

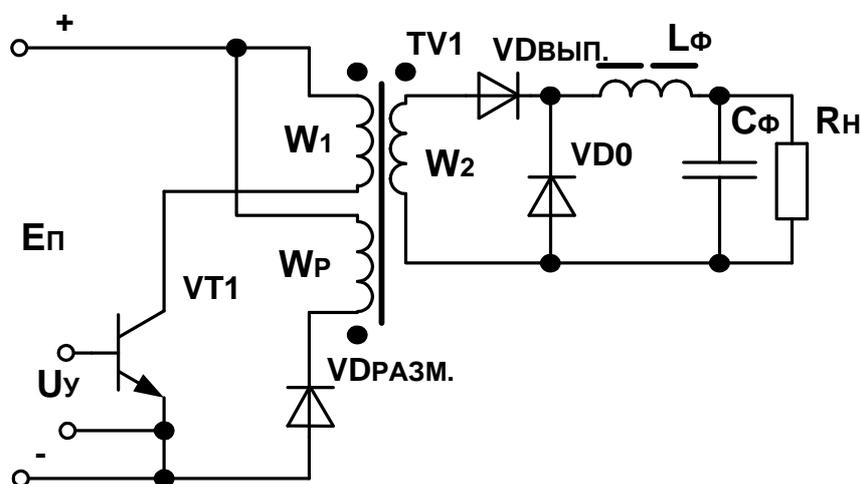


*Томский межвузовский центр
дистанционного образования*

В.С. Мишуров, В.Д. Семенов

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное методическое пособие



ТОМСК – 2007

Федеральное агентство по образованию

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра промышленной электроники

В.С. Мишуров, В.Д. Семенов

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное методическое пособие

2007

Корректор: Осипова Е.А.

Мишуров В.С., Семенов В.Д.

Энергетическая электроника: Учебное методическое пособие. —
Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образова-
ния, 2007. — 174 с.

© Мишуров В.С., Семенов В.Д., 2007

© Томский межвузовский центр
дистанционного образования, 2007

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1 Содержание лекционного курса и рекомендуемая литература	5
2 Содержание контрольных работ	8
2.1 Контрольная работа № 1	8
2.2 Контрольная работа № 2	8
3 Примеры решения типовых задач контрольных заданий и экзаменационной работы	9
3.1 Задачи по общим вопросам энергетической электроники	9
3.2 Задачи по расчету непосредственных преобразователей постоянного напряжения (НПН)	10
3.3 Задачи по расчету автономных инверторов	19
3.4 Задачи по средствам реализации транзисторных преобразователей	48
3.5 Задачи по преобразовательным ячейкам со звеном повышенной частоты	81
3.6 Задачи по квазирезонансным преобразователям	102
3.7 Задачи по источникам питания персональных компьютеров	106
3.8 Задачи по преобразователям с многозонной импульсной модуляцией	112
4 Варианты задач для контрольной работы № 2 по энергетической электронике	126
5 Порядок выбора варианта	169
Приложение 1	170
Приложение 2	171

ВВЕДЕНИЕ

Энергетическая электроника (ЭЭ) входит в цикл дисциплин по силовой схемотехнике. Целью курса является изучение элементной базы, схемотехники функциональных узлов, принципа действия силовых преобразователей, а также основ **инженерного расчета** ключевых преобразователей, реализующих различные виды импульсно-модуляционного преобразования параметров электрической энергии.

Курс базируется на знании следующих дисциплин: теоретические основы электротехники (ТОЭ) или основы теории цепей (ОТЦ), основы преобразовательной техники (ОПТ), электронные компоненты устройств промышленной электроники, электронные цепи и микросхемотехника, теория автоматического управления (ТАУ), методы анализа и расчета электронных схем (МАРЭС).

Изучение дисциплины ЭЭ предусматривает выполнение двух контрольных работ, первая — компьютерная, вторая — письменная.

Изучение курса ЭЭ заканчивается получением зачета по результатам выполненных контрольных работ и сдачей письменного экзамена. Экзаменационный билет содержит один теоретический вопрос по любой теме из лекционного курса и практическую задачу. В приложении 3 приведен пример экзаменационного билета и ответ на него.

1 СОДЕРЖАНИЕ ЛЕКЦИОННОГО КУРСА И РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1.1 Энергетическая электроника — общие положения

Поколения технических систем. Сопоставительный анализ технико-экономических показателей (ТЭП) преобразовательных устройств различного исполнения. Понятие о миниатюризации статических преобразователей. Проблемы миниатюризации: энергетические, структурные, конструктивные, организационные.

1.2 Звено повышенной частоты и его свойства

Физические основы улучшения ТЭП преобразователей при повышении промежуточной частоты. Понятие об оптимальной частоте. Структуры с бестрансформаторным входом: с сетевым выпрямителем; с сетевым инвертором; на базе высокочастотного трансформатора с вращающимся полем, с «зигзагом» в звене повышенной частоты; с двойной модуляцией. Непосредственные преобразователи постоянного напряжения (НПН) понижающего, повышающего, инвертирующего типов, преобразователи с неполной глубиной модуляции.

1.3 Автономные инверторы

Классификация автономных инверторов. Инверторы с накопительными элементами. Однофазный инвертор напряжения при активной, активно-индуктивной и индуктивной нагрузках. Возврат реактивной мощности. Однофазный инвертор тока. Компенсация реактивной мощности. Понятие угла опережения. Трехфазные инверторы при 180-градусном и 120-градусном управлении. Инверторы с ШИМ.

1.4 Элементная база построения силовых цепей транзисторных преобразователей

Общие сведения о полностью управляемых ключевых элементах. Их области применения. Сопоставление биполярных, полевых и IGBT-транзисторов. Запираемые тиристоры. Время расщепления, пиковая мощность, область безопасной работы транзистора (ОБР). Частотные свойства диодов. Диоды Шоттки. Частотные свойства униполярных и электролитических конденсато-

ров. Трансформаторы в звене повышенной частоты. «Ручное» и «машинное» проектирование трансформаторов. Понятие об оптимальном проектировании.

1.5 Транзисторные ключи и переключатели

Формирование траектории переключения транзисторов. Ключи с R-C-D цепью и их расчет. Расчет параметров ключей с L-C-D цепью. Форсировка переключения. Защитные цепи ключей на основе диода с накоплением заряда (ДНЗ) и сегнетоэлектрического конденсатора. Повышение быстродействия ключей за счет ограничения степени насыщения. Управление насыщением транзистора. Ключи на составных транзисторах. Ключи с токовым управлением. Ключи с прерыванием эмитерного тока. Самозащищенные ключи. Ключи на параллельных и последовательных транзисторах. Ключи переменного тока.

Транзисторные переключатели. Понятие о сквозном токе. Схема с балластным резистором. Схема с балластным дросселем. «Накачка» тока. Схемотехнические средства устранения сквозных токов.

1.6 Преобразовательные ячейки со звеном повышенной частоты

Ячейка с реверсивным регулированием. Принцип управления за счет встречного изменения углов регулирования. Вольтодобавочная ячейка. Понятие о «замагничивании» трансформаторов. Способы устранения замагничивания. Однотактные преобразовательные ячейки. Прямоходовые и обратногоходовые преобразователи (ПХП и ОХП). Ячейки с размагничиванием от внешнего источника. Расчет цепи размагничивания. Квазирезонансные преобразователи (КРП). Принцип действия, схемы КРП ПХП и КРП ОХП.

1.7 Регулирование напряжения

Историческая справка. Универсальные структуры с многозонным регулированием. Показатели качества регулирования постоянного и переменного напряжений. Расчет глубины зон. Регулирование при $R_n = \text{const}$, $P_n = \text{const}$.

1.8 Стабилизация напряжения

Расчет диапазона стабилизации. Характеристики регулирующих органов при стабилизации. Симметрирование диапазона. Быстродействующие измерительные органы. Стабилизаторы мгновенного значения напряжения.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кобзев А.В., Коновалов И.Б., Семенов В.Д. Энергетическая электроника: Учебное пособие. В 2-х частях — Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. — Ч.1. — 102 с.
2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. — Изд. 2-е, испр. и доп. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. — 664 с.
3. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. — М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. — 384 с.
4. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники — М.: Высшая школа, 1980. — 424 с.
5. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.
6. Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михальченко Г.Я., Семенов В.Д. и др. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтноимпульсным регулированием. — М.: Энергратомиздат, 1986. — 152 с.
7. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыкаченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. — Т.: Радио и связь, 1990. — 336 с.
8. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др. Под ред. Г.С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1986. — 576 с.
9. Мазель К.Б. Трансформаторы электропитания. — М.: Энергоатомиздат, 1982. — 80 с.
10. Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие для вузов / В.Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов; Под редакцией А.А. Бокуняева. — М.: Радио и связь 1993. — 232с.: ил.

2 СОДЕРЖАНИЕ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ

2.1 Контрольная работа № 1

Контрольная работа № 1 выполняется на компьютере. Она содержит более 100 вопросов и задач по разделам:

- общие вопросы энергетической электроники;
- непосредственные преобразователи постоянного напряжения;
- автономные инверторы;
- средства реализации транзисторных преобразователей;
- преобразовательные ячейки со звеном повышенной частоты;
- квазирезонансные преобразователи.

Компьютерная контрольная работа № 1 предполагает режим подготовки и режим контроля с выставлением соответствующей оценки и является подготовкой к выполнению письменной контрольной работы № 2.

Примеры решения задач и ответов на вопросы приведены в разделе 3 настоящего пособия.

2.2 Контрольная работа № 2

Контрольная работа № 2 выполняется письменно и предполагает решение трех задач по расчету электрических параметров элементов преобразователей электрической энергии (одно- или многофазных инверторов напряжения или тока, непосредственных преобразователей постоянного напряжения понижающего, повышающего или инвертирующего типа, однотактных преобразовательных ячеек и т.д.) или их отдельных функциональных узлов.

Варианты задач по контрольной работе № 2 приведены в разделе 4, а порядок выбора варианта указан в разделе 5. Примеры решения задач контрольной работы № 2 приведены в разделе 3.

3 ПРИМЕРЫ РЕШЕНИЯ ТИПОВЫХ ЗАДАЧ КОНТРОЛЬНЫХ ЗАДАНИЙ И ЭКЗАМЕНАЦИОННОЙ РАБОТЫ

3.1 Задачи по общим вопросам энергетической электроники

Задачи и вопросы этого раздела ориентированы на то, что студент знает и понимает:

- что изучается в курсе «Энергетическая электроника»;
- какие поколения технических систем преобразования параметров электрической энергии существовали и существуют;
- что такое звено повышенной частоты;
- как изменяется коэффициент полезного действия (КПД) трансформатора при увеличении его рабочей частоты;
- что такое «магнитные» материалы и на каких частотах применяются конкретные материалы;
- что такое электромагнитная совместимость преобразователя с питающей сетью;
- что такое корректор коэффициента мощности.

Пример вопроса контрольной работы № 1:

Что изучается в курсе «Энергетическая электроника»?

Необходимо выбрать правильный ответ из четырех предложенных:

- а) производство и распределение электрической энергии;
- б) силовые преобразователи параметров электрической энергии на базе полупроводниковых приборов;
- в) электрические цепи;
- г) энергетические системы.

Правильный ответ: силовые преобразователи параметров электрической энергии на базе полупроводниковых приборов, хотя эти преобразователи представляются электрическими схемами и цепями, и могут участвовать в распределении электрической энергии, а также применяться в энергетических системах.

3.2 Задачи по расчету непосредственных преобразователей постоянного напряжения (НПН)

Предполагается, что студенты понимают физику работы преобразователей. Количественные соотношения для расчета параметров элементов непосредственных преобразователей постоянного напряжения (НПН) понижающего, повышающего и полярно-инвертирующего типов приведены в Приложении 1.

3.2.1. Рассчитать электрические параметры элементов НПН понижающего типа по исходным данным: напряжение источника питания 25В, среднее напряжение на нагрузке 10В, ток нагрузки 1А при коэффициенте пульсаций напряжения на нагрузке 5 % и частоте переключения транзистора 1кГц.

Методика решения задачи.

1. Формализуем исходные данные, примем необходимые допущения и соответствующие обозначения величин, характеризующих параметры элементов силовой схемы преобразователя.

Схема НПН понижающего типа приведена на рисунке 3.1.

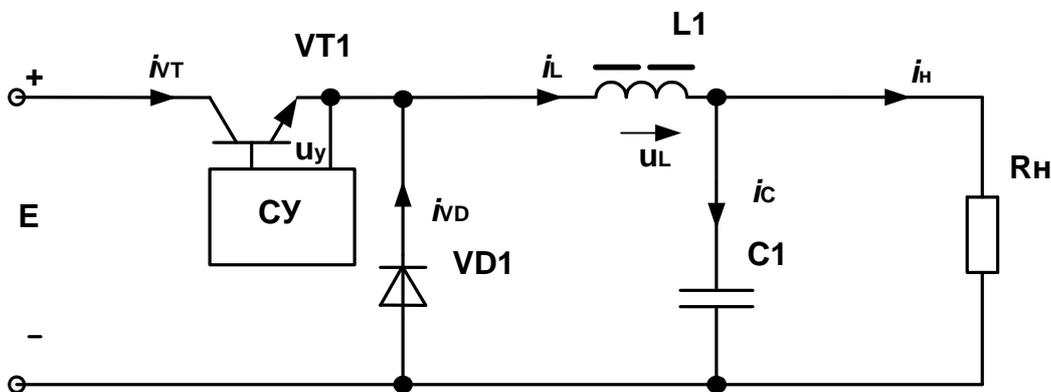


Рис. 3.1

Дано:

- 1.1. $E = 25 \text{ В}$.
- 1.2. $U_H = 10 \text{ В}$.
- 1.3. $I_H = 1 \text{ А}$.
- 1.4. $\kappa_{\text{П}} = 5 \%$.
- 1.5. $f = 1 \text{ кГц}$.

 Определить: γ , $L1$, ΔI_{L1} , I_{L1} , C , U_c , U_{VT} , $I_{VT \text{ макс}}$, $U_{VD \text{ обр}}$, $I_{VD \text{ ср}}$.

Нарисовать временные диаграммы токов и напряжений, характерные для схемы.

2. Основные допущения.

2.1. Будем считать все элементы идеальными:

- транзистор и диод безинерционны, т.е. переключаются мгновенно;
- падения напряжения на открытом транзисторе и диоде в прямом направлении равны нулю;
- сопротивление закрытого транзистора и диода в обратном направлении равны бесконечности;
- активное сопротивление дросселя равно нулю;
- ток утечки конденсатора равен нулю (саморазряд конденсатора отсутствует).

Воспользовавшись соотношениями, приведенными в таблице (Приложение 1), определим параметры элементов схемы.

3. Относительная длительность γ открытого состояния транзистора

$$\gamma = \frac{U_H}{E} = \frac{10}{25} = 0,4.$$

4. Граничное значение индуктивности дросселя, обеспечивающее непрерывность тока в нем, определяется по выражению:

$$L_{\text{гр.}} = \frac{(1-\gamma)R_{\text{н макс}}}{2f} = \frac{(1-0,4)10}{2 \times 10^3} = 3 \times 10^{-3} \text{ Гн},$$

где
$$R_{\text{н макс}} = \frac{U_{\text{н макс}}}{I_{\text{н мин}}} = \frac{10}{1} = 10 \text{ Ом}.$$

В нашем случае U_H и I_H постоянны.

Выбираем $L_1 = 6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} > L_{\text{гр.}}$

5. Определим пульсации тока в дросселе

$$\Delta I_L = \frac{U_H(1-\gamma)}{L_1 \cdot f} = \frac{10(1-0,4)}{6 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3} = 1 \text{ А}.$$

6. Находим действующее значение тока дросселя

$$I_L = \sqrt{I_H^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}}\right)^2} = 1,04 \text{ А.}$$

7. Определим величину емкости сглаживающего конденсатора

$$C = \frac{1 - \gamma}{16Lf^2\kappa'_H} = \frac{1 - 0,4}{16 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-2}} = 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ Ф.}$$

8. Напряжение на конденсаторе равно напряжению нагрузки

$$U_{C1} = U_H = 10 \text{ В.}$$

9. Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору в закрытом состоянии

$$U_{VT \text{ макс}} = E = 25 \text{ В.}$$

10. Максимальное значение тока, протекающего через транзистор

$$I_{VT \text{ макс}} = I_H + \frac{\Delta I_L}{2} = 1 + 0,5 = 1,5 \text{ А.}$$

11. Среднее значение тока диода определяется по выражению

$$I_{VD \text{ ср}} = I_H(1 - \gamma) = 1(1 - 0,4) = 0,6 \text{ А.}$$

12. Обратное напряжение, прикладываемое к диоду, равно напряжению источника питания

$$U_{VDобр \text{ макс}} = E = 25 \text{ В.}$$

На рисунке 3.2 приведены временные диаграммы, поясняющие работу НПН понижающего типа.

