать 2 полупроводниковых кристалла с абсолютно идентичными параметрами), поэтому ток коллектора одного из них будет больше (например, VT_1). По этой причине напряжение, прикладываемое к обмотке трансформатора, на которую работает этот транзистор (I), будет больше, чем напряжение, прикладываемое ко второй обмотке (II). Это напряжение наводит повышенную ЭДС в обмотке ПОС (I'), которая подаётся на базу открывающегося транзистора в прямом направлении (положительная), а на базу другого – в обратном направлении (отрицательная). Первый транзистор открывается еще сильнее. Ещё большее напряжение прикладывается к обмотке трансформатора, подключённой к коллектору этого транзистора, и ещё большая ЭДС наводится в обмотке ПОС VT_1 . Это приводит к лавинообразному отпираанию первого ключа и запираанию второго (на рис. 4. 5 точки 1 – 2).

После отпираания транзистора VT_1 к его обмотке прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания. Через него протекает ток коллектора

$$i_k = i'_n + i_\mu, \quad (4. 1)$$

где $i'_n = i_n \cdot n$ – ток нагрузки, пересчитанный в первичную цепь, n – коэффициент трансформации трансформатора, i_μ – ток намагничивания.

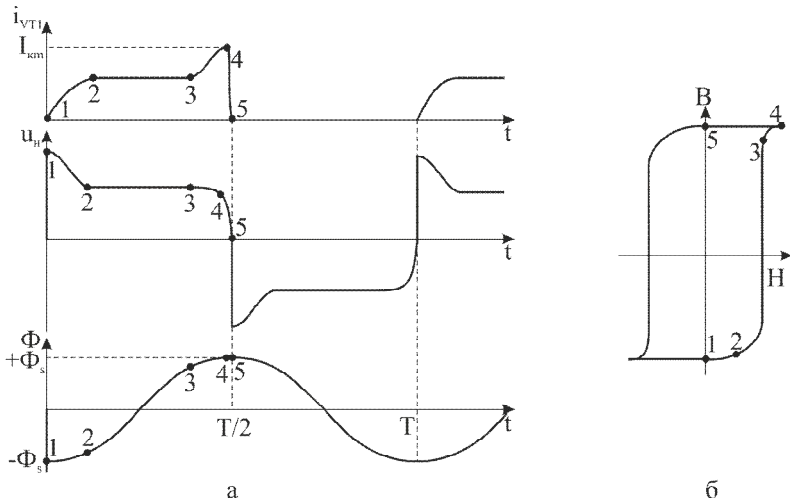


Рис. 4. 5. Диаграммы, поясняющие процесс коммутации ключей

Эквивалентная схема коллекторной цепи для случая, когда VT_1 открыт и насыщен, представлена на рис. 4. 6. Здесь $R'_H = R_H/n^2$ – сопротивление нагрузки, пересчитанное в коллекторную цепь, L_μ – индуктивность намагничивания.

Лавинообразное переключение транзисторов заканчивается в точке 2 на диаграммах (рис. 4.5, а, б). С этого момента времени начинается процесс перемagnичивания сердечника трансформатора. К моменту времени, обозначенному на диаграммах точкой 3, сердечник намагничивается и начинается процесс его насыщения. Переключение транзисторов происходит за счёт насыщения сердечника трансформатора.

После насыщения сердечника резко падает индуктивность намагничивания, что приводит к росту тока намагничивания $i_\mu = (E_n \cdot t)/L_\mu$ и соответственно к увеличению тока коллектора i_k (4. 1). Он начинает ограничиваться током базы $i_{кн} = h_{21} \cdot i_{бн}$, так как в течение времени, когда транзистор насыщен, напряжение на обмотке ПОС остается неизменным. Рост тока коллектора при неизменном токе базы переводит транзистор в активную область работы. На его коллекторе увеличивается падение напряжения, уменьшается напряжение на обмотке трансформатора, подключённой к коллектору этого транзистора. Уменьшается напряжение ОС, что приводит к ещё большему запираанию транзистора VT_1 .

Падение коллекторного тока приводит к уменьшению магнитного потока и смене полярности напряжения ОС, из-за чего VT_1 запирается, а VT_2 – отпирается.

К обмотке трансформатора напряжение прикладывается в обратной полярности, сердечник трансформатора начинает перемagnичиваться от $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$. При достижении насыщения сердечника

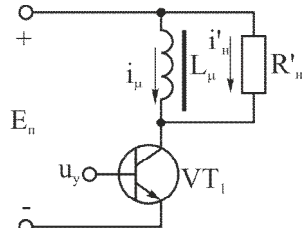


Рис. 4. 6. Эквивалентная схема для случая открытого транзистора

вновь происходит лавинообразное переключение транзисторов, теперь VT_1 открывается, а VT_2 – закрывается.

Расчёт частоты преобразования ведется с учетом скорости изменения магнитного потока

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi}{dt} &= \frac{E_n}{w_2}, \quad d\Phi = \frac{E_n}{w_2} dt, \quad \int_0^{\Phi_s} d\Phi = \int_0^{\frac{T}{4}} \frac{E_n}{w_2} dt, \\ \Phi_s &= \frac{E_n}{w_2} \cdot \frac{T}{4}, \quad \Phi_s = B_s \cdot S, \\ f &= \frac{E_n - U_{KH} - U_R}{4 \cdot w_2 \cdot B_s \cdot S}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Здесь U_{KH} – напряжение насыщения; U_R – падение напряжения на активном сопротивлении обмотки трансформатора; w_2 – число витков обмотки трансформатора, подключённой к коллектору транзистора; E_n – напряжение источника питания.