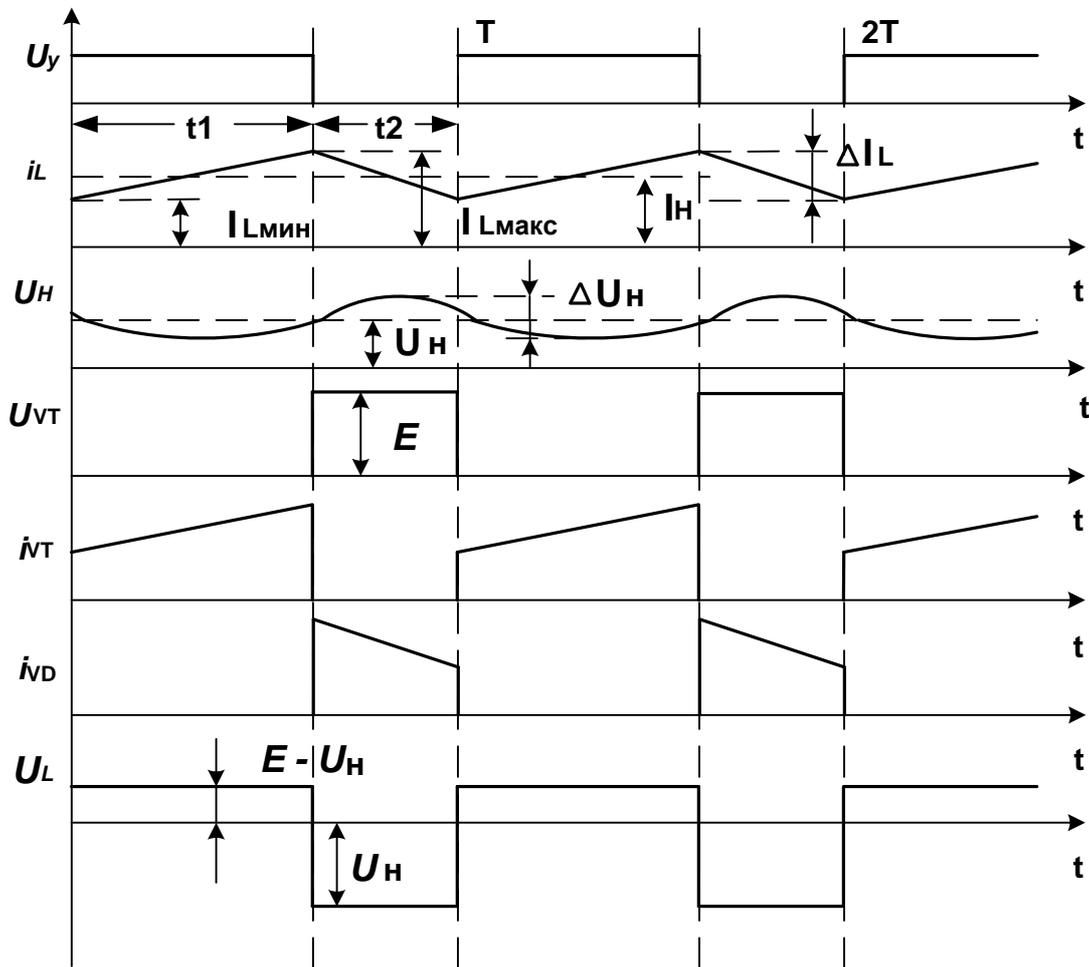


Рис. 3.2

3.2.2. Непосредственный преобразователь напряжения повышающего типа, подключенный к источнику питания напряжением 48 В, обеспечивает в нагрузке ток 1 А при напряжении 96 В. На сколько следует изменить относительную длительность открытого состояния транзисторного ключа, если учесть активное сопротивление дросселя 5 Ом, работающего в режиме непрерывного тока.

1. Формализуем задачу.

Схема преобразователя приведена на рисунке 3.3.

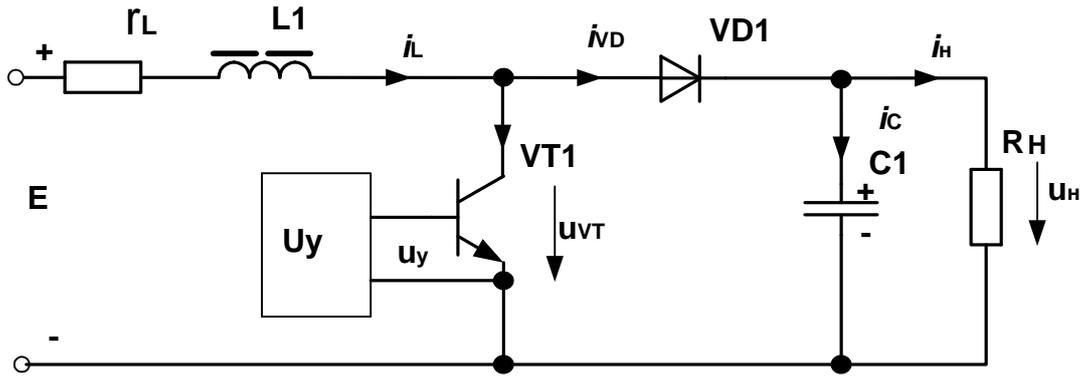


Рис. 3.3

Дано:

- 1.1. $E = 48 \text{ В}$.
- 1.2. $U_{\text{H}} = 96 \text{ В}$.
- 1.3. $I_{\text{H}} = 1 \text{ А}$.
- 1.4. $r_{\text{L}} = 5 \text{ Ом}$

 Определить: $\Delta\gamma = \gamma^* - \gamma = ?$

2. Основные допущения:

2.1. Напряжение на конденсаторе и нагрузке идеально сглажено.

2.2. Транзистор и диод идеальны, т.е. не имеют падения напряжения в открытом состоянии и переключаются мгновенно.

2.3. Сопротивление активных потерь в схеме обусловлено только омическим сопротивлением дросселя.

3. Выходное напряжение идеального (преобразователь без потерь) НПН повышающего типа связано с напряжением источника питания выражением:

$$\frac{U_{\text{H}}}{E} = \frac{1}{1 - \gamma},$$

где γ — относительная длительность открытого состояния транзистора в идеальном преобразователе. Следовательно:

$$\gamma = \frac{U_{\text{H}} - E}{U_{\text{H}}} = \frac{96 - 48}{96} = 0,5.$$

Временные диаграммы токов и напряжений, характерные для преобразователей повышающего типа, приведены на рисунке 3.4.

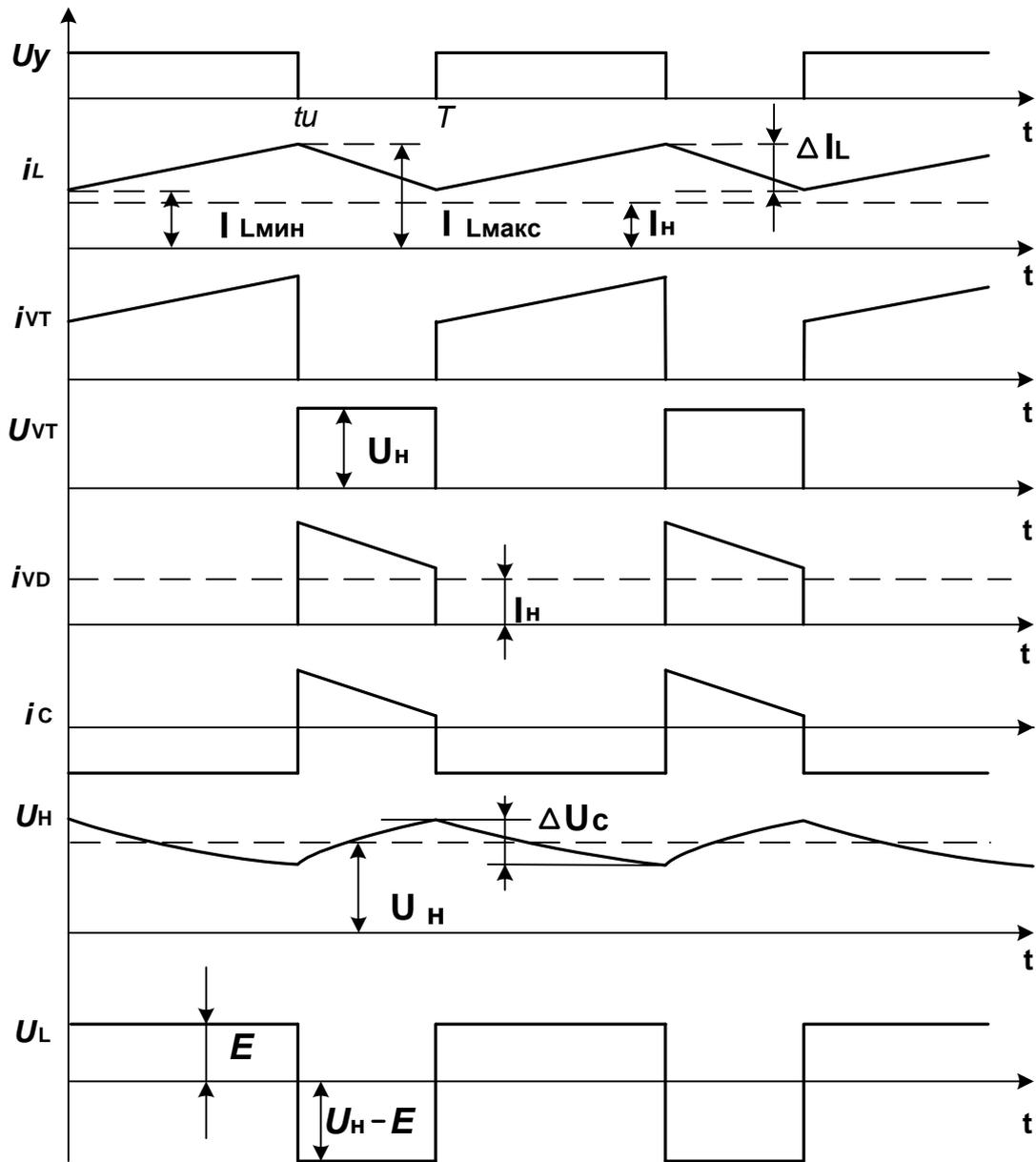


Рис. 3.4

Для решения задачи с учетом активного сопротивления дросселя воспользуемся регулировочными характеристиками НПН повышающего типа, приведенными на рисунке 3.5.

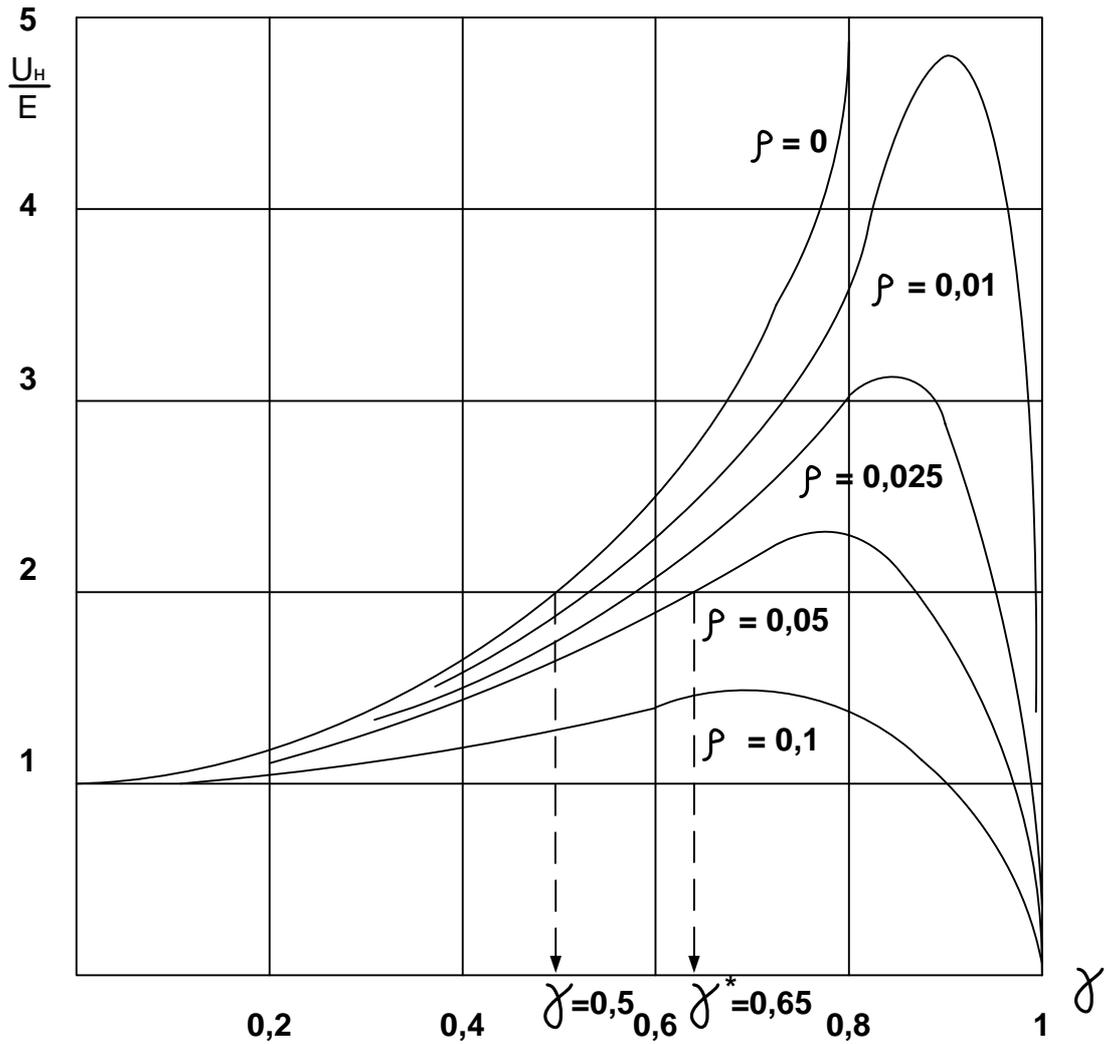


Рис. 3.5

4. Определяем относительное сопротивление активных потерь:

$$\rho = \frac{r_L}{R_H + r_L} = \frac{r_L}{\frac{U_H}{I_H} + r_L} = \frac{5}{\frac{96}{1} + 5} = 0,05.$$

5. По регулировочной характеристике НПН повышающего типа для соотношения

$$\frac{U_H}{E} = 2, \text{ при } \rho = 0,05 \text{ находим: } \gamma^* = 0,65.$$

6. Относительную длительность открытого состояния транзистора следует увеличить на $\Delta\gamma$

$$\Delta\gamma = \gamma^* - \gamma = 0,65 - 0,5 = 0,15.$$

3.2.3. Определить амплитуду переменной составляющей напряжения нагрузки в НПН полярно-инвертирующего типа при напряжении источника питания $40\text{В} \pm 50\%$, если напряжение нагрузки 40В , ток нагрузки $0,4\text{А}$, емкость выходного конденсатора 50мкФ , а частота переключения транзистора 1кГц .

1. Формализуем задачу.

Нарисуем схему полярно-инвертирующего НПН, рис. 3.6.

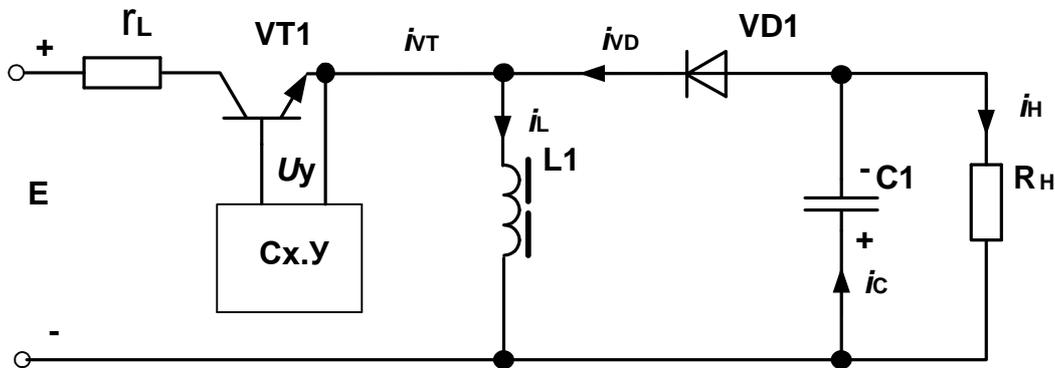


Рис. 3.6

Дано:

$$E = 40\text{В} \pm 50\%.$$

$$U_H = 40\text{В}.$$

$$I_H = 0,4\text{А}.$$

$$C_1 = 50\text{мкФ}.$$

$$f = 1\text{кГц}.$$

Определить $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$

2. Основные допущения:

Транзистор и диод идеальны, не имеют падений напряжения в открытом состоянии и переключаются мгновенно. В закрытом состоянии сопротивление транзистора и диода равно бесконечности, токи утечки соответственно равны нулю.

Сопротивление активных потерь дросселя равно нулю $r_L = 0$.

Среднее значение напряжения на нагрузке при изменении E остается постоянным за счет изменения γ .

Для решения задачи воспользуемся соотношениями, приведенными в Приложении 1.

3. Величина емкости конденсатора, установленного на выходе НПН повышающего типа, определяется выражением

$$C_1 = \frac{\gamma(1 + \kappa'_\Pi)}{2R_{\text{н мин}} f \kappa'_\Pi}, \quad (3.1)$$

где $R_{\text{н мин}} = R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{40}{0,4} = 100 \text{ Ом}$ — величина постоянная,

а γ — изменяется в пределах от $\gamma_{\text{мин}}$ до $\gamma_{\text{макс}}$ при изменении напряжения питания от $E_{\text{макс}}$ до $E_{\text{мин}}$ соответственно.

$$\gamma_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{н}} + E_{\text{макс}}} = \frac{40}{40 + 60} = 0,4,$$

$$\text{а } \gamma_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{н}} + E_{\text{мин}}} = \frac{40}{40 + 20} = 0,67,$$

$$E_{\text{макс}} = E(1 + 0,5) = 40 \cdot 1,5 = 60 \text{ В};$$

$$E_{\text{мин}} = E(1 - 0,5) = 40 \cdot 0,5 = 20 \text{ В}.$$

4. Преобразуя выражение (3.1), найдем зависимость коэффициента пульсаций от γ .

$$\kappa'_\Pi = \frac{\gamma}{2CR_{\text{н}}f - \gamma}; \text{ из этого выражения видно, что коэффициент}$$

пульсаций будет наибольшим при $\gamma_{\text{макс}}$, следовательно,

$$\kappa'_\Pi = \frac{0,67}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 100 - 0,67} = 0,072.$$

5. Находим размах переменной составляющей напряжения нагрузки из выражения:

$$\kappa_{\Pi}' = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ.}}}{2U_{\text{H}}}, \text{ следовательно,}$$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ.}} = U_{\text{H}} \kappa_{\Pi}' = 2 \cdot 40 \cdot 0,072 = 1,68 \text{ В.}$$

3.3 Задачи по расчету автономных инверторов

3.3.1. Рассчитать электрические параметры элементов схемы однотактного транзисторного инвертора с противотактными ключами и накопительным конденсатором по следующим исходным данным: напряжение нагрузки 100 В; сопротивление нагрузки 200 Ом; частота инвертирования 1 кГц. Привести временные диаграммы токов и напряжений, характерные для данной схемы.

Схема, соответствующая описанию, представлена на рис. 3.7.