К недостаткам данной схемы можно отнести следующее:

- 1) частота, с которой работает преобразователь, зависит от напряжения источника питания (4. 2);
- 2) большие потери мощности во время переключения транзисторов из-за бросков коллекторного тока;
- 3) напряжение коллектор–эмиттер закрытого транзистора больше удвоенного напряжения источника питания (в момент выключения транзистора на индуктивности рассеяния трансформатора наводится ЭДС самоиндукции, которая формируется в виде броска напряжения на диаграмме напряжения).

От этих недостатков избавлен преобразователь напряжения с коммутирующим трансформатором.

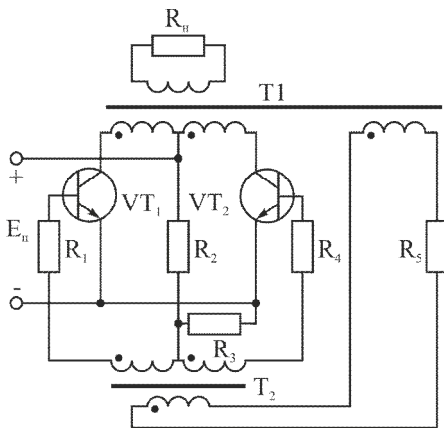


Рис. 4. 7. Преобразователь напряжения с коммутирующим трансформатором

Преобразователь напряжения с коммутирующим трансформатором (рис.4. 7)

В состав схемы входят: T_1 – выходной силовой трансформатор (работает без насыщения сердечника); T_2 – коммутирующий трансформатор, работающий с насыщением сердечника.

Переключение транзисторов происходит при насыщении сердечника коммутирующего трансформатора T_2 . В этом случае падает индуктивность намагничивания и растёт ток, протекающий через обмотку ОС и резистор R_5 . Это приводит к росту падения напряжения на R_5 и уменьшению напряжения на базе

открытого транзистора. Этот транзистор начинает закрываться, что, благодаря положительной ОС, приводит к лавинообразному процессу запираания этого транзистора и отпиранию закрытого транзистора. Бросков коллекторного тока в этой схеме нет, так как отсутствует насыщение сердечника силового трансформатора. За счёт этого КПД схемы с коммутирующим трансформатором больше по сравнению со схемой с выводом средней точки трансформатора. Частота следования импульсов рассчитывается аналогичным образом, но расчет ведется для коммутирующего трансформатора. За счет более высокого КПД этот преобразователь обеспечивает большую мощность в нагрузке.

Инверторы с независимым возбуждением

Такой инвертор состоит из силовой части, которая называется усилителем мощности, и генератора задающих импульсов, в качестве которого может использоваться инвертор с самовозбуждением. В современной силовой электронике в качестве задающих генераторов используют специальные микросхемы – драйверы. Они содержат в себе саму схему генератора задающих импульсов, предусилитель и схемы, выполняющие дополнительные функции.

Существует три схемы: преобразователь с выводом средней точки трансформатора, мостовая схема и полумостовая схема.

Преобразователь с выводом средней точки трансформатора (рис.4. 8)

Транзисторы управляются внешним задающим генератором (ЗГ). Работают поочередно. Если первый транзистор открыт и насыщен, то второй находится в режиме отсечки. Когда VT_1 открыт, то к w_1 прикладывается напряжение источника питания E_n и в нагрузке формируется импульс напряжения. При переключении транзисторов VT_1 закрывается, VT_2 открывается и напряжение источника питания прикладывается к w'_1 . На нагрузке формируется импульс противоположной полярности.

Из-за того, что в базе открытого транзистора накапливается избыточный заряд, длительность импульса тока транзистора будет больше тока, протекающего через базу транзистора. Поэтому в момент переключения транзисторов, с приходом положительного отпирающего импульса на закрытый транзистор, он открывается, через него начинает протекать ток коллектора. В это время первый, закрывающийся, транзистор также проводит ток в течение времени рассасывания зарядов в базе. Такой режим называется режимом сквозного тока. Ток в

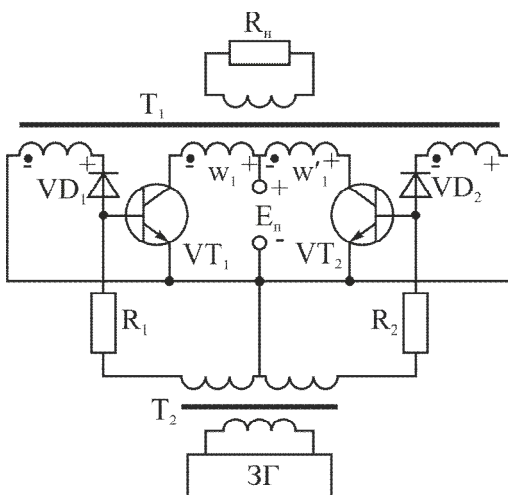


Рис. 4. 8. Преобразователь напряжения с выводом средней точки трансформатора

этом случае накоротко протекает от источника питания через транзисторы. Это приводит к броску коллекторного тока и снижению КПД (за счет увеличения потерь на коммутацию).