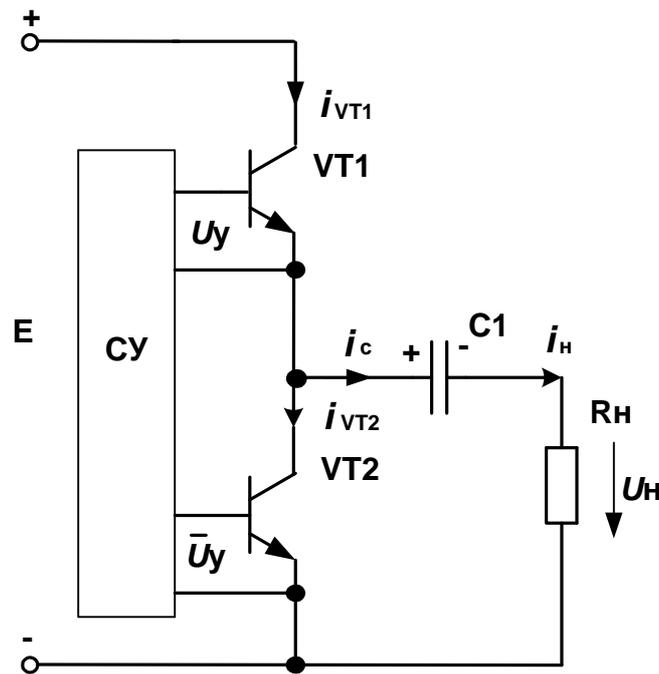


Рис. 3.7

1. Формализуем исходные данные, примем необходимые допущения.

Дано:

$$U_H = 100 \text{ В.}$$

$$R_H = 200 \text{ Ом.}$$

$$f = 1 \text{ кГц.}$$

 Определить E ; $I_{\text{П.СР}}$; $U_{\text{VTмакс}}$; $I_{\text{VTмакс}}$; C ; U_C ; ΔU_C . Привести временные диаграммы токов и напряжений.

Основные допущения.

Считаем все элементы схемы идеальными (потери отсутствуют).

2. Необходимо отметить, что не все искомые величины можно найти при наличии указанных данных, например C и ΔU_C , необходимо доопределить задачу.

В условии задачи задано, что транзисторы инвертора переключаются в противотакте, а относительная длительность открытого состояния каждого транзистора γ не указана. Принимаем $\gamma = 0,5$. Отрицательная полуволна напряжения на нагрузке формируется при открытом VT2 за счет энергии, накопленной в конденсаторе на интервале открытого транзистора VT1. По мере разряда конденсатора напряжение на нем уменьшается, и нам необходимо определиться с величиной переменной составляющей напряжения на конденсаторе. Примем $\Delta U_C = 5\%$, что допустимо для большинства конденсаторов с учетом частоты перезаряда конденсатора.

3. Определим ток нагрузки, равный току заряда и разряда конденсатора.

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{100}{200} = 0,5 \text{ А.}$$

4. Принимая во внимание, что положительная и отрицательная полуволны напряжения на нагрузке должны быть равны между собой, получаем

$$U_{\text{с ср}} = U_H = 100 \text{ В.}$$

5. Определим величину емкости конденсатора по выражению:

$$C = \frac{I_H}{2f \Delta U_c} = \frac{I_H \cdot 100\%}{2f \cdot 5\% U_{c \text{ ср}}} = \frac{0,5 \cdot 100}{2 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 100} = 0,5 \cdot 10^{-4} \text{ Ф.}$$

6. Максимальное значение тока через транзистор в установившемся режиме равно току нагрузки

$$I_{VT. \text{ макс}} = I_H + \frac{\Delta U_c}{2R} = I_H + \frac{0,05 U_{c \text{ ср}}}{2R} = I_H + \frac{0,05 I_H}{2} = 0,5125 A,$$

а в переходном режиме ток транзистора в два раза больше и равен 1А.

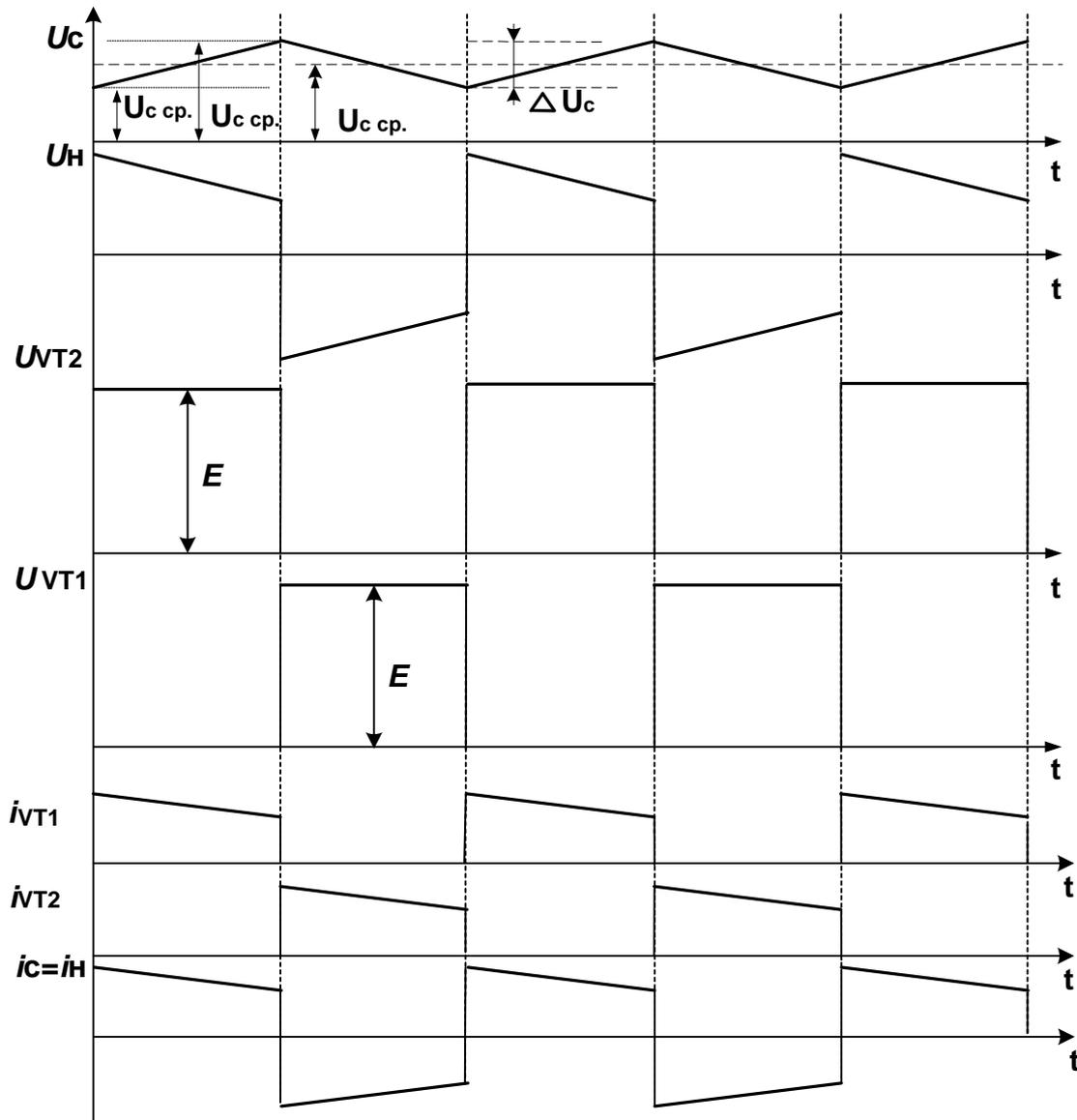


Рис. 3.8

7. Среднее значение потребляемого от источника тока

$$I_{\text{потр}} = I_{\text{н}} \gamma = 0,5 \cdot 0,5 = 0,25 \text{ А.}$$

8. Напряжение источника питания определится как

$$E = 2U_{\text{н}} = 2 \cdot 100 = 200 \text{ В.}$$

9. Напряжение, прикладываемое к транзистору, равно напряжению источника питания

$$U_{\text{VT макс}} = E = 200 \text{ В.}$$

Временные диаграммы представлены на рисунке 3.8.

3.3.2. Определить величину индуктивности в однофазном однотактном инверторе напряжения с накопительным дросселем, если мощность, отдаваемая источником в нагрузку равна 100 Вт, напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору 205 В, а инвертор работает на частоте 10 кГц.

1. Формализуем задачу и примем необходимые допущения.

Дано:

1.1. $P = 100 \text{ Вт.}$

1.2. $U_{\text{VT}} = 205 \text{ В.}$

1.3. $f = 10 \text{ кГц.}$

Определить $L_{\text{др.}}$

По словесному описанию идентифицируем схему инвертора, представленную на рис. 3.9.

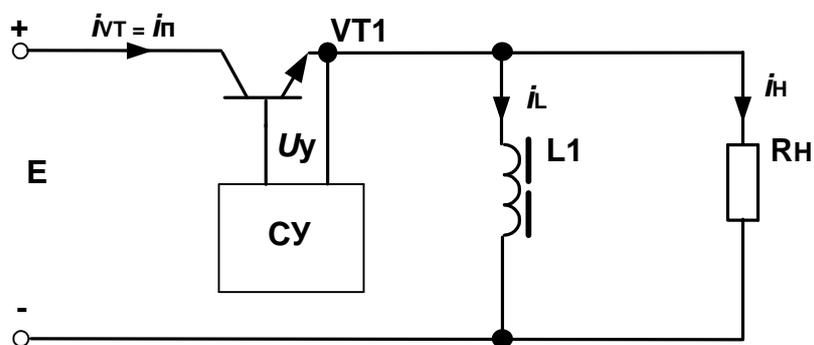


Рис. 3.9

2. Временные диаграммы, поясняющие работу инвертора, приведены на рисунке 3.10. Так как условия задачи не накладывают никаких ограничений на параметры элементов схемы, то будем считать все элементы идеальными: внутреннее сопротивление источника питания, омическое сопротивление дросселя и сопротивление замкнутого ключа равны нулю.

Положительная полуволна напряжения (транзистор VT1 включен) определяется напряжением E источника питания, причем средние значения напряжений на интервале времени включенного транзистора равны $U_H = U_L = E$.

Отрицательная полуволна напряжения нагрузки (транзистор VT1 выключен) определяется током, протекающим в дросселе. В установившемся состоянии, при равенстве времен $t_{\text{вкл}}$ включенного и $t_{\text{выкл}}$ выключенного состояния транзистора выполняется равенство

$$Et_{\text{вкл}} = I_L R_H t_{\text{выкл}},$$

а среднее значение тока дросселя будет равно

$$I_L = \frac{E}{R_H} = I_H.$$

Размах пульсаций тока дросселя определим по выражению

$$\Delta i_L = \frac{ET}{2L}.$$

Задаваясь пульсациями тока $\Delta i_L = 0,1I_L$, получаем

$$L = \frac{ET}{2\Delta i_L} = \frac{ET}{2 * 0,1I_L} = \frac{R_H T}{0,2I_L}, \text{ откуда}$$

$$\frac{L}{R_H} = \tau = \frac{T}{0,2} = \frac{10T}{2}.$$

При этом спад напряжения отрицательной полуволны будет составлять

$$\Delta U_{L(-)} = \Delta i_L R_H = 0,1I_L R_H = 0,1U_L.$$

3. Максимальное напряжение на дросселе

$$U_{L\text{макс}} = I_{L\text{макс}} R_H = (I_L + 0,1I_L) R_H = 1,1E.$$

Максимальное напряжение на транзисторе

$$U_{VT} = E + U_{L\text{макс}} = 2,1E,$$

откуда
$$E = \frac{U_{VT\max}}{2,1} = \frac{210}{2,1} = 100\text{В.}$$

4. Среднее значение потребляемого тока

$$I_{п\text{ ср}} = \frac{P}{E} = \frac{100}{100} = 1\text{А.}$$

5. Величина пульсаций тока дросселя

$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{0,1I_L}{2} = 0,05I_L = 0,05\text{А.}$$

6. Индуктивность дросселя

$$L = \frac{ET}{2 * 0,1I_L} = \frac{E}{2f * 0,1I_L} = \frac{100}{2 * 10 * 10^3 * 0,1 * 1} = 50 * 10^{-3}\text{Гн.}$$

7. Постоянная времени

$$\tau = \frac{L}{R_H} = \frac{LI_H}{E} = \frac{0,05 * 100}{100} = 0,05\text{сек.}$$

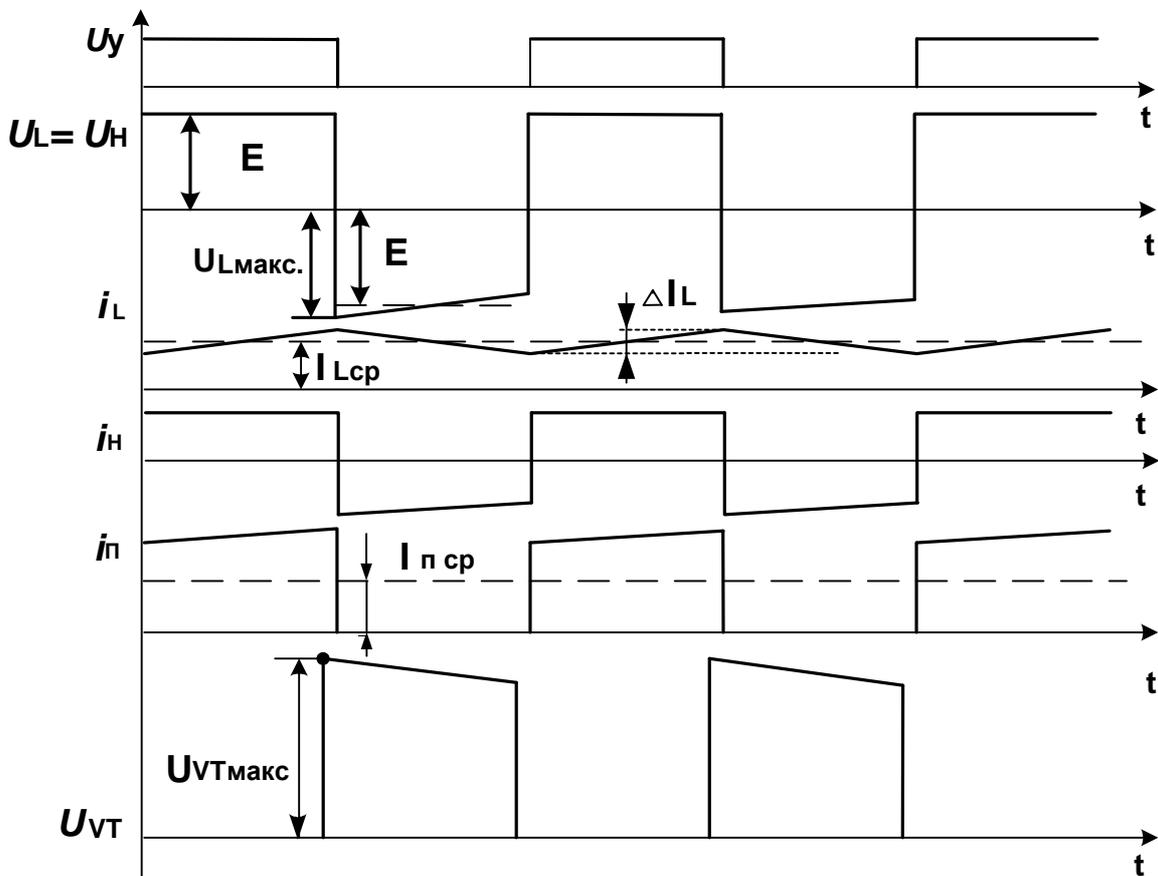


Рис. 3.10

3.3.3. Рассчитать электрические параметры элементов однофазного мостового инвертора напряжения, работающего от источника питания напряжением 100 В с частотой один килогерц на нагрузку сопротивлением 80 Ом при максимально допустимом токе транзистора 3 А, если разница между временами включения и выключения каждого из транзисторов составляет 10 мкс.

1. Формализуем задачу и примем необходимые допущения.

Дано:

1.1. $E = 100 \text{ В}$.

1.2. $R_H = 80 \text{ Ом}$.

1.3. $f = 1 \text{ кГц}$.

1.4. $I_{\text{КЭ макс. доп}} = 3 \text{ А}$.

1.5. $\Delta t = t_{\text{выкл}} - t_{\text{вкл}} = 10 \text{ мкс}$.

Определить U_H ; I_H ; P_H ; $U_{\text{КЭ}}$; $I_{\text{потр}}$; R_6 ; $\eta_{\text{инв}}$. Привести временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

Схема инвертора представлена на рисунке 3.11.

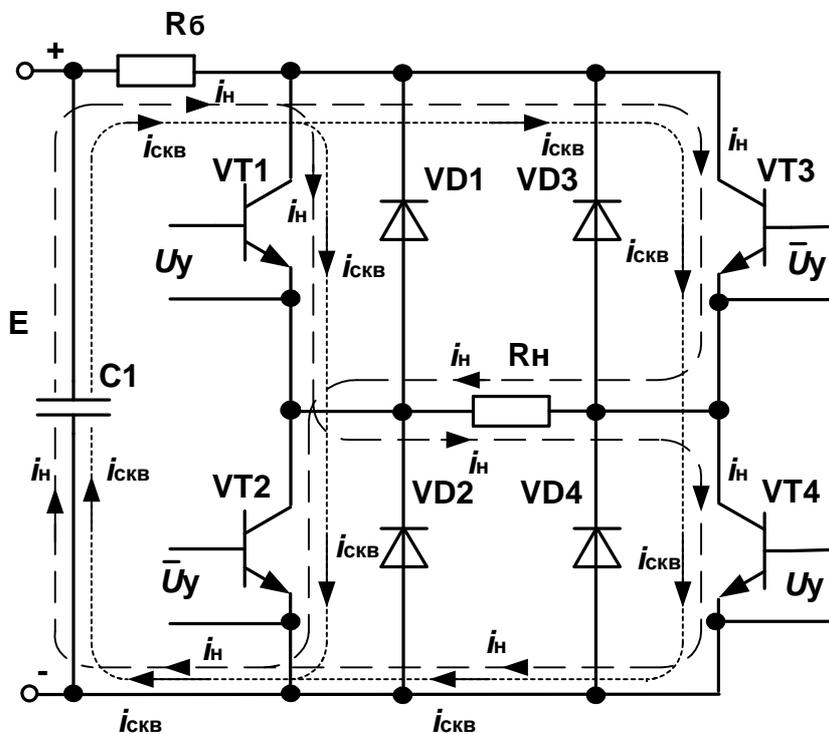


Рис. 3.11

Основные допущения:

- падение напряжения на открытых транзисторах равно нулю;
- сопротивление закрытых транзисторов равно бесконечности.