Для устранения этого недостатка (в качестве одного из методов) используются дополнительные обмотки ОС, которые препятствуют открыванию транзистора до тех пор, пока не произойдет рассасывание зарядов в базе закрывающегося транзистора. Пусть VT_1 открыт импульсом положительной полярности с задающего генератора. В этом случае VD_1 закрыт, ток протекает через R_1 и базу VT_1 . Через R_2 отрицательное управляющее напряжение подается на VT_2 , и он закрыт. В момент запираания VT_1 , когда на его базу подается напряжение отрицательной полярности с задающего генератора, этот транзистор будет продолжать проводить ток из-за избыточного заряда в базе. Транзистор VT_2 не откроется, несмотря на то, что на его базу подается импульс положительной полярности с задающего генератора. Передача напряжения в нагрузку и обмотку ОС идет от обмотки w_1 , на катоде VD_2 присутствует отрицательное напряжение, а на аноде - положительное, происходит отпираание VD_2 , и с обмотки ООС к базе транзистора прикладывается отрицательное напряжение.

Транзистор VT_2 находится в закрытом состоянии всё время, пока не закроется VD_2 .

К коллектору закрытого транзистора прикладывается удвоенное напряжение источника питания. Средний ток через транзистор равен половине тока нагрузки, пересчитанного в первичную обмотку.

Мостовой преобразователь напряжения (рис. 4. 9)

Работа схемы заключается в следующем. Ключи управляются от внешнего ЗГ, транзисторы открыты попарно. Если VT_1 , VT_4 – открыты, тогда VT_2 , VT_3 – закрыты, и наоборот. На нагрузке формируются импульсы напряжения прямоугольной полярности с амплитудой источника питания, пересчитанной во вторичную обмотку.

В этой схеме также протекают сквозные токи. Пусть VT_1 и VT_4 изначально открыты. При смене полярности импульса управления открываются VT_2 и

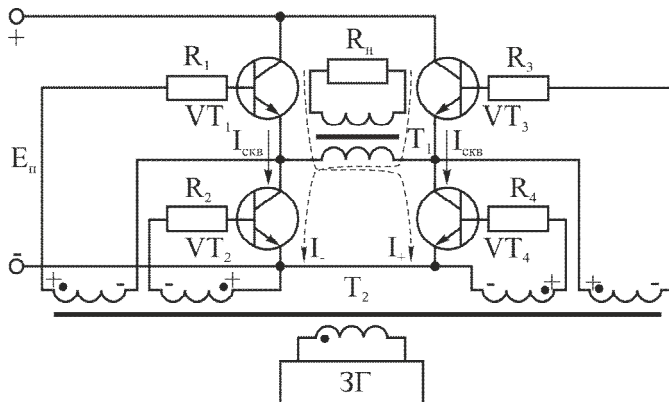


Рис. 4. 9. Мостовой преобразователь напряжения

VT_3 , а через VT_1 и VT_4 продолжает протекать ток, который обусловлен рассасыванием избыточного заряда в базах этих транзисторов. Таким образом, на интервале времени рассасывания зарядов открытыми являются все четыре транзистора. Сквозной ток ограничивается только током базы тех транзисторов, на которые подано управляющее напряжение. Наблюдается бросок коллекторного тока (рис. 4. 10, а).

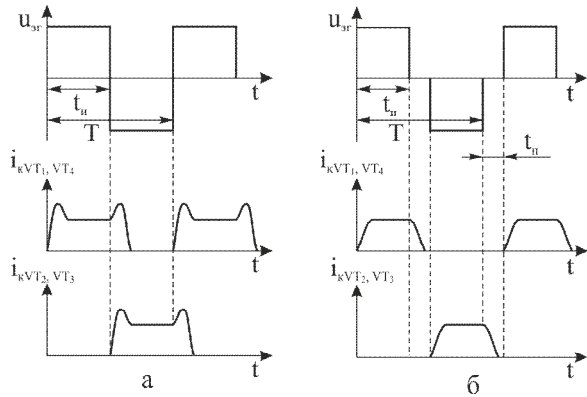


Рис. 4. 10. Диаграммы токов через коммутирующие транзисторы: а – импульсы управления не имеют паузы, б – имеют

Для борьбы со сквозными токами можно применять схему, содержащую дополнительные обмотки обратной связи. Однако в современной силовой электронике используют другой метод. Задающий генератор формирует паузу между импульсами управления (такая пауза называется защитным интервалом), подающимися на транзисторы (рис. 4. 10, б). В этом случае вторая пара транзисторов открывается после того, как произойдет частичное или полное рассасывание зарядов в базах ранее открытых транзисторов, т.е. после их частичного или полного запираания. Существующие драйверы производятся как с фиксированным временем паузы, так и с перестраиваемым.

К коллекторам закрытых транзисторов прикладывается напряжение источника питания. Мостовая схема используется в мощных преобразователях.

Полумостовой преобразователь напряжения (рис. 4. 11)

Принцип работы заключается в следующем. Конденсаторы заряжены до напряжения $E_H/2$. Транзисторы включаются поочередно, работают в ключевом режиме и обеспечивают подключение конденсаторов к первичной обмотке трансформатора. На ней формируются двуполярные импульсы напряжения с амплитудой, равной половине напряжения источника питания. Максимальное напряжение на коллекторе транзистора U_{km} равно напряжению

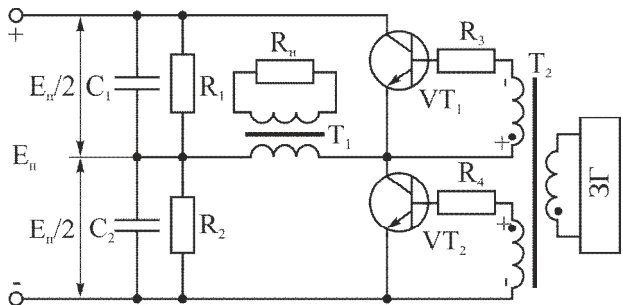


Рис. 4. 11. Полумостовой преобразователь напряжения

источника питания. Резисторы R_1 и R_2 имеют одинаковый номинал и предназначены для выравнивания напряжения на конденсаторах.

Недостаток данной схемы заключается в большом токе через конденсаторы в момент коммутации транзисторов.

В некоторых случаях эффективней использовать одноктактные схемы преобразования.

1.2. Одноктактные преобразователи напряжения

Различают:

- одноктактные преобразователи с обратным включением диода;
- одноктактные преобразователи с прямым включением диода.

К достоинствам одноктактных схем преобразования относятся:

- простота схемы;
- минимальное количество элементов;
- простота схемы управления.

Основные недостатки:

- подмагничивание сердечника трансформатора за счет того, что ток через трансформатор протекает только в одном направлении. Это влечет за собой небольшой диапазон изменения индукции и плохое использование трансформатора;
- большие габариты фильтра, так как используется однополупериодная схема выпрямления.

Одноктактный преобразователь напряжения с обратно включённым диодом (обратноходовой преобразователь) (рис. 4. 12). Преобразователь работает следующим образом. Схема управления задаёт частоту следования импульсов и интервал времени, в течение которого открыт транзистор. Транзистор, работая в ключевом режиме, подключает первичную обмотку к источнику питания на время действия $t_{и}$ и отключает её в паузе между импульсами $T - t_{и}$ (рис. 4. 14). Во время действия импульса диод закрыт (эквивалентная схема рис. 4. 13), к первичной обмотке приложено напряжение питания. В индуктивности намагничивания сердечника накапливается электромагнитная энергия. Через нагрузку протекает ток разрядки конденсатора C . На этом этапе (во время действия импульса) энергия от источника питания не передаётся в нагрузку, трансформатор выступает в роли индуктивности, в которой на-

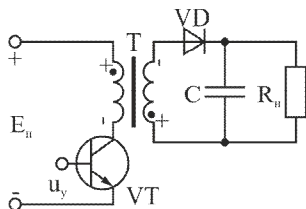


Рис. 4. 12. Обратногоходовой преобразователь

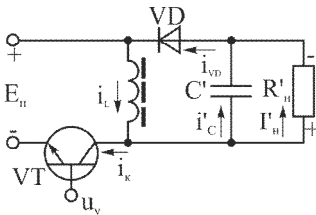


Рис. 4. 13. Эквивалентная схема обратноходового преобразователя

работает следующим образом. Схема управления задаёт частоту следования импульсов и интервал времени, в течение которого открыт транзистор. Транзистор, работая в ключевом режиме, подключает первичную обмотку к источнику питания на время действия $t_{и}$ и отключает её в паузе между импульсами $T - t_{и}$ (рис. 4. 14). Во время действия импульса диод закрыт (эквивалентная схема рис. 4. 13), к первичной обмотке приложено напряжение питания. В индуктивности намагничивания сердечника накапливается электромагнитная энергия. Через нагрузку протекает ток разрядки конденсатора C . На этом этапе (во время действия импульса) энергия от источника питания не передаётся в нагрузку, трансформатор выступает в роли индуктивности, в которой на-

капливается энергия. Для того чтобы сердечник не насыщался, он выполняется с немагнитным зазором. При закрывании транзистора напряжение на обмотке трансформатора изменяет свою полярность на противоположную скачком. Выпрямительный диод открывается, и энергия, накопленная в индуктивности, отдаётся в нагрузку и конденсатор фильтра. Энергия от источника питания на этом этапе не потребляется.

Расчет напряжения на нагрузке проводится исходя из того, что среднее напряжение на индуктивности за период равно нулю

$$E_n \cdot t_u = \frac{U_n}{n} (T - t_u), \quad (4.3)$$

здесь E_n – напряжение источника питания, t_u – длительность управляющего импульса, T – период следования импульсов управления, U_n – напряжение на нагрузке, n – коэффициент трансформации. Отсюда:

$$U_n = E \cdot n \frac{t_u}{T - t_u} = \frac{nE_n \gamma}{1 - \gamma}, \quad (4.4)$$

где $\gamma = t_u/T$ – коэффициент заполнения.

Зависимость U_n/nE_n от γ представлена на рис. 4.15. Из нее видно, что, изменяя длительность импульса управления, можно регулировать амплитуду напряжения в нагрузке, т.е. если в преобразователь добавить схему сравнения и импульсный элемент, то можно получить регулируемый стабилизированный преобразователь.