Временные диаграммы токов и напряжений представлены на рис. 3.12.

2. Так как по условию задачи максимальный ток транзисторов ограничен, а при управлении транзисторов сигналами типа меандр в стойках инвертора протекает сквозной ток, то его необходимо ограничить на уровне, не превышающем два максимально допустимых коллекторных тока транзисторов, допустим, с помощью балластного резистора. Сопротивление балластного резистора определяется по выражению

$$R_{\text{б}} = \frac{E}{2I_{\text{КЭ макс}}} = \frac{100}{2 \cdot 3} = 16,6 \text{ Ом.}$$

С учетом коэффициента запаса по току транзистора принимаем $R_{\text{б}} = 20 \text{ Ом}$.

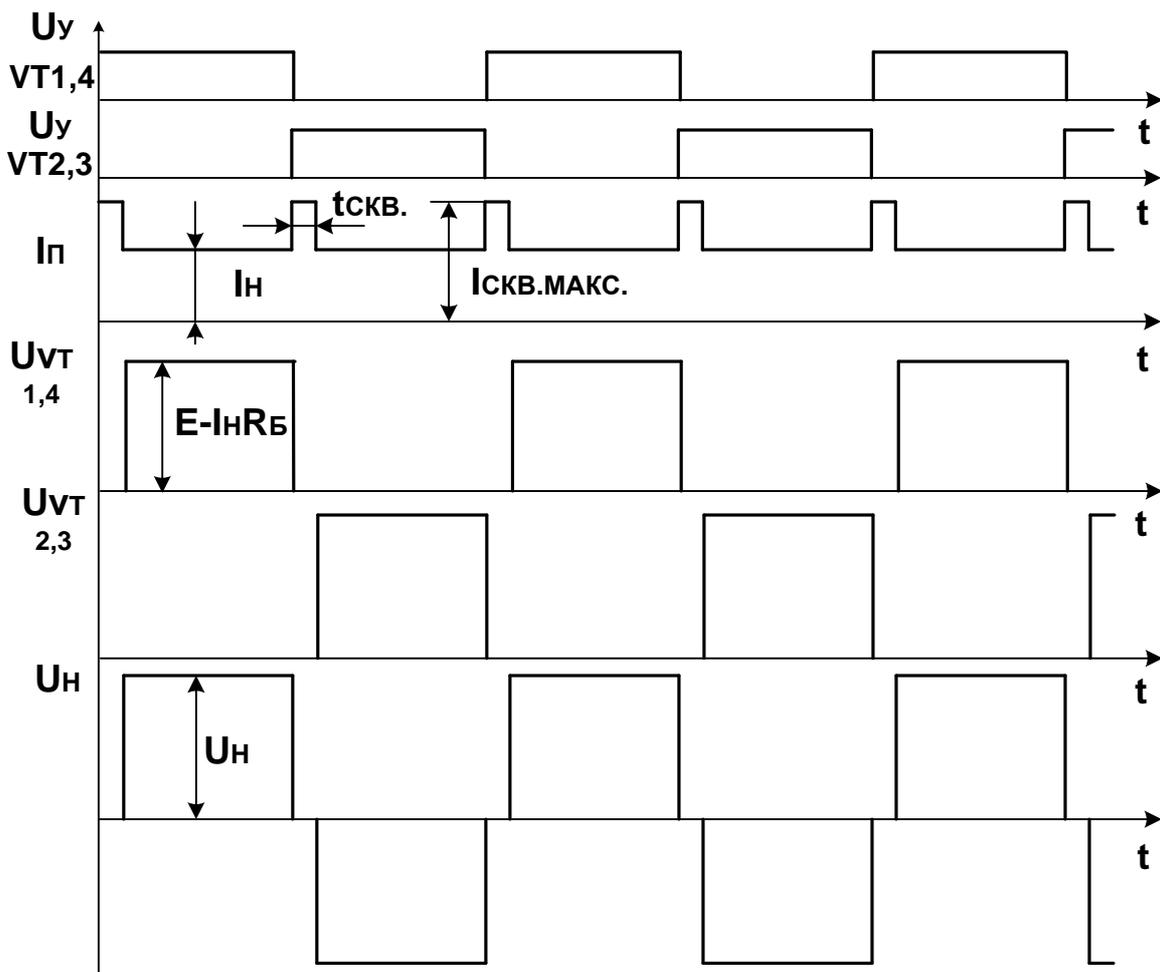


Рис. 3.12

3. Амплитуда тока нагрузки определится как

$$I_H = \frac{E}{R_H + R_G} = \frac{100}{80 + 20} = 1 \text{ А.}$$

4. Амплитуда напряжения на нагрузке

$$U_H = I_H R_H = 1 \cdot 80 = 80 \text{ В.}$$

5. Мощность, выделяемая на нагрузке

$$P_H = I_H^2 R_H = \frac{E^2 R_H}{(R_H + R_G)^2} \left(1 - \frac{2t_{\text{СКВ}}}{T}\right) = \frac{100^2 \cdot 80}{(80 + 20)^2} \left(1 - \frac{2 \cdot 10^{-5}}{10^{-3}}\right) = 78,4 \text{ Вт.}$$

6. Мощность, выделяемая на балластном резисторе

$$P_G = \frac{E^2}{R_G} \cdot \frac{2t_{\text{СКВ}}}{T} + \frac{E^2 R_G}{(R_H + R_G)^2} \left(1 - \frac{2t_{\text{СКВ}}}{T}\right) = \frac{100^2 \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{20 \cdot 10^{-3}} + \frac{100^2 \cdot 20}{(80 + 20)^2} \left(1 - \frac{2 \cdot 10^{-5}}{10^{-3}}\right) = 29,6 \text{ Вт.}$$

7. КПД инвертора без учета потерь в транзисторах находим по выражению:

$$\eta_{\text{ИНВ}} = \frac{P_H}{P_H + P_G} = \frac{78,4}{78,4 + 29,6} = 0,73.$$

8. Среднее значение потребляемого от источника тока

$$I_{\text{ПОТР}} = I_H \left(1 - \frac{t_{\text{СКВ}}}{T}\right) + \frac{E 2t_{\text{СКВ}} f}{R_G} = 1 + \frac{100 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3}{20} = 1,01 \text{ А.}$$

9. Максимальный ток транзистора равен

$$I_{\text{КЭМАКС}} = \frac{E}{2R_G} = \frac{100}{2 \cdot 20} = 2,5 \text{ А.}$$

10. Наибольшее напряжение, прикладываемое к закрытым транзисторам, определяется из режима холостого хода, при этом на балластном резисторе падение напряжения равно нулю.

$$U_{KЭ\text{макс}} = E = 100 \text{ В.}$$

3.3.4. Транзисторный полумостовой инвертор напряжения с трансформаторным выходом работает на частоте 4 кГц от источника питания с напряжением 200 В. Коэффициент трансформации (отношение напряжения первичной обмотки к напряжению вторичной обмотки) равен 4, а сопротивление нагрузки 5 Ом. Определить емкость конденсатора при условии, что размах переменной составляющей напряжения на конденсаторе не превышает 5 %.

1. Формализуем задачу.

Дано:

$$E = 200 \text{ В.}$$

$$f = 4 \text{ кГц.}$$

$$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_2} = 4.$$

$$R_{\text{н}} = 5 \text{ Ом.}$$

$$\Delta U_{\text{с}} = 5 \% U_{\text{н}}.$$

.....

Определить С.

Схема инвертора приведена на рисунке 3.13.

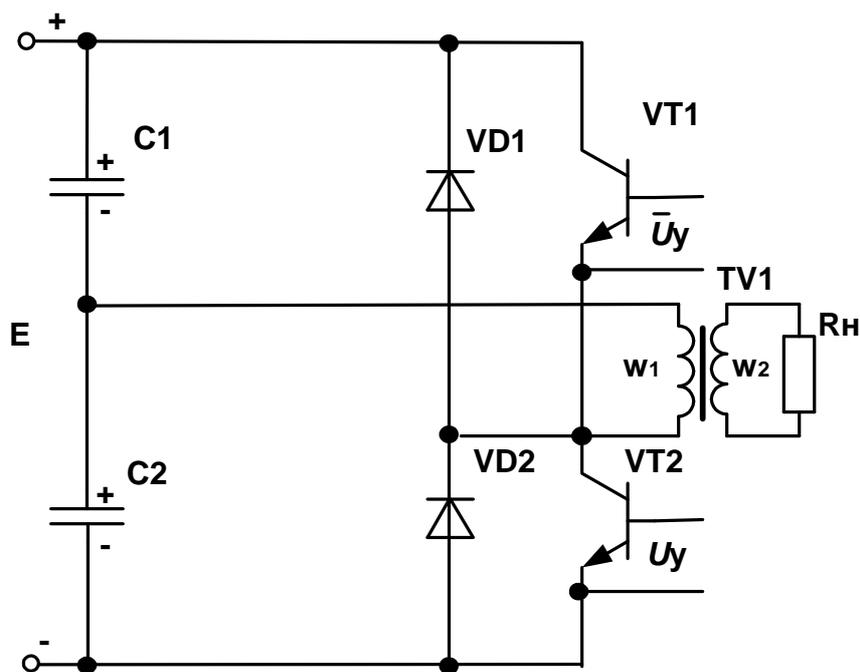


Рис. 3.13

Условимся, что ключи идеальны, т.е. потери в них отсутствуют и транзисторы переключаются мгновенно, а также ток утечки конденсаторов равен нулю.

2. Приведем временные диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу инвертора (рис. 3.14).

3. Напряжение на нагрузке определится как

$$U_H = U_2 = \frac{U_1}{k_{тр}} = \frac{E}{2k_{тр}} = \frac{200}{2 \cdot 4} = 25 \text{ В.}$$

4. Определим ток нагрузки $I_H = I_2 = \frac{U_H}{R_H} = \frac{25}{5} = 5 \text{ А.}$

5. Среднее значение тока нагрузки, приведенное к первичной обмотке, находим из выражения:

$$I_1 = \frac{I_2}{k_{тр}} = \frac{5}{4} = 1,25 \text{ А.}$$

6. Определим величину емкости конденсатора из равенства зарядов $C\Delta U_c = I_1\Delta t$, при $\Delta t = \frac{1}{2f}$.

$$C = \frac{I_1}{2f\Delta U_c} = \frac{I_1 \cdot 2}{fE \cdot 0,05} = \frac{1,25 \cdot 2}{4 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 0,05} = 62,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

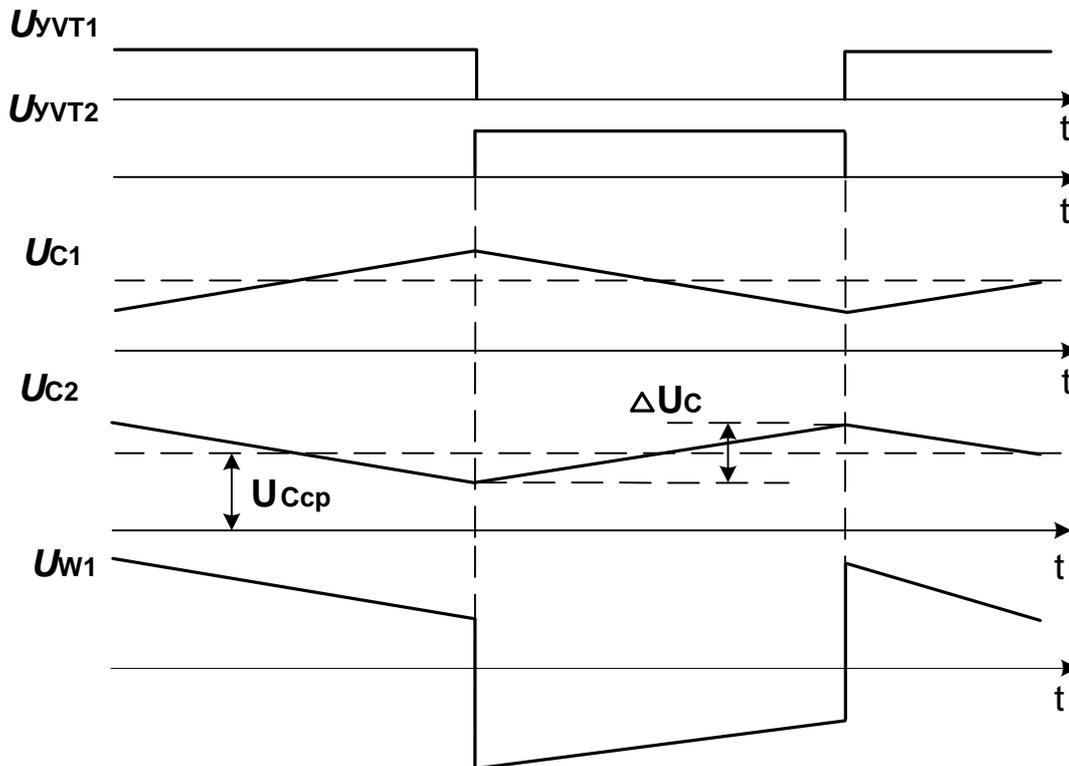


Рис. 3.14

3.3.5. В мостовом однофазном инверторе напряжения с трансформаторным выходом, работающем на частоте 10 кГц, рассчитать амплитуду тока, протекающего через обратные диоды, при активно-индуктивной нагрузке с индуктивностью 0,1 Гн и активным сопротивлением 10 Ом. Напряжение источника питания 200 В, а напряжение на выходе инвертора 100 В.

1. Дано:

1.1. $E = 200 \text{ В}$.

$U_H = 100 \text{ В}$.

$f = 10 \text{ кГц}$.

$R_H = 10 \text{ Ом}$.

$L_H = 0,01 \text{ Гн}$.

Определить $I_{VD\text{макс}}$

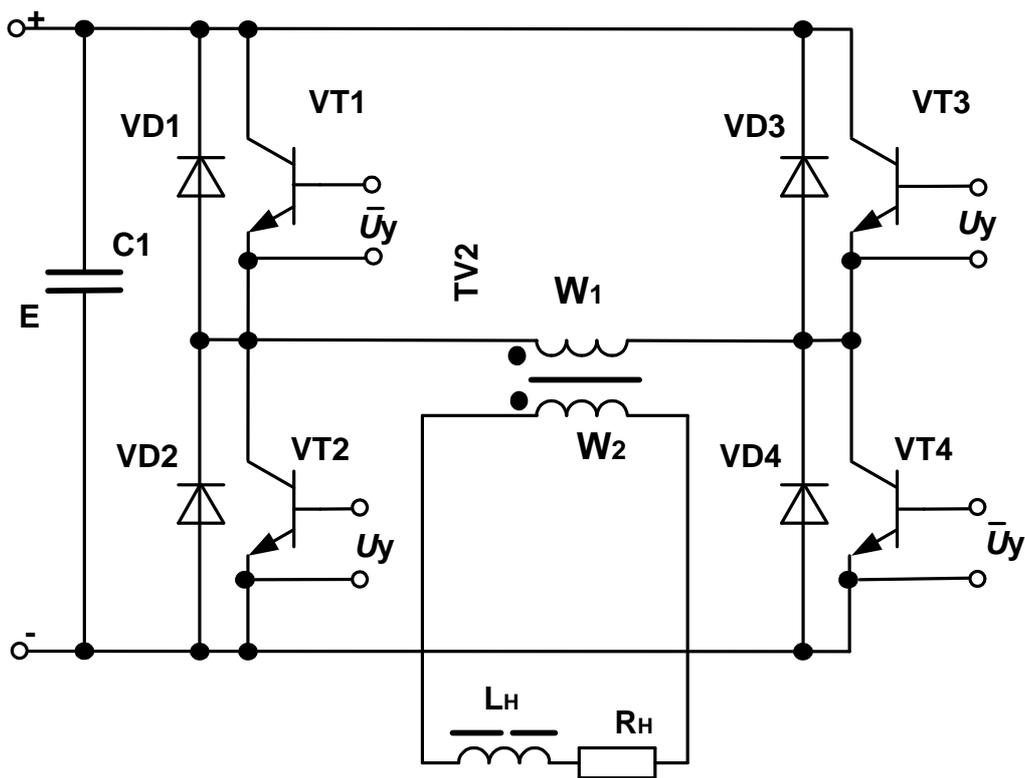


Рис. 3.15

2. По исходным данным идентифицируем схему (рис. 3.15) и примем необходимые допущения:

- трансформатор, транзисторы и диоды идеальны;

– источник питания обладает возможностью двухстороннего обмена энергией (в общем случае его шунтируют емкостью C_1).

2. Напряжение на обмотках трансформатора имеет прямоугольную форму, следовательно:

$$U_{1\text{эф}} = U_{1\text{макс}} = E = 200 \text{ В.}$$

$$U_{2\text{эф}} = U_{2\text{макс}} = U_{\text{н}} = 100 \text{ В.}$$

3. Постоянная времени нагрузки определяется по выражению

$$\tau_{\text{н}} = \frac{L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{10} = 10^{-3} \text{ с.}$$

Учитывая, что $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^4} = 1 \times 10^{-4} \text{ с.}$

и постоянная времени нагрузки много больше полупериода инвертирования, считаем, что ток в нагрузке изменяется линейно и активным сопротивлением нагрузки можно пренебречь.

4. Определим величину размаха тока в нагрузке по выражению

$$\Delta I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{2fL_{\text{н}}} = \frac{100}{2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ А.}$$

5. Амплитуда тока в нагрузке $I_{2\text{макс}} = \frac{\Delta I_{\text{н}}}{2} = 2,5 \text{ А}$, а в первичной обмотке

$$I_{1\text{макс}} = \frac{I_{2\text{макс}}}{K_{\text{тр}}} = \frac{I_{2\text{макс}} U_2}{U_1} = \frac{2,5 \cdot 100}{200} = 1,25 \text{ А.}$$

Следовательно, максимальное значение тока, протекающего через обратный диод $I_{\text{VDмакс}}$, равно 1,25 А.

Временные диаграммы токов и напряжений, характерные для данной схемы, приведены на рисунке 3.16.

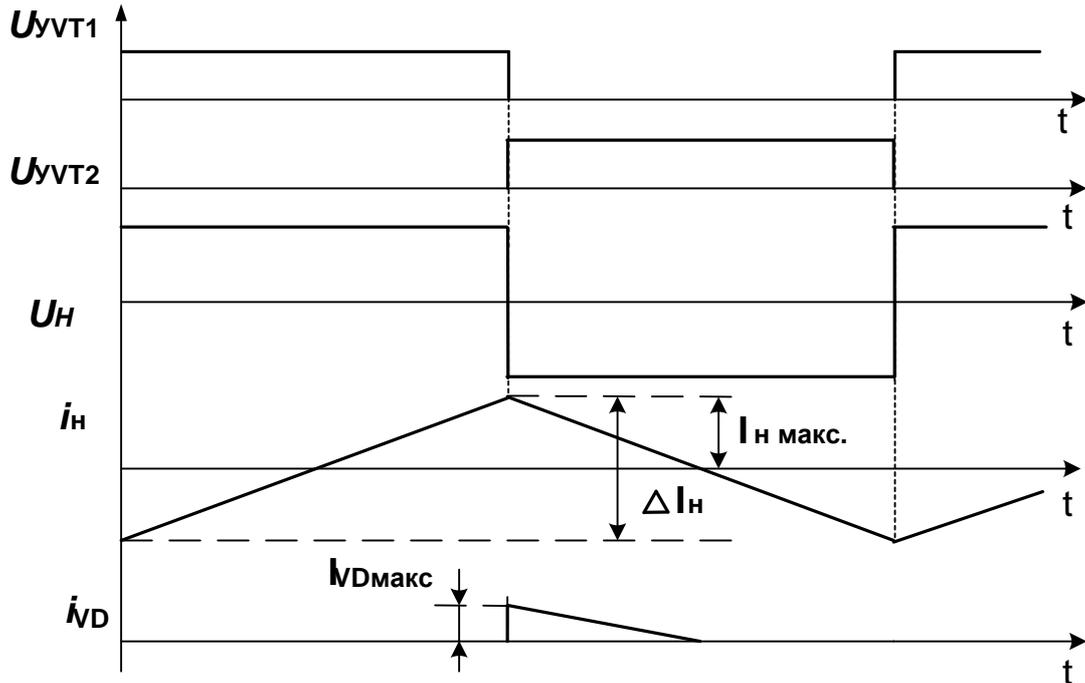


Рис. 3.16

3.3.6. Определить напряжение источника питания трехфазного мостового инвертора напряжения со 180-градусным управлением, выполненного на идеальных транзисторных ключах и работающего на активную нагрузку с сопротивлением в каждой фазе 10 Ом, если мощность нагрузки составляет 3 кВт.

1. Формализуем задачу.

Дано:

1.1. $P_n = 3000$ Вт.

1.2. $R_\phi = 10$ Ом.

1.3. Упр.кл. — 180°.

Определить E .

Схема силовой части инвертора приведена на рисунке 3.17.

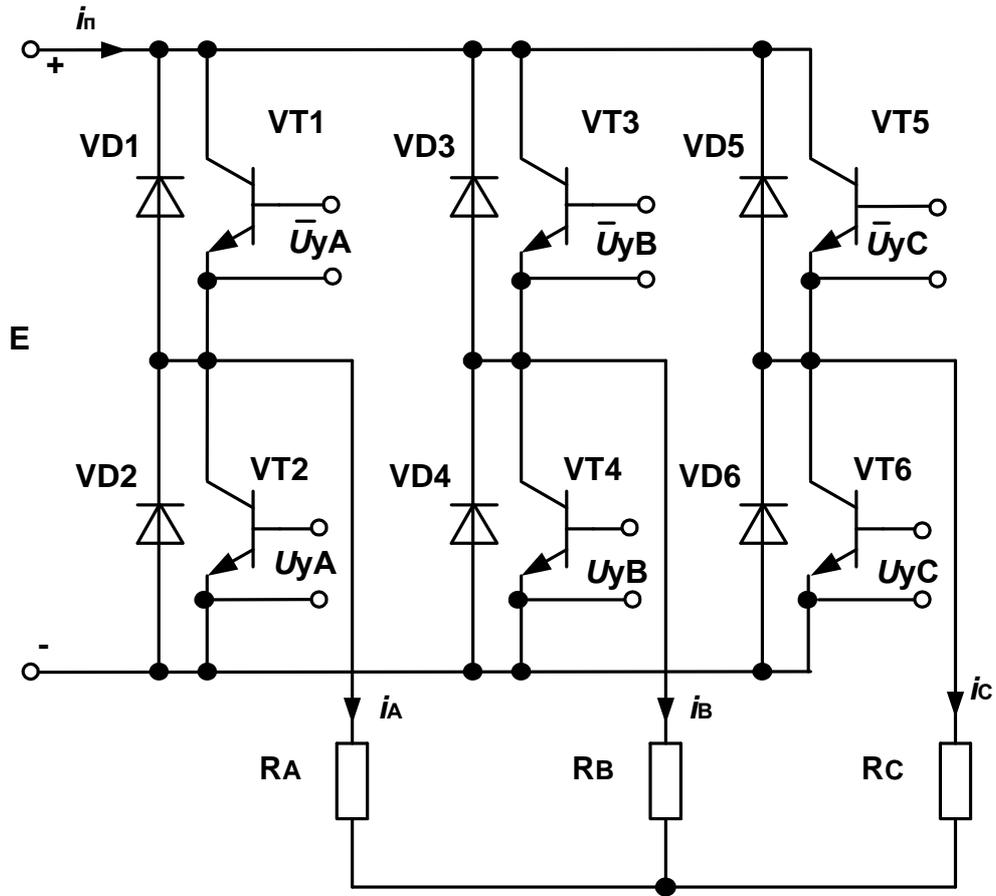


Рис. 3.17

На рисунке 3.18 приведены алгоритм управления ключами инвертора, временные диаграммы фазных напряжений и схемы подключения нагрузки к источнику питания на различных интервалах времени за период инвертирования при 180-градусном управлении.

2. Определим мощность нагрузки каждой фазы, считая нагрузку симметричной:

$$P_{\phi} = \frac{P_H}{3} = \frac{3000}{3} = 1000 \text{ Вт.}$$

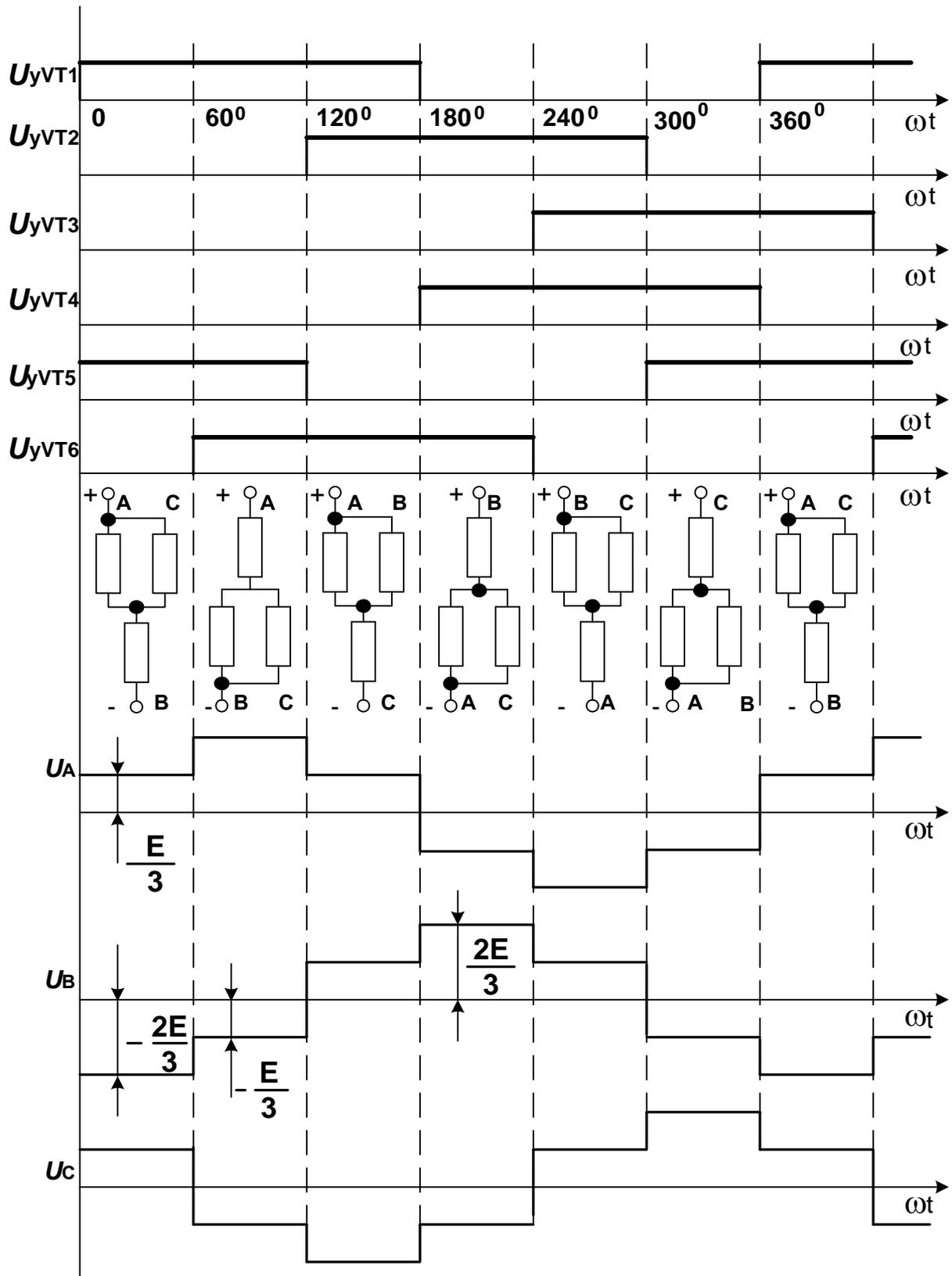


Рис. 3.18

3. Находим действующее значение напряжения в фазе:

$$U_{\phi} = \sqrt{P_{\phi} R_{\phi}} = \sqrt{1000 \cdot 10} = 100 \text{ В.}$$

4. Напряжение источника питания рассчитаем по выражению:

$$E = \frac{3U_{\phi}}{\sqrt{2}} = \frac{3 \cdot 100}{\sqrt{2}} = 212,1 \text{ В.}$$

3.3.7. Рассчитать коэффициент полезного действия однофазного инвертора тока с трансформаторным выходом, выполненного по мостовой схеме на тиристорах, работающего на активно-индуктивную нагрузку с сопротивлением 30 Ом и индуктивностью $16 \cdot 10^{-3}$ Гн с частотой 400 Гц от источника питания напряжением 200 В, если в нагрузке протекает ток 5 А, а амплитуда тока, протекающего через тиристор, 4 А. Рассчитать величину емкости компенсирующего конденсатора, обеспечивающую работу инвертора, если время восстановления запирающих свойств тиристоров не превышает $50 \cdot 10^{-6}$ с. Представить временные диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу инвертора.

1. Формализуем задачу.

$$E = 200 \text{ В.}$$

1.1 $f = 400$ Гц.

$$R_{\text{н}} = 30 \text{ Ом.}$$

$$L_{\text{н}} = 16 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

$$I_{\text{VSmax}} = 4 \text{ А.}$$

$$I_{\text{н}} = 5 \text{ А.}$$

 Определить η (КПД) инвертора, С.

2. Введем общепринятые для инверторов тока допущения:

– $L_{\text{д}} \rightarrow \infty$, при этом считаем, что пульсации потребляемого тока отсутствуют;

– элементы С, $L_{\text{н}}$, $R_{\text{н}}$ — образуют идеальный фильтр, при этом напряжение на нагрузке и ток в ней синусоидальны.

Схема инвертора тока с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора приведена на рисунке 3.19, а электромагнитные процессы, протекающие в инверторе, характеризуются временными диаграммами (рис. 3.20).

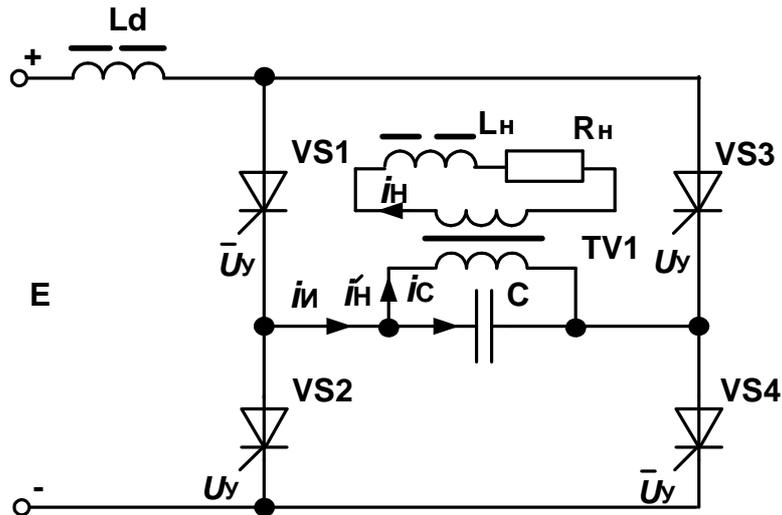


Рис. 3.19

3. Действующее напряжение на нагрузке можно определить по выражению

$$U_H = I_H Z_H = I_H \sqrt{R_H^2 + (2\pi f L_H)^2} =$$

$$= 5 \sqrt{30^2 + (2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 16 \cdot 10^{-3})^2} = 250 \text{ В.}$$

4. Активная мощность в нагрузке

$$P_H = I_H^2 R_H = 5^2 \cdot 30 = 750 \text{ Вт.}$$

5. Мощность, потребляемую от источника питания, находим как:

$$P_{\text{и}} = EI_{\text{потр}} = 200 \cdot 4 = 800 \text{ Вт,}$$

где

$$I_{\text{п}} = I_{\text{VSмакс}} = 4 \text{ А.}$$

6. КПД определим как отношение мощности нагрузки к мощности, потребляемой от источника питания

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\text{и}}} = \frac{750}{800} = 0,938.$$

Для обеспечения работоспособности тиристорного инвертора тока необходимо, чтобы угол опережения тока

$$\theta \geq \theta_{\text{мин}} = \omega t_{\text{восст}}, \quad (*)$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота;

$t_{\text{восст}}$ — время восстановления тиристором вентильных свойств.

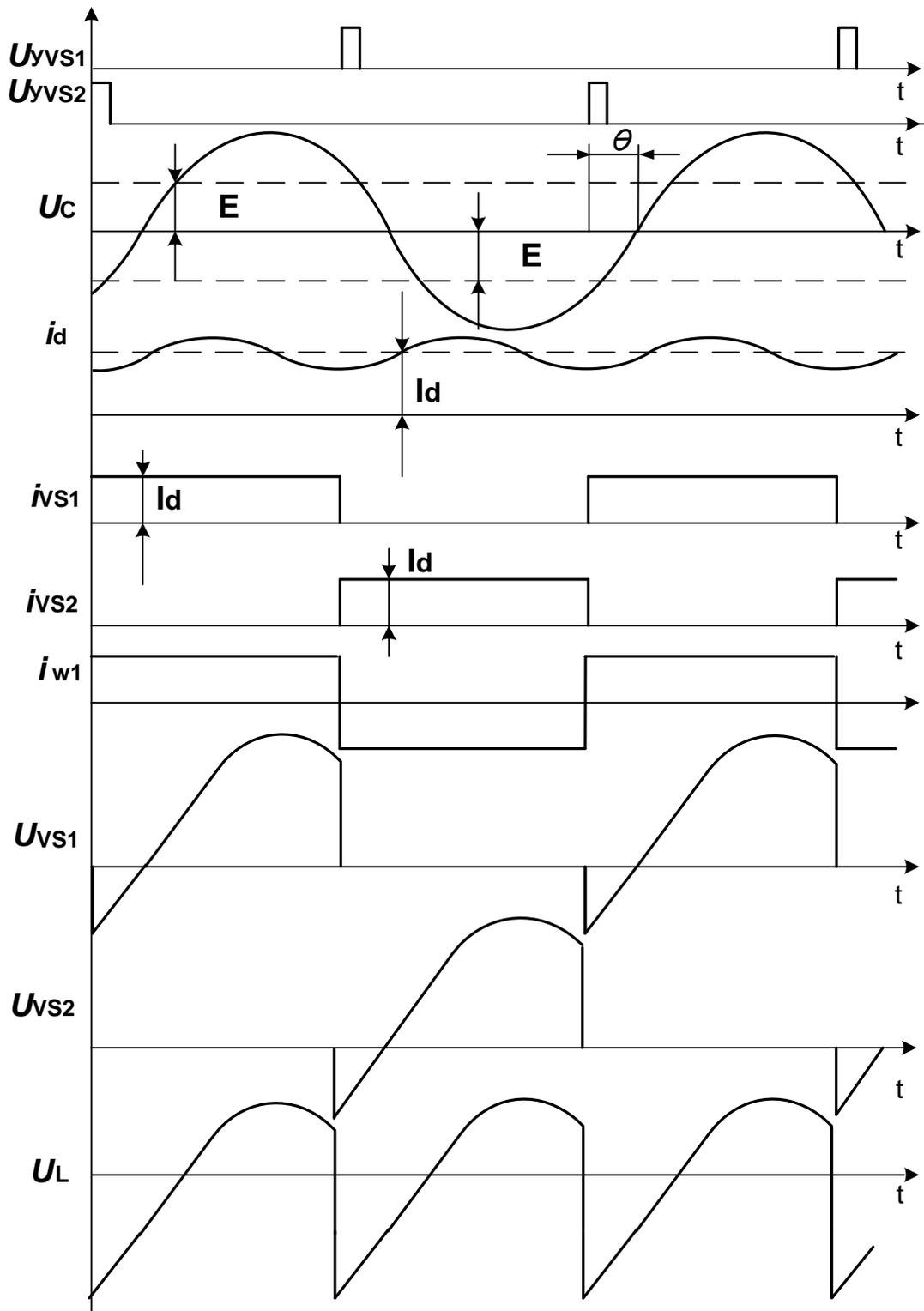


Рис. 3.20

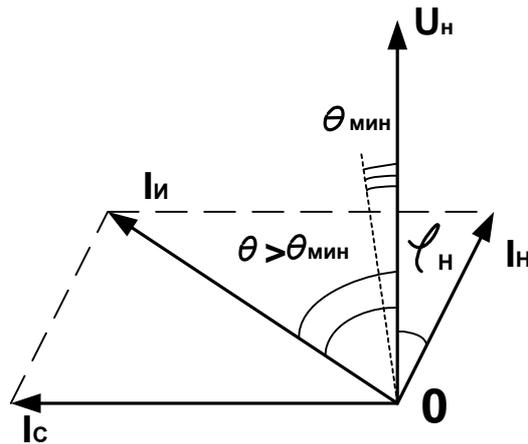


Рис. 3.21

На рис. 3.21 представлена векторная диаграмма токов и напряжений, характеризующих работу инвертора. Для полного восстановления запирающих свойств выключаемых тиристоров необходимо, чтобы инвертируемый ток имел опережающий характер по отношению к напряжению нагрузки, причем θ (угол сдвига тока относительно напряжения) должен быть не менее $\theta_{\text{мин}}$, который определяется временем восстановления запирающих свойств тиристоров.