Приведенный (рис. 4.13) ток нагрузки равен току через диод и рассчитывается как

$$I'_{VD} = I'_n = \frac{1}{T} \int_{t_u}^T I_{Lcp} dt = \frac{1}{T} I_{Lcp} (T - t_u) = I_{Lcp} (1 - \gamma), \quad (4.5)$$

$$I'_n = nI_n = I_{Lcp} (1 - \gamma).$$

Отсюда ток через индуктивность

$$I_{Lcp} = \frac{nI_n}{1 - \gamma}. \quad (4.6)$$

При расчете ΔI_L исходим из того, что ток в индуктивности изменяется линейно:

$$2\Delta I_L = \frac{E_n}{L} t_u, \quad \Delta I_L = \frac{E_n T \gamma}{2L}. \quad (4.7)$$

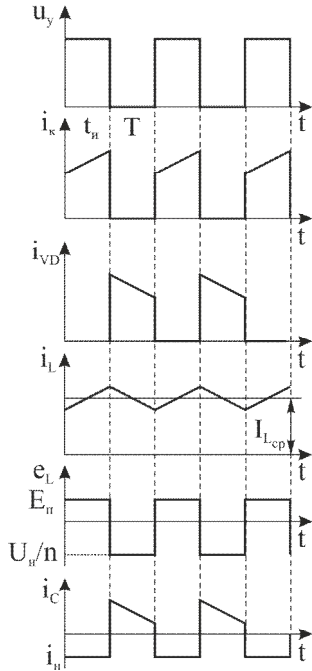


Рис. 4.14. Диаграммы, поясняющие работу обратноходового преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока

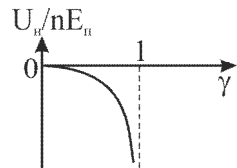


Рис. 4.15. Зависимость соотношения U_n/nE_n от γ для обратноходового преобразователя напряжения

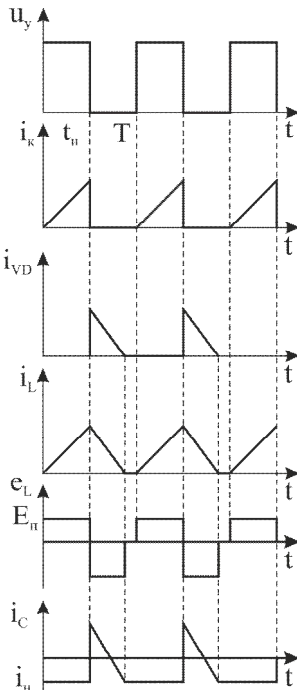


Рис. 4. 16. Диаграммы, поясняющие работу обратноходового преобразователя напряжения в режиме прерывистого тока

Однотактный преобразователь напряжения с прямым включением диода (прямоходовый преобразователь) (рис.4. 17).

Эквивалентные схемы при открытом (а) и закрытом (б) транзисторе представлены на рис. 4. 18.

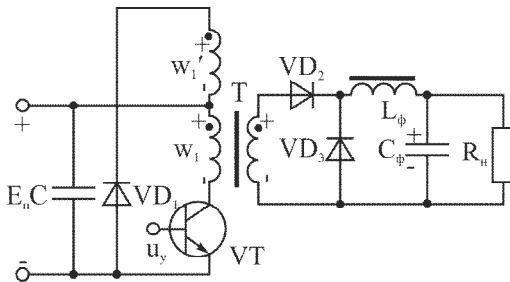


Рис. 4. 17. Прямоходовый преобразователь

Для обеспечения режима непрерывного тока необходимо выполнить условие $\Delta I_L \leq I_{Lcp}$. Таким образом,

$$\frac{E_n T \gamma}{2 L_{кр}} = \frac{n I_n}{1 - \gamma}, \quad L_{кр} = \frac{E_n T \gamma (1 - \gamma)}{2 n I_n}. \quad (4. 8)$$

При $L > L_{кр}$ обеспечивается режим непрерывного тока в индуктивности. Предельные параметры ключа рассчитываются следующим образом:

- максимальный ток коллектора

$$I_{кт} = I_{Lcp} + \Delta I_L = \frac{n I_n}{1 - \gamma} + \frac{E_n T \gamma}{2 L}; \quad (4. 9)$$

- максимальное напряжение коллектор-эмиттер

$$U_{кmax} = E_n + \frac{U_n}{n}. \quad (4. 10)$$

- полный размах пульсаций на нагрузке

$$2 \Delta U_{Cm} = \frac{I_n}{C} t_u.$$

Отсюда

$$\Delta U_{Cm} = \frac{I_n}{2C} t_u = \frac{I_n T \gamma}{2C}. \quad (4. 11)$$

Диаграммы в режиме прерывистого тока изображены на рис. 4. 16. Режим непрерывного тока является предпочтительным из энергетических соображений. При одинаковой мощности в нагрузке ток коллектора в режиме непрерывного тока меньше по сравнению с режимом прерывистого тока.