Определим проекции вектора инвертируемого тока на вертикальную и горизонтальную оси:

$$I_i \cos \theta = I_n \cos \varphi_n, \quad (1)$$

$$I_i \sin \theta = I_c - I_n \sin \varphi_n. \quad (2)$$

Если умножить оба уравнения на напряжение нагрузки U_n , то получим выражения, характеризующие баланс активной и реактивной мощности. Активная мощность, отдаваемая инвертором, потребляется нагрузкой R_n , реактивная мощность, потребляемая инвертором, равна разности мощностей генерируемой конденсатором и потребляемой нагрузкой. Необходимость в потреблении инвертором реактивной мощности связана с обеспечением режима работы инвертора «как источника тока на источник напряжения» и угла θ для запирающих тиристоров. Разделив (2) на (1), получим

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I_c - I_H \sin \varphi}{I_H \cos \varphi} = \frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi},$$

где $B = \frac{I_H}{I_c} = \frac{1}{\omega C Z_H}$ — коэффициент (фактор) нагрузки.

Учитывая выражение для $\operatorname{tg} \theta$, имеем

$$\operatorname{tg} \theta_{\min} \geq \frac{1}{B \cos \varphi_H} - \operatorname{tg} \varphi_H. \quad (3)$$

7. Подставив в (3) выражение для B , найдем величину емкости конденсатора, необходимого для выполнения условия $\theta \geq \theta_{\min}$,

$$C = \frac{2\pi f L + R_H \operatorname{tg}(2\pi f t_{\text{восст.}})}{2\pi f (R^2 + (2\pi f L)^2)} = 7,6 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

3.3.8. Рассчитать параметры элементов однофазного мостового инвертора напряжения с трансформаторным выходом, работающего на активно-индуктивную нагрузку с $\cos \varphi_H = 0,707$, при условии, что напряжение источника питания 40 В, мощность в нагрузке 300 Вт, напряжение на нагрузке 220 В, а частота выходного напряжения 10 кГц. Решение иллюстрировать временными диаграммами.

1. Формализуем задание.

Дано:

- 1.1. $E = 40 \text{ В};$
- 1.2. $P_H = 300 \text{ Вт};$
- 1.3. $U_{H \text{эфф}} = 200 \text{ В};$
- 1.4. $\cos \varphi_H = 0,707;$
- 1.5. $f = 10^4 \text{ Гц.}$

 Определить: $i_H, i_{\text{пмакс}}, i_1, I_{VT\text{макс}}, I_{VD\text{макс}}, I_{\text{п ср.}}$

Схема инвертора приведена на рис. 3.22.

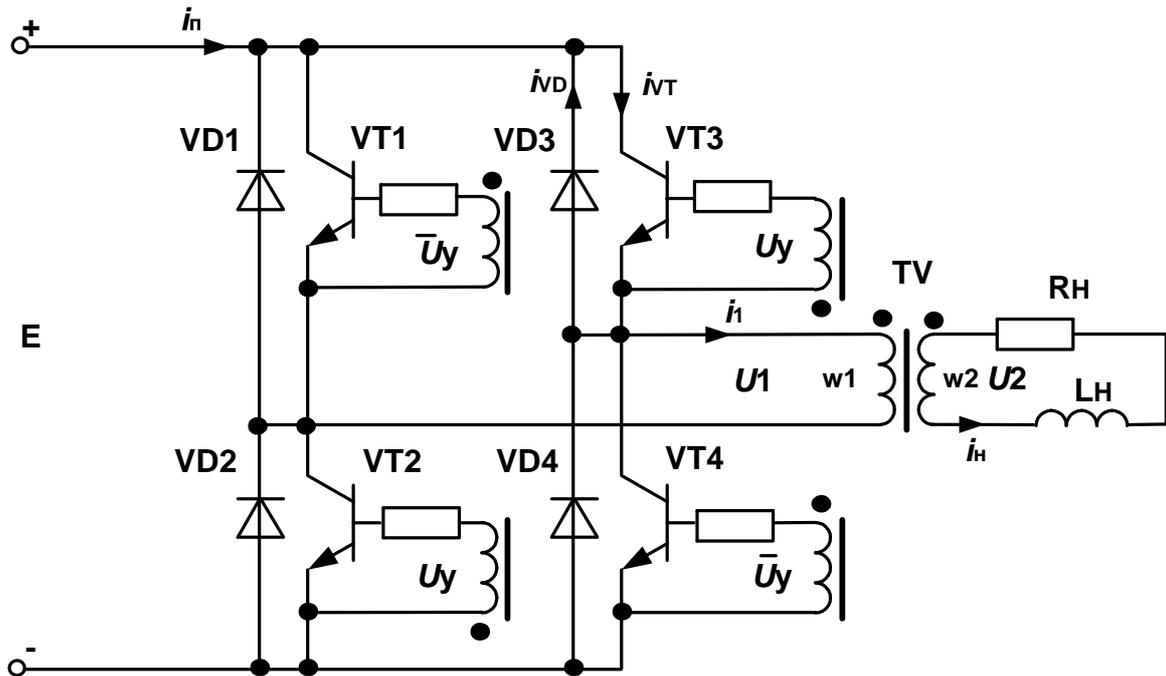


Рис. 3.22

2. Решать задачу можно двумя способами:

– точным способом через дифференциальные уравнения, сделав допущение об идеальности транзисторов, диодов и трансформатора;

– методом первой гармоники, разлагая кривую выходного напряжения в ряд и приняв элементы схемы идеальными.

Решим эту задачу двумя способами, чтобы сравнить результаты.

Алгоритм управления ключами инвертора и временные диаграммы токов и напряжений, характерные для данного случая, приведены на рис. 3.23.

При таком алгоритме управления переменное напряжение на первичной обмотке трансформатора будет иметь прямоугольную форму с амплитудой $\pm E$ (см. рис. 2.23.) Напряжение на вторичной обмотке также прямоугольное с амплитудой

$$U_{2\text{макс}} = \frac{E \cdot w_2}{w_1} = \frac{E}{k_{\text{тр}}}. \quad (1)$$

Поскольку нам известны амплитуды этих напряжений, то можно найти коэффициент трансформации

$$\kappa_{\text{тр}} = \frac{E}{U_{2\text{макс.}}} = \frac{40}{200} = 0,2.$$

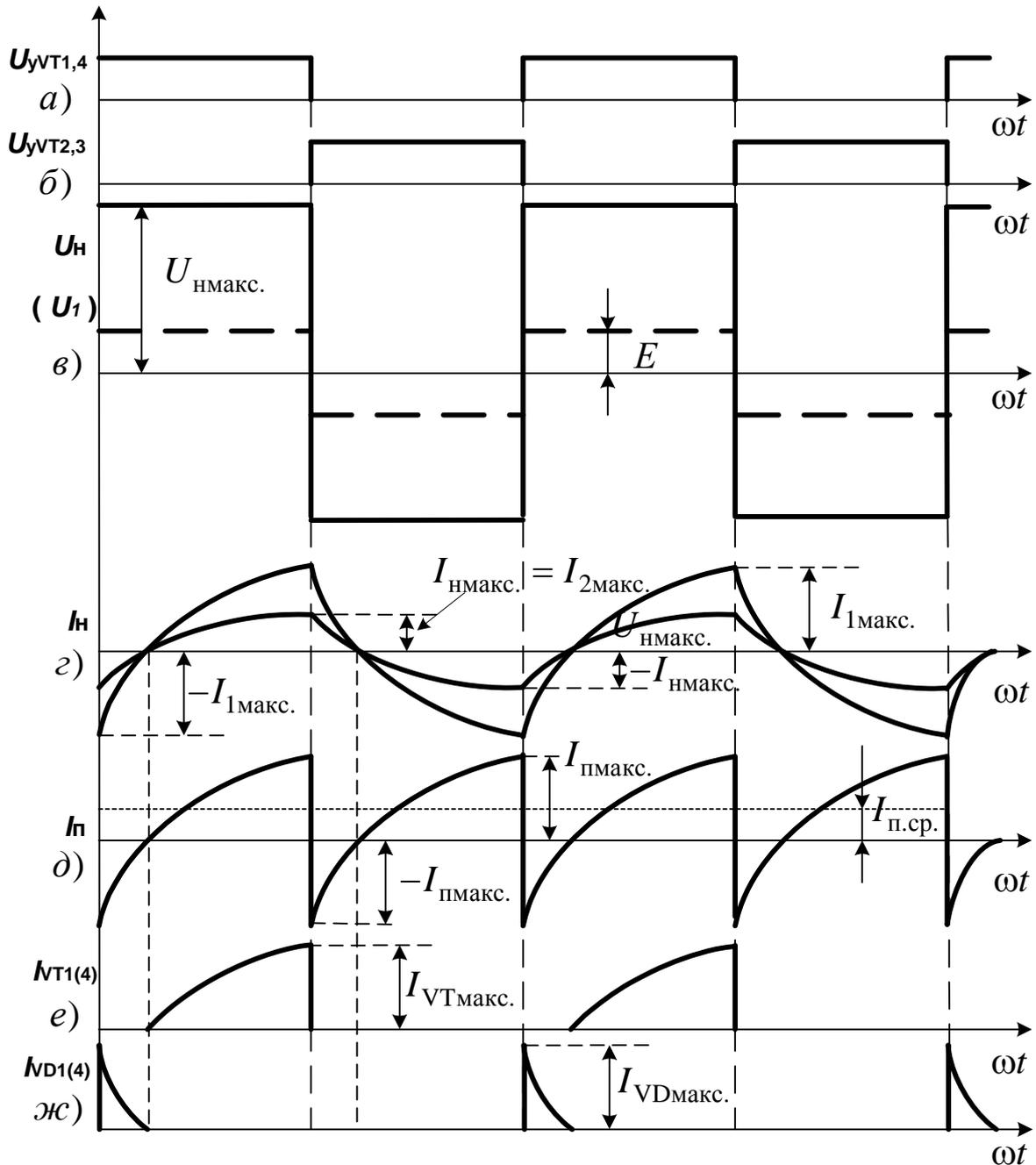


Рис. 3.23

Решение в этом случае можно свести к нахождению тока нагрузки в схеме, представленной на рис. 3.24.

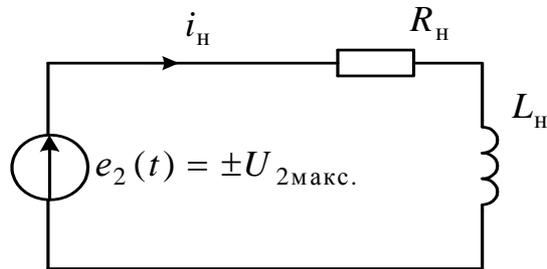


Рис. 3.24

3. Дифференциальное уравнение цепи запишется в виде

$$L \frac{di_H}{dt} + Ri_H = \pm U_{2\text{макс}}, \quad (3)$$

а его решение на интервале от нуля до $\frac{T}{2}$ можно записать как

$$i_H(t) = \frac{U_{2\text{макс}}}{R} - \frac{U_{2\text{макс}}}{R} \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (4)$$

где $T = \frac{1}{f}$ — период переменного напряжения на выходе инвертора;

$\tau = \frac{L}{R}$ — постоянная времени цепи нагрузки.

4. Определим угол сдвига первой гармоники тока нагрузки относительно напряжения на нагрузке, $\varphi_H = \frac{\pi}{4}$, если известно $\cos \varphi_H = 0,707$. Поскольку

$$\cos \varphi_H = \frac{R}{Z} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi_H}}, \text{ а}$$

$$\text{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R} = 1, \text{ то } \omega L = R.$$

Из последнего выражения можно найти постоянную времени цепи нагрузки

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega} = \frac{T}{2\pi}, \text{ а } \frac{\tau}{T} = \frac{1}{2\pi}. \quad (5)$$

5. Эффективное значение тока нагрузки

$$I_{\text{нэфф}} = \frac{U_{2\text{макс}}}{R} \sqrt{1 - \frac{4\pi}{T} \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}}. \quad (6)$$

6. Активная мощность в нагрузке

$$P_{\text{н}} = I_{\text{нэфф}}^2 R = \frac{U_{2\text{макс}}^2}{R} \left(1 - \frac{4\pi}{T} \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}\right). \quad (7)$$

7. Из выражения (7) с учетом выражения (5) можно получить

$$P_{\text{н}} = \frac{U_{2\text{макс}}^2}{R} \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{1 - e^{-\pi}}{1 + e^{-\pi}}\right) = 0,363 \frac{U_{2\text{макс}}^2}{R} \quad (8)$$

и найти активное сопротивление нагрузки

$$R = \frac{U_{2\text{макс}}^2}{P_{\text{н}}} 0,363 = \frac{200^2}{300} 0,363 = 55,5 \text{ Ом}.$$

Из выражения $\frac{\omega L}{R} = 1$ получим величину индуктивного сопротивления на частоте 10 кГц $x_L = \omega L = R = 55,5 \text{ Ом}$, или величину индуктивности $L = \frac{55,5}{\omega} = \frac{55,5}{2\pi \cdot 10^4} = 8,8 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$.

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{8,8 \cdot 10^{-4}}{55,5} = 15,9 \cdot 10^{-6} \text{ с}, \quad T = \frac{1}{f} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

8. Максимальное значение тока нагрузки определим по формуле

$$I_{\text{нмакс}} = \frac{U_{2\text{макс}}}{R} \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}, \text{ и если учесть, что } \frac{T}{\tau} = 2\pi,$$

$$I_{\text{нмакс}} = \frac{200}{55,5} \frac{1 - e^{-\pi}}{1 + e^{-\pi}} = 3,6 \text{ А.}$$

9. Мгновенное значение тока $i_1(t)$ первичной обмотки трансформатора по форме будет повторять ток нагрузки $i_{\text{н}}(t)$

$$i_1(t) = \frac{i_{\text{н}}(t) \cdot w_2}{w_1} = \frac{1}{\kappa_{\text{тр}}} \left(\frac{U_{2\text{макс}}}{R} - \frac{U_{2\text{макс}}}{R} \frac{2e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) =$$

$$= \frac{200}{0,2 \cdot 55,5} - \frac{200 \cdot 2,09}{0,2 \cdot 55,5} e^{-\frac{t}{\tau}} = 18 - 34,6 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

причем при $t = 0$ $i_1 = -16,6 \text{ А}$, и в это время включаются в работу обратные диоды и максимальный ток диодов будет равен мгновенному значению тока первичной обмотки в моменты

$$t = 0; \pi; 2\pi; \dots$$

$$\text{при } t = 0,5T \quad i_1 = 16,6 \text{ А.}$$

Максимальное значение тока транзисторов будет равно амплитудному значению тока первичной обмотки

$$i_{\text{VTмакс}} = i_{\text{w1макс}} = 18 \text{ А.}$$

Среднее значение потребляемого тока равно

$$I_{\text{пср.}} = \frac{P_{\text{п}}}{E} = \frac{300}{40} = 7,5 \text{ А,}$$

где $P_{\text{п}} = P_{\text{н}} = 300 \text{ Вт}$.

10. Для решения задачи вторым методом разложим прямоугольное напряжение вторичной обмотки в ряд Фурье

$$U_2(\omega t) = \frac{4U_{2\text{макс}}}{\pi} \sin \omega t + \frac{1}{3} \frac{4U_{2\text{макс}}}{\pi} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \frac{4U_{2\text{макс}}}{\pi} + \dots \quad (10)$$

Схема замещения для цепи нагрузки будет иметь вид (рис. 3.25).

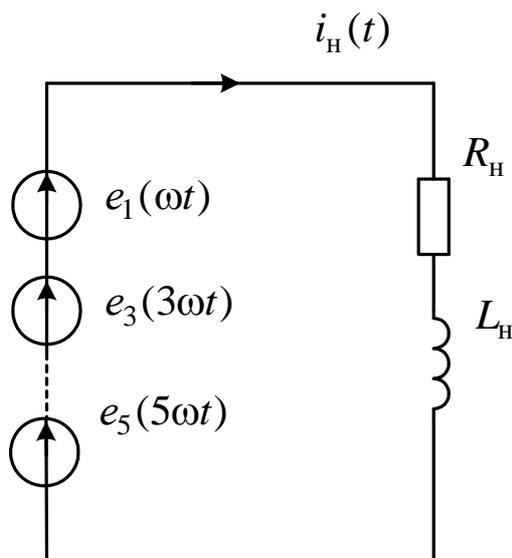


Рис. 3.25

Если инвертор обеспечивает двухсторонний обмен энергией между источником и нагрузкой, то к данной схеме можно применить метод суперпозиций или наложения, который заключается в том, что каждая из гармоник тока находится независимо от других, а результат суммируется.

11. Из условия $\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L}{R} = 1$ получаем $\omega L = R$ и первую гармонику тока найдем по выражению

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{U_{1\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi_{H1}) = \frac{4 \cdot 200}{\sqrt{2\pi R}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) = \\ &= \frac{180}{R} \sin(\omega t - 45^\circ). \end{aligned}$$

Третья гармоника тока нагрузки

$$\begin{aligned} i_3(t) &= \frac{U_{3\max}}{\sqrt{R^2 + (3\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi_{H3}) = \frac{4 \cdot 200}{3\pi R \sqrt{1+9}} \sin(3\omega t - \varphi_{H3}) = \\ &= \frac{28,84}{R} \sin(3\omega t - 72^\circ), \end{aligned}$$

где $\varphi_{H3} = \operatorname{arctg} \frac{3\omega L}{R} = 72^\circ$.

$$i_5(t) = \frac{U_{5\text{макс}}}{\sqrt{R^2 + (5\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi_{H5}) = \frac{4 \cdot 200}{5\pi R \sqrt{1+25}} \sin(5\omega t - \varphi_{H5}) =$$

$$= \frac{9,988}{R} \sin(5\omega t - 79^\circ),$$

где $\varphi_{H5} = \text{arctg} \frac{5\omega L}{R} = 79^\circ$.

12. Эффективное значение тока нагрузки при учете только первой гармоники

$$I_{\text{нэфф}1} = I_{1\text{эфф}} = \frac{I_{1\text{макс}}}{\sqrt{2}} = \frac{127}{R} \quad (11)$$

с учетом двух гармоник

$$I_{\text{нэфф}2} = \sqrt{I_{1\text{эфф}}^2 + I_{3\text{эфф}}^2} = \sqrt{\frac{180^2}{2R^2} + \frac{26,84^2}{2R^2}} = \frac{128,7}{R},$$

а при учете трех гармоник

$$I_{\text{нэфф}2} = \sqrt{I_{1\text{эфф}}^2 + I_{3\text{эфф}}^2 + I_{5\text{эфф}}^2} = \sqrt{\frac{180^2}{2R^2} + \frac{26,84^2}{2R^2} + \frac{9,988^2}{2R^2}} =$$

$$= \frac{128,88}{R}.$$

Из полученных выражений видно, что учет третьей и пятой гармоник в токе нагрузки не обязателен, т.к. их влияние составляет доли процента, что укладывается в погрешность расчетов.

13. Активная мощность в нагрузке при учете двух гармоник (1 и 3)

$$P_{\text{н}} = I_{\text{нэфф}2}^2 R = \frac{128,7^2}{R^2} R,$$

откуда находим R_2

$$R_2 = \frac{128,7^2}{P_{\text{н}}} = \frac{128,7^2}{300} = 55,2 \text{ Ом},$$

а при учете только первой гармоники

$$R_1 = \frac{180^2}{2P_{\text{н}}} = \frac{180^2}{2 \cdot 300} = 54 \text{ Ом}.$$

14. Мощность в нагрузке с учетом одной гармоники

$$P_{н1} = 300 \text{ Вт},$$

а с учетом двух гармоник

$$P_{н2} = \frac{U_{1нэфф}^2 + U_{3нэфф}^2}{R_2} = \frac{180^2}{2} + \frac{26,84^2}{2} = 299,95 \text{ Вт}.$$

Временные диаграммы работы инвертора представлены на рис. 3.26.

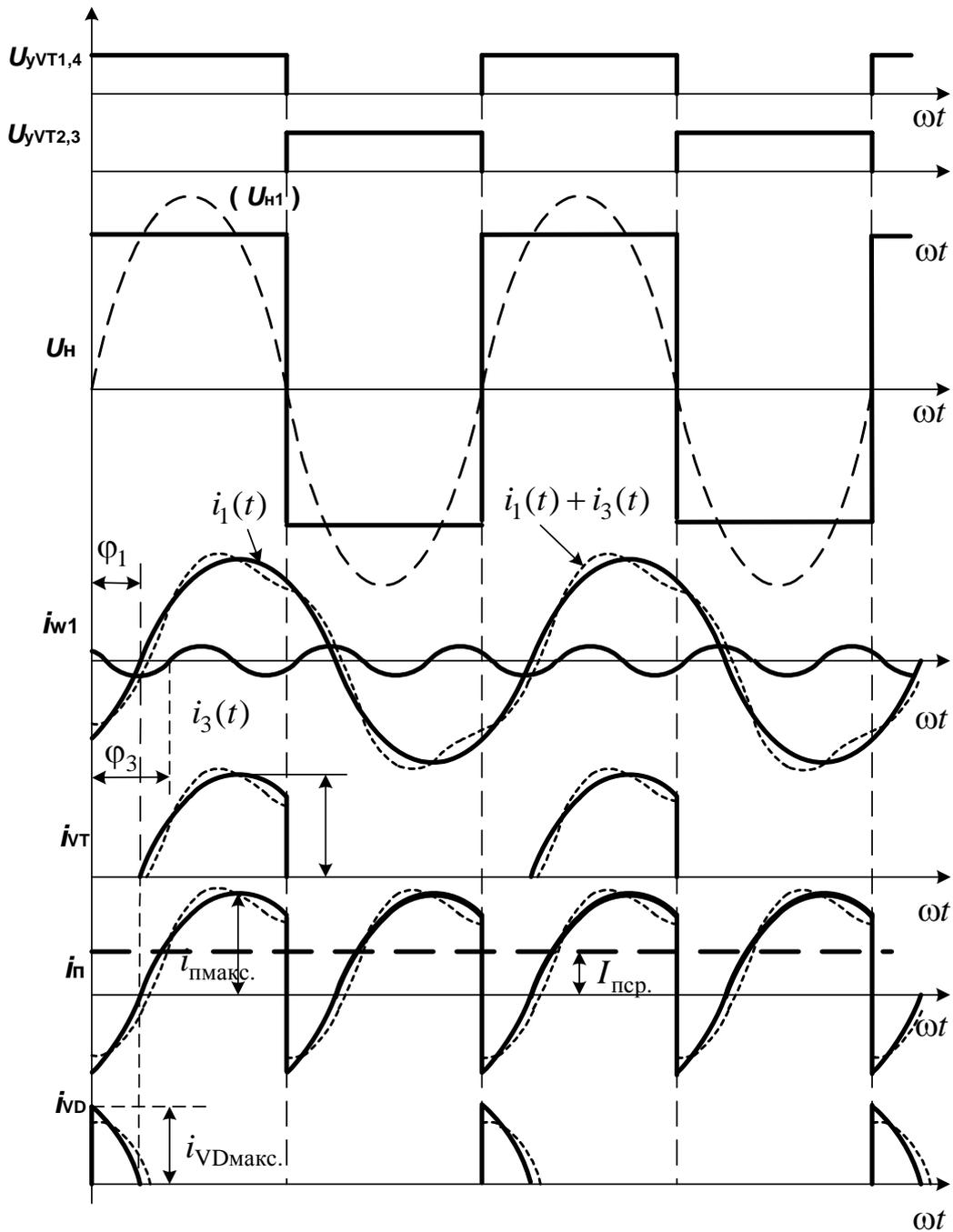


Рис. 3.26

3.4 Задачи по средствам реализации транзисторных преобразователей

3.4.1. Рассчитать электрические параметры элементов транзисторного ключа, выполненного по схеме Дарлингтона, коммутирующего ток 10 А в цепи источника питания постоянного тока с напряжением 200 В, с частотой 10 кГц, при длительности замкнутого состояния ключа, равной полупериоду частоты коммутации. Определить КПД ключа, привести схему и выбрать элементы, если мощность схемы управления не превышает 0,2 Вт.

1. Формализуем задачу.

Дано:

$$E = 200 \text{ В.}$$

$$I_{\text{н макс}} = 10 \text{ А.}$$

$$f = 10 \text{ кГц.}$$

$$P_{\text{сy}} \leq 0,2 \text{ Вт.}$$

$$\gamma = 0,5.$$

Рассчитать η (КПД), параметры элементов схемы ключа, привести схему ключа.

Схема ключа приведена на рисунке 3.27.

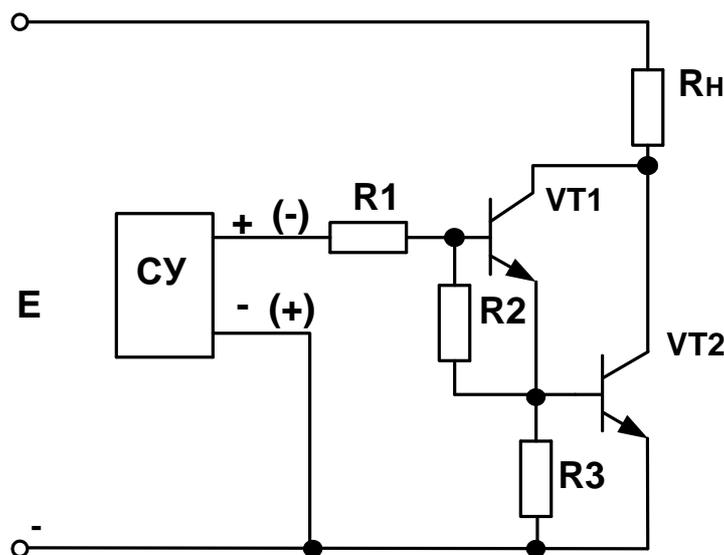


Рис. 3.27

2. Сделаем необходимые допущения:

- так как в условиях задачи характер нагрузки не определен, будем считать ее чисто активной;
- все транзисторы, образующие составной ключ, работают синфазно и должны выдерживать одинаковые максимальные напряжения.

При работе транзистора в ключевом режиме предполагается, что транзистор находится в следующих состояниях:

а) ключ включен — под действием положительного напряжения системы управления по цепи (+)СУ, $R1$, БЭ_{VT1}, БЭ_{VT2}, (–)СУ протекает ток, достаточный для вывода транзистора VT1 в режим насыщения, а транзистор VT2 открывается коллекторным током первого и находится в режиме, близком к насыщению (т.к. в таком ключе напряжение коллектор-база VT2 равно напряжению коллектор-эмиттер VT1), коллекторный ток VT2 равен току нагрузки;

б) ключ выключен — (транзисторы находятся в режиме отсечки), напряжение на выходе СУ либо равно нулю, либо подается отрицательной полярностью на базу VT1, при этом к транзисторам приложено напряжение источника питания E .

3. Максимальное напряжение управления определится (по второму закону Кирхгофа) из выражения:

$$U_{\text{упр}} = I_{\text{упр}} R1 + \Delta U_{\text{бэVT1}} + \Delta U_{\text{бэVT2}} = 4,5 + 1,5 + 1,5 = 7,5 \text{ В},$$

где $\Delta U_{\text{бэVT1}}$, $\Delta U_{\text{бэVT2}}$ — падения напряжения на базно-эмиттерных переходах транзисторов VT1, VT2. Как правило, $\Delta U_{\text{бэVT}} = (0,7 \div 2,5) \text{ В}$, примем предварительно для каждого транзистора $\Delta U_{\text{бэVT}} = 1,5 \text{ В}$.

Падение напряжения на базовом резисторе $R1$ рекомендуется выбирать из условия

$$U_{R1} = I_{\text{упр}} R1 = (2 \div 3) \Delta U_{\text{бэVT}},$$

примем

$$I_{\text{упр}} R1 = 4,5 \text{ В}.$$

4. Определим максимальное значение тока, потребляемого от схемы управления, по известной мощности СУ и рассчитанному напряжению управления

$$I_{\text{упр}} = \frac{P_{\text{су}}}{U_{\text{упр}}} = \frac{0,2}{7,5} = 0,027 \text{ А.}$$

Этот ток должен обеспечить ключевой режим работы транзисторов, значит, должно соблюдаться условие:

$$I_{\text{упр}} \geq \frac{I_{\text{н}} K_{\text{насVT1}}}{\beta_{\text{минVT2}} \beta_{\text{минVT1}}},$$

где $K_{\text{насVT1}} = (1,2 \div 1,5)$ — коэффициент насыщения VT1 примем равным 1,2.

5. Определим произведение минимально необходимых коэффициентов усиления тока базы для транзисторов

$$\beta_{\text{минVT1}} \beta_{\text{минVT2}} \geq \frac{I_{\text{н}} K_{\text{насVT1}}}{I_{\text{упр}}} = \frac{10 \cdot 1,2}{0,027} = 444.$$

На практике для ключей по схеме Дарлингтона в качестве VT2 выбирают мощные биполярные транзисторы, а для VT1 — транзисторы малой или средней мощности.

Выберем в качестве VT2 транзистор КТ8144А с параметрами:

$U_{\text{кэ макс}} = 600 \text{ В}$; $I_{\text{к пост.макс}} = 25 \text{ А}$; $P_{\text{макс}} = 175 \text{ Вт}$;
 $\beta = (10 \div 53)$; $\Delta U_{\text{кэ нас}} = 1,5 \text{ В}$; $\Delta U_{\text{бэ нас}} \leq 2,5 \text{ В}$ при $I_{\text{к}} = 16 \text{ А}$ и $I_{\text{б}} = 3,2 \text{ А}$;
 $U_{\text{эб}} = 8 \text{ В}$; $I_{\text{к0}} = 10^{-3} \text{ А}$; $t_{\text{вкл}} = 1 \text{ мкс}$; $t_{\text{сп.}} = 0,5 \text{ мкс}$; $R_{\text{бэ}} = 10 \text{ Ом}$.

Для определения конкретного коэффициента передачи тока базы при заданном токе коллектора необходимо иметь зависимость статического коэффициента передачи тока базы от тока коллектора (приводится в ТУ (технические условия) и справочной литературе). Анализ известных характеристик для биполярных транзисторов дает возможность выявить общую закономер-

ность изменения β от изменения тока коллектора, которая приведена на рисунке 3.28.

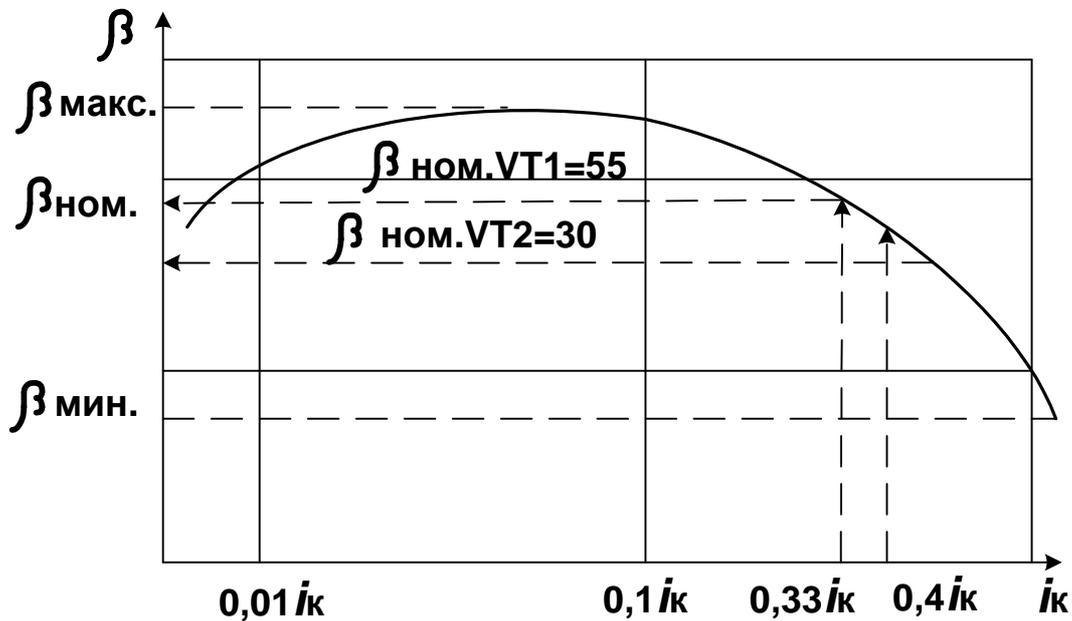


Рис. 3.28

Примем $\beta_{\text{ном.VT2}} = 30$, при этом коэффициент усиления по току первого транзистора не менее чем $\beta = \frac{444}{30} = 14,8$, а ток коллектора VT1 должен удовлетворять условию:

$$I_{\text{к доп.VT1}} \geq \frac{I_{\text{н}}}{\beta_{\text{ном.VT2}}} = \frac{10}{30} = 0,33 \text{ А.}$$

Используем в качестве VT1 транзистор КТ504А с параметрами:

$U_{\text{кэ макс}} = 350 \text{ В}$; $I_{\text{к пост. макс}} = 1 \text{ А}$; $P_{\text{ макс}} = 10 \text{ Вт}$; $\beta = (15 \div 100)$; $\Delta U_{\text{кэ нас}} = 1 \text{ В}$; $\Delta U_{\text{бэ нас}} \leq 1,6 \text{ В}$ при $I_{\text{к}} = 0,5 \text{ А}$ и $I_{\text{б}} = 0,1 \text{ А}$; $U_{\text{эб}} = 6 \text{ В}$; $I_{\text{к0}} = 10^{-4} \text{ А}$; $t_{\text{вкл}} = 0,1 \text{ мкс}$; $t_{\text{расс. макс}} = 2,25 \text{ мкс}$; $T_{\text{выкл}} = 3,0 \text{ мкс}$ при $R_{\text{бэ}} = 100 \text{ Ом}$.

Этот транзистор удовлетворяет требованиям по всем параметрам $U_{\text{кэ макс}} = 350 \text{ В} > E = 200 \text{ В}$; $I_{\text{к пост. макс}} = 1 \text{ А} > I_{\text{к доп}} = 0,33 \text{ А}$; $\beta_{\text{ном}} = 55$ при $I_{\text{к}} = 0,33 \text{ А}$.

6. При выбранных транзисторах уточним необходимый ток управления, обеспечивающий ключевой режим работы транзисторов, задавшись коэффициентом насыщения первого транзистора $K_{\text{нас}} = 1,2$

$$I_{\text{упр}} = \frac{I_{\text{н}}}{\beta_{\text{номVT2}}} \left(\frac{K_{\text{насVT1}}}{\beta_{\text{номVT1}}} \right) = \frac{10 \cdot 1,2}{30 \cdot 55} = 0,008 \text{ А.}$$

Расчетное значение тока не превышает требуемого.