Преобразователь работает следующим образом. Схема управления открывает транзистор на время, равное t_u (рис. 4. 19). К первичной обмотке трансформатора через VT прикладывается напряжение источника питания. От источника питания энергия подаётся в нагрузку. На этом этапе VD_1 – закрыт, VD_2 – от-

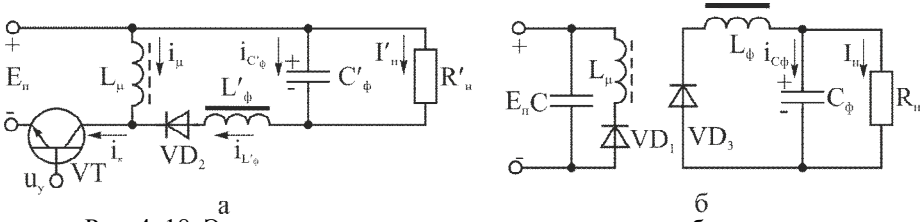


Рис. 4. 18. Эквивалентные схемы прямоходового преобразователя при открытом (а) и закрытом (б) транзисторе

крыт, VD_3 – закрыт. Через L_ϕ протекает ток, который протекает через нагрузку и заряжает C_ϕ . После запираания транзистора напряжение на обмотке трансформатора скачком изменяет полярность на противоположную. Открывается VD_1 , через него протекает ток размагничивания сердечника трансформатора, энергия, накопленная в L_μ , возвращается в источник питания. Во вторичной обмотке трансформатора напряжение на L_ϕ также изменяет полярность на противоположную, ток, протекающий через индуктивность, замыкается через VD_3 .

Обмотка w'_1 предназначена для размагничивания сердечника трансформатора.

Необходимо определить число витков обмоток w_1 и w'_1 . Изменение магнитного потока в сердечнике трансформатора во время действия импульса управления

$$\Delta\Phi_+ = \frac{E_n}{w_1} t_u \quad (4.12)$$

должно быть равно изменению магнитного потока в сердечнике трансформатора во время паузы

$$\Delta\Phi_- = \frac{E_n}{w'_1} (T - t_u). \quad (4.13)$$

Отсюда

$$\begin{aligned} \frac{E_n}{w_1} t_u &= \frac{E_n}{w'_1} (T - t_u), \quad w'_1 \cdot \gamma = w_1 (1 - \gamma), \\ \gamma &= \frac{w_1}{w'_1 + w_1}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Из энергетических соображений требуется выбирать γ , близкий к 1, так как в этом

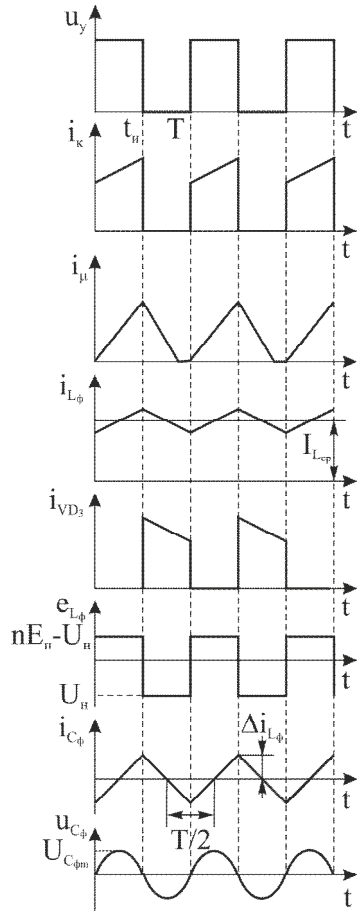


Рис. 4. 19. Диаграммы, поясняющие работу прямоходового преобразователя прямоходового преобразователя напряжения

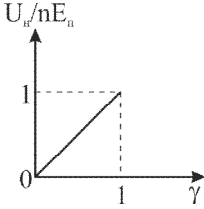


Рис. 4. 20. Зависимость соотношения $U_{вых}/U_{вх}$ от γ для прямоходового преобразователя напряжения

случае энергия от источника питания потребляется в течение большего времени и требуется выходной фильтр меньших габаритов. Из (4. 14) видно, что для обеспечения этого условия необходимо обеспечить $w'_1 \ll w_1$. Однако уменьшение числа витков обмотки размагничивания w'_1 приводит к увеличению напряжения на коллекторе ключа. Максимальное напряжение на коллекторе вычисляется как

$$U_{\kappa \max} = E_n + U_{w'_1}, \text{ а } U_{w'_1} = E_n \frac{w_1}{w'_1}.$$

Отсюда

$$U_{\kappa \max} = E_n (w'_1 + w_1) / w'_1. \quad (4. 15)$$

С учетом этих двух условий (4. 14 и 4. 15) выбирают $w'_1 = w_1$, а $\gamma_{\max} = 0,5$.

Напряжение на индуктивности фильтра во время действия управляющего импульса равно напряжению на индуктивности фильтра во время паузы

$$(nE_n - U_n)t_u = U_n(T - t_u). \quad (4. 16)$$

Отсюда

$$\begin{aligned} nE_n t_u - U_n t_u &= U_n T - U_n t_u, \quad U_n = nE_n \frac{t_u}{T}, \\ U_n &= nE_n \gamma. \end{aligned} \quad (4. 17)$$

Зависимость U_n / nE_n от γ показана на рис. 4. 20.

Пульсация тока в индуктивности фильтра определяется как

$$\begin{aligned} 2\Delta I_{L\phi} &= \frac{U_n}{L_\phi} (T - t_u), \\ \Delta I_{L\phi} &= \frac{U_n T}{2L_\phi} (1 - \gamma) = \frac{U_n}{2L_\phi f} (1 - \gamma), \end{aligned} \quad (4. 18)$$

где $f = 1/T$ – частота следования импульсов управления.

Критерием режима непрерывного тока является условие $\Delta I_{L\phi} = I_n$, т.е.

$$\begin{aligned} \frac{U_n (1 - \gamma)}{2L_{\phi \kappa} f} &= \frac{U_n}{R_n}, \\ L_{\phi \kappa} &= \frac{R_n (1 - \gamma)}{2f}. \end{aligned} \quad (4. 19)$$

Если $L_\phi > L_{\phi \kappa}$, через индуктивность фильтра протекает непрерывный ток.

Максимальное напряжение на коллекторе рассчитывается по формуле (4. 15). Максимальный ток через транзистор определяется как сумма тока нагрузки, приращения тока намагничивания трансформатора и приращения тока индуктивности фильтра

$$I_{\kappa \max} = I'_n + \Delta I_\mu + \Delta I'_{L\phi}, \quad (4. 20)$$

$$\Delta I_{\mu} = \frac{E_n}{L_{\mu}} t_u = \frac{E_n \gamma}{L_{\mu} f}.$$

$$I_{\kappa \max} = \frac{I_n}{n} + \frac{E_n \gamma}{L_{\mu} f} + \frac{U_n}{2L_{\phi} f n} (1 - \gamma). \quad (4.21)$$

Амплитуда переменной составляющей на нагрузке

$$\Delta U_{C_{\max}} = \frac{\Delta I_{L_{\phi}}}{C_{\phi}} \frac{T}{2} = \frac{U_n (1 - \gamma)}{4L_{\phi} C_{\phi} f^2}. \quad (4.22)$$

По сравнению с обратноходовым преобразователем преобразователь с прямым включением диода используется для большей мощности в нагрузке.

Достоинство обратноходового преобразователя заключается в его простоте (минимальное количество компонентов, нет дополнительной обмотки трансформатора, нет индуктивности фильтра) и возможности работы при коротком замыкании в нагрузке (транзистор работает только на индуктивность намагничивания сердечника трансформатора, а уже она передает энергию в нагрузку).

2. Методика выполнения лабораторной работы

Схема лабораторного макета представлена на рис. 4. 21. Она содержит схемы обратноходового преобразователя напряжения и преобразователя напряжения с выводом средней точки трансформатора, источник питания E_n , нагрузку и два высокочастотных трансформатора. Переключение исследуемых схем осуществляется переключателем S.

Токи в лабораторном макете измеряются с помощью сопротивлений шунта $R_{ш1} - R_{ш5}$ номиналом 1 Ом, включенных последовательно с элементами, токи через которые необходимо исследовать.

Напряжение питания подается на макет с помощью выключателя, расположенного на стенде слева от макета. **Все изменения в схеме необходимо производить при выключенном напряжении питания.**

Исследование форм токов и напряжений осуществляется с помощью осциллографа.

Средние значения напряжений измеряются с помощью мультиметра, включенного в режим измерения постоянного напряжения.

Все характеристики в отчете выполняются карандашом. На осях должны быть указаны масштаб величины и ее размерность.

3. Программа работы

1. Переключить ключ S в положение I. Исследовать схему обратноходового преобразователя напряжения.

Установить потенциометр R_3 в минимальное положение. Зарисовать осциллограммы напряжения на затворе транзистора VT₁ (X₅), тока через транзистор VT₁ (X₇), напряжения на стоке транзистора VT₁ (X₆), напряжения на выходе трансформатора T₁ (X₈), напряжения на вентиле VD₃ (X₈ – X₂₁), тока через

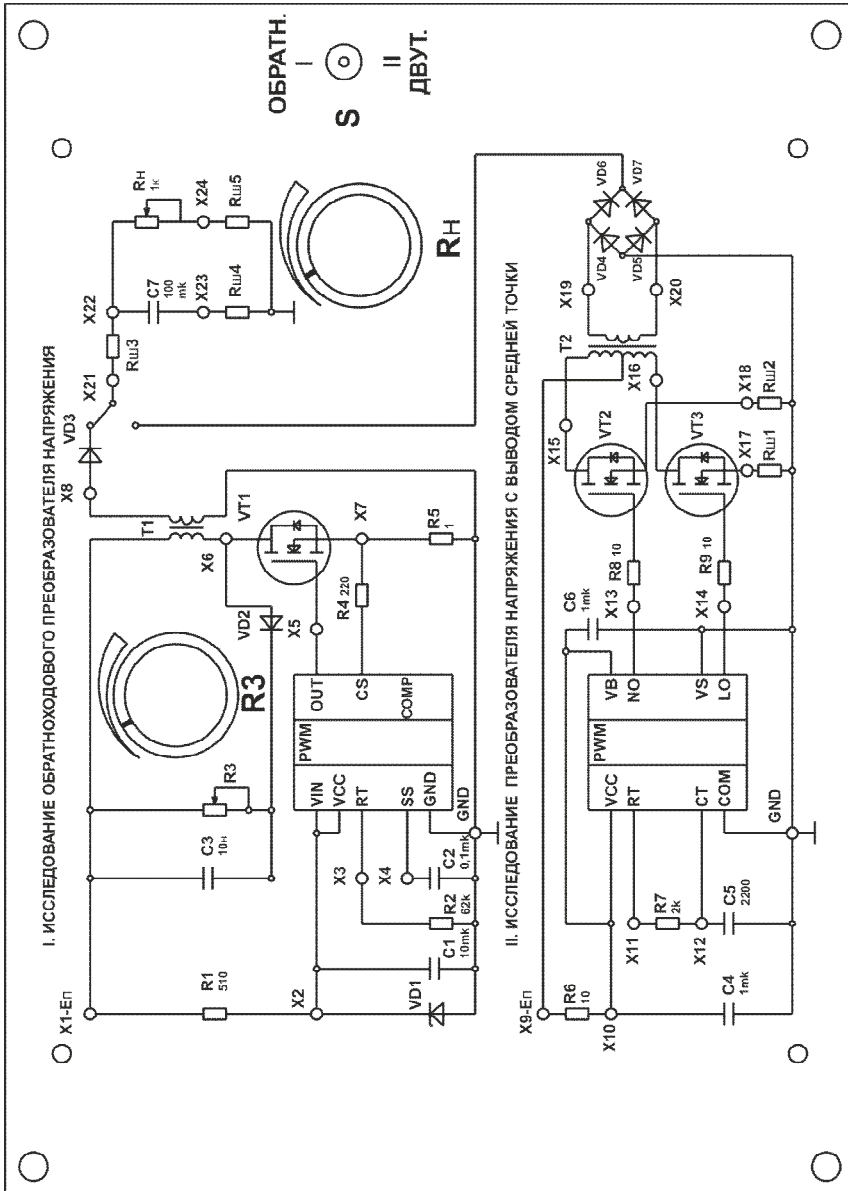


Рис. 4. 21. Схема лабораторного макета

вентиль VD_3 ($X_{21} - X_{22}$) и пульсаций напряжения на нагрузке (X_{22}) для минимального и максимального значений сопротивления нагрузки. Определить частоту преобразования.

1.1. Установить R_H в максимальное положение. Зарисовать осциллограммы напряжения на стоке транзистора VT_1 (X_6) и напряжения на выходе трансформатора T_1 (X_8) для максимального значения потенциометра R_3 .

1.2. Снять нагрузочные характеристики обратноходового преобразователя напряжения (зависимость $U_{вых} = f(I_{вых})$) для максимального и минимального значений потенциометра R_3 . Полученные зависимости изобразить на одном графике.

2. Переключить ключ S в положение II. Исследовать схему преобразователя с выводом средней точки трансформатора.

2.1. Используя два канала осциллографа, зарисовать осциллограммы напряжения на затворе транзисторов VT_2 и VT_3 (X_{13} и X_{14}), на стоке транзисторов VT_2 и VT_3 (X_{15} и X_{16}) и токов через транзисторы VT_2 и VT_3 (X_{18} и X_{17}) для минимального и максимального значений сопротивления нагрузки. При исследовании использовать синхронизацию по первому каналу осциллографа. Определить частоту преобразования.

2.2. Используя один канал осциллографа, зарисовать осциллограммы напряжения на выходе трансформатора T_2 (X_{19}) и пульсаций напряжения на нагрузке (X_{22}) для минимального и максимального значений сопротивления нагрузки.

2.3. Снять нагрузочную характеристику преобразователя с выводом средней точки трансформатора [зависимость $U_{вых} = f(I_{вых})$].

2.4. Снять зависимость сквозного тока транзистора VT_2 (X_{18}) от выходного тока [зависимость $I_{VT2max} = f(I_{вых})$]. Максимальное значение тока через транзистор контролировать осциллографом, напряжение на $R_{ш5}$ – мультиметром.

3. По данным п. 1.1 определить коэффициент трансформации трансформатора T_1 . По данным пп. 2.1 и 2.2 определить коэффициент трансформации трансформатора T_2 .

4. Провести анализ полученных результатов.

4. Контрольные вопросы

1. Классификация преобразователей напряжения.
2. Объясните принцип работы преобразователя напряжения с выводом средней точки трансформатора.
3. Объясните принцип работы мостового преобразователя напряжения.
4. Объясните принцип работы полумостового преобразователя напряжения.
5. Объясните причины возникновения сквозных токов и способы борьбы с ними.
6. Объясните принцип работы прямоходового преобразователя напряжения.
7. Объясните принцип работы обратноходового преобразователя напряжения.

Библиографический список

1. Попков О.З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов. - М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 200 с.
2. Расчет стабилизированных источников напряжения: учеб. пособие/ Н.М. Верещагин, С.А. Круглов, А.А. Сережин, К.В. Шемарин. – Рязань: РГРТУ, 2013. – 76 с.
3. Перебаскин А.В. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. – М.: Додэка, 1998. – 400 с.
4. Казначеев В.А., Перебаскин А.В. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М.: Додэка-XXI, 2001. – 608 с.
5. Ромадина И. Микросхемы ШИМ-контроллеров ON Semiconductor для сетевых источников питания // Компоненты и технологии. – № 7. – 2010.
6. Колпаков А. Особенности применения драйверов MOSFET и IGBT// Компоненты и технологии. – № 6. – 2000.
7. Китаев В.Е., Бокуняев А.А. Расчет источников электропитания устройств связи. – М.: Радио и связь, 1993. - 232 с.
8. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчёт: учеб. пособие. - М.: Солон-Пресс, 2008. - 448 с.
9. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 603 с.