7. Сопротивление $R1$ в базе транзистора VT1 находим с учетом уточненного падения напряжения на базо-эмиттерных переходах транзисторов КТ504А и КТ8144А. Справочные данные дают предельные значения $\Delta U_{\text{бэ нас}}$ Реальное значение $\Delta U_{\text{бэ}}$ зависит от двух параметров: соотношения $\beta = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}}$, изменяющегося при изменении тока коллектора (см. рис. 3.29), и степени насыщения $K_{\text{нас}}$ и лежит на кривой «а» в зоне между кривой «б», соответствующей граничной степени насыщения, и кривой «с», определяемой степенью насыщения $K_{\text{нас}} \approx 1,5$, представленными на рисунке 3.29, а.

$$R1 = \frac{U_{\text{упр}} - \Delta U_{\text{бэVT1}} - \Delta U_{\text{бэVT2}}}{I_{\text{упр}}} = \frac{7,5 - 1,5 - 1,2}{0,008} = 600 \text{ Ом.}$$

Существует упрощенная методика расчета падения напряжения базо-эмиттерного перехода $\Delta U_{\text{бэ}}$ с использованием вольт-амперной характеристики, приведенной на рисунке 3.29, б. По известным предельному и текущему значениям базового тока (эта характеристика не учитывает степень насыщения транзистора) можно определить текущее значение напряжения базо-эмиттерного перехода.

Резисторы $R1$, $R2$ устанавливают для пассивного запираения составного транзистора при однополярном напряжении управления в обязательном порядке, а при разнополярном напряжении управления $U_{\text{упр}} = \pm 7,5 \text{ В}$ они обеспечивают пропорциональное распределение напряжения отрицательной полуволны между эмиттер-базовыми переходами транзисторов.

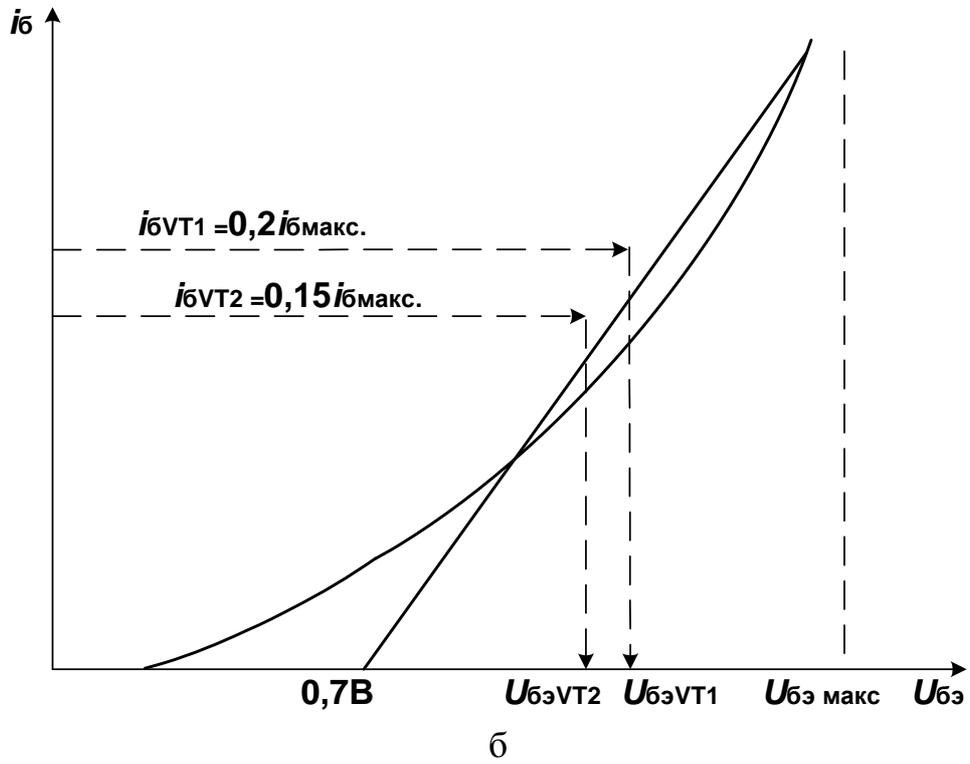
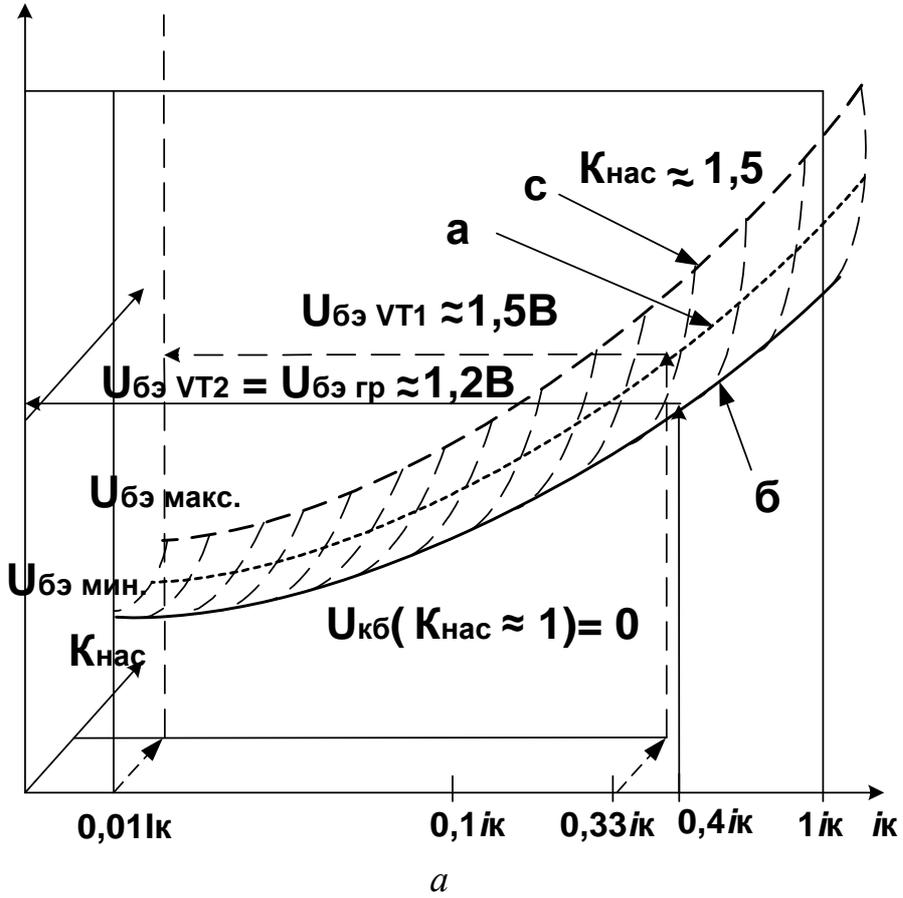


Рис. 3.29

8. Мощность, потребляемая от схемы управления, определим по выражению:

$$P_{\text{cy}} = U_{\text{упр}} I_{\text{упр}} \gamma + \frac{U_{\text{упр}} U_{\text{упр}}}{R1 + R2 + R3} (1 - \gamma) =$$

$$= 7,5 \cdot 0,008 \cdot 0,5 + \frac{7,5 \cdot 7,5}{600 + 100 + 100} (1 - 0,5) = 0,1 \text{ Вт.}$$

Это значение мощности управления удовлетворяет требованиям задачи.

9. Определим потери в силовой цепи ключа

$$P_{\text{кл}} = P_{\text{ст}} + P_{\text{дин}} = 11,5 + 8,5 = 20,0 \text{ Вт,}$$

где $P_{\text{ст}} = [(\Delta U_{\text{бэVT2}} + \Delta U_{\text{кэ насVT1}}) I_{\text{кVT1}} + \Delta U_{\text{кэVT2}} I_{\text{н}}] \gamma +$
 $+ E(I_{\text{к0VT1}} + I_{\text{к0VT2}})(1 - \gamma) = [(1,2 + 1)0,33 + 2,2 \cdot 10]0,5 +$
 $+ 200(10^{-4} + 10^{-3})(1 - 0,5) = 11,5 \text{ Вт,}$

$$P_{\text{дин}} = 0,5 E I_{\text{н}} (t_{\text{вкл}} + (t_{\text{выкл}} - t_{\text{расc}})) f = 0,5 \cdot 200 \cdot 10 (0,1 \cdot 10^{-6} +$$
 $+ 0,75 \cdot 10^{-6}) 10^4 = 8,5 \text{ Вт,}$

если фронт и спад тока и напряжения при переключении изменяются линейно.

10. Определим КПД ключа из выражения

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{н}} + P_{\text{кл}}} = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}} \gamma}{U_{\text{н}} I_{\text{н}} \gamma + P_{\text{кл}}} = \frac{200 \cdot 10 \cdot 0,5}{200 \cdot 10 \cdot 0,5 + 20,0} = 0,98.$$

Целесообразно вывести транзистор VT1 на границу насыщения, уменьшив время выключения до 1 мкс, уменьшив при этом и динамические потери до 20 Вт, это приведет к увеличению статических потерь до 15 Вт, так как возрастет $\Delta U_{\text{кбVT1}} = \Delta U_{\text{кэVT1}}$ до 1,7 В, а следовательно, и $\Delta U_{\text{кэVT2}}$ до 2,9 В. Суммарные потери $P_{\text{кл}}$ составят 35 Вт, а КПД возрастет до 97 %. Использование специальных методов формирования траектории переключения транзисторов позволяет дополнительно уменьшить потери в ключах и повысить их КПД.

3.4.2. Рассчитать электрические параметры RCD-цепи транзисторного ключа мостового нерегулируемого инвертора напряжения, работающего на активно-индуктивную нагрузку мощностью $(0 \div 1)$ кВА от источника питания постоянного тока напряжением 200 В на частоте 15 кГц, при использовании транзисторов КТ856Б со следующими характеристиками:

$U_{кэ \text{ макс}} = 350 \text{ В}$; $I_{кпост. \text{ макс}} = 10 \text{ А}$; $I_{кVT \text{ макс}} = 15 \text{ А}$; $P_{\text{ макс}} = 75 \text{ Вт}$; $\beta = (10 \div 60)$; $\Delta U_{экэ \text{ нас}} \leq 1,5 \text{ В}$ при $I_{к} = 5 \text{ А}$ и $I_{б} = 1 \text{ А}$; $U_{эб} = 5 \text{ В}$; $I_{к0} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ А}$; $t_{\text{вкл}} \leq 0,5 \text{ мкс}$; $t_{\text{выкл}} \leq 0,5 \text{ мкс}$; $t_{\text{расс.}} = 2,0 \text{ мкс}$ при $I_{к} = 5 \text{ А}$ и $I_{б} = 0,5 \text{ А}$.

1. Дано:

1.1. $E = 200 \text{ В}$.

1.2. $S_{\text{н мин}} = 0 \text{ кВА}$.

1.3. $S_{\text{н макс}} = 1 \text{ кВА}$.

1.4. $f = 15 \text{ кГц}$.

1.5. Транзистор КТ856Б.

Определить: C ; U_c ; U_{VD} ; I_{VD} ; R_z ; R_p ; L .

Схема инвертора приведена на рисунке 3.30, диаграммы, поясняющие работу ключа, на рисунке 3.31.

2. При работе инвертора на холостом ходу (ток нагрузки равен нулю) и алгоритме переключения ключей (VT1, VT4) — (VT2, VT3) — (VT1, VT4) разряженные конденсаторы C1 и C4 заряжаются через включающиеся транзисторы VT2 и VT3 по цепям $+E, C1, \text{VD3}, R_z, \text{VT2}, -E$ и $+E, \text{VT3}, C4, \text{VD8}, R_z, -E$.

Ток заряда конденсатора ограничивается зарядными резисторами и переходом транзисторов VT2 и VT3 в линейный режим.

Если выбрать R_z таким, что транзисторы не будут выходить в линейный режим, то такая RCD-цепь будет неэффективно работать в режиме максимального тока нагрузки. Поэтому выбор зарядного резистора — задача противоречивая.

Максимальный ток заряда конденсаторов С1 и С4, а на другом фронте С2 и С3 на холостом ходу можно рассчитать по формуле

$$I_{3\text{ хх}} = I_{\text{б}} \cdot \beta \cdot \kappa_{\text{нас}}. \quad (1)$$

Напряжение $U_{\text{кэ}}$ на включающемся транзисторе будет линейно уменьшаться, и его можно определить по формуле

$$U_{\text{кэ хх}} = E - \frac{I_{\text{б}} \cdot \beta \cdot \kappa_{\text{нас}}}{C} \cdot t. \quad (2)$$

Мгновенная зарядная мощность, выделяющаяся на транзисторе, определится как

$$P_{3\text{ хх}} = I_{\text{б}} \cdot \beta \cdot \kappa_{\text{нас}} \left(E - \frac{I_{\text{б}} \cdot \beta \cdot \kappa_{\text{нас}}}{C} \cdot t \right), \quad (3)$$

где $I_{\text{б}}$ — ток базы транзистора,

β — реальный коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером,

$\kappa_{\text{нас}}$ — коэффициент насыщения транзисторов (берется в пределах — 1 ÷ 1,5),

t — текущее время.

Мгновенную мощность, выделившуюся на транзисторе, можно уменьшить включением зарядных резисторов R_3 . При этом транзистор перейдет в линейный режим с тем же током (1), но напряжение на транзисторе уменьшится по сравнению с (2) на величину напряжения на зарядном резисторе R_3

$$\Delta U_{R_3} = R_3 \cdot I_{\text{б}} \cdot \beta \cdot \kappa_{\text{нас}}. \quad (4)$$

Поэтому R_3 обычно выбирают, исходя из максимальной мгновенной мощности, допустимой для данного типа транзисторов.

Для ограничения импульса тока заряда конденсатора в момент включения транзистора VT2 на уровне $I_{\text{кVTмакс}}$ (транзистор VT1 при этом выключается) сопротивление R_3 выбирается из условия:

$$R_3 \geq \frac{E_{\text{макс}}}{I_{\text{кVTмакс}}} = \frac{200}{15} = 14 \text{ Ом.}$$

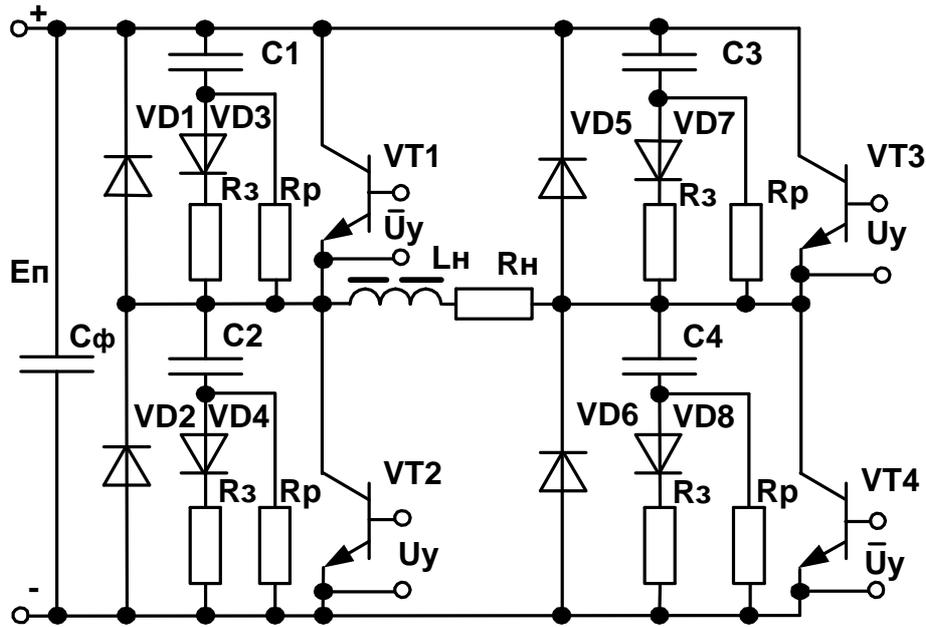


Рис. 3.30

Принимаем $R_3 = 15 \text{ Ом}$.

При работе инвертора на холостом ходу мощность, выделяемая на резисторе R_3 , определится выражением (с запасом):

$$P_3 = \frac{CE^2}{2} f,$$

а при работе на номинальную нагрузку (считая ток заряда конденсатора постоянным и равным току нагрузки):

$$P_3 = I_{\text{нэфф}}^2 R_3 f = I_{\text{н}}^2 R_3 t_{\text{выкл}} f = 5^2 \cdot 15 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 2,8 \text{ Вт}.$$

3. Емкость конденсатора находим из условия заряда конденсатора до напряжения источника питания (в общем случае до напряжения $U_{\text{кэмакс}}$):

$$C \geq \frac{I_{\text{н}} t_{\text{выкл}}}{E - I_{\text{н}} R_3} = \frac{5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{200 - 5 \cdot 15} = 2 \cdot 10^{-8} \text{ Ф} = 20 \text{ нФ}.$$

Выберем $C = 22 \text{ нФ}$, при $U_c = 200 \text{ В}$.

4. Сопротивление разрядного резистора выбирается с учетом того, что конденсатор должен полностью разрядиться за время открытого состояния транзистора по выражению:

$$R_p = \frac{1}{2f - t_{\text{выкл}}} = \frac{1}{2 \cdot 15 \cdot 10^3 - 0,5 \cdot 10^{-6}} = 300 \text{ Ом.}$$

При этом должно соблюдаться условие:

$$I_{\text{кдоп}} \geq I_{\text{н}} + \frac{U_c}{R_p} = 5 + \frac{200}{300} = 5,67 \text{ А.}$$

5. Мощность, выделяемая на разрядном резисторе, равна энергии заряженного конденсатора за единицу времени

$$P_p = \frac{CU^2}{2} f = \frac{22 \cdot 10^{-9} \cdot 200^2}{2} \cdot 15 \cdot 10^3 = 6,6 \text{ Вт.}$$

На рисунке 3.31 качественно показаны временные диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности на интервалах включения и выключения в ключе инвертора, приведенного на рисунке 3.30.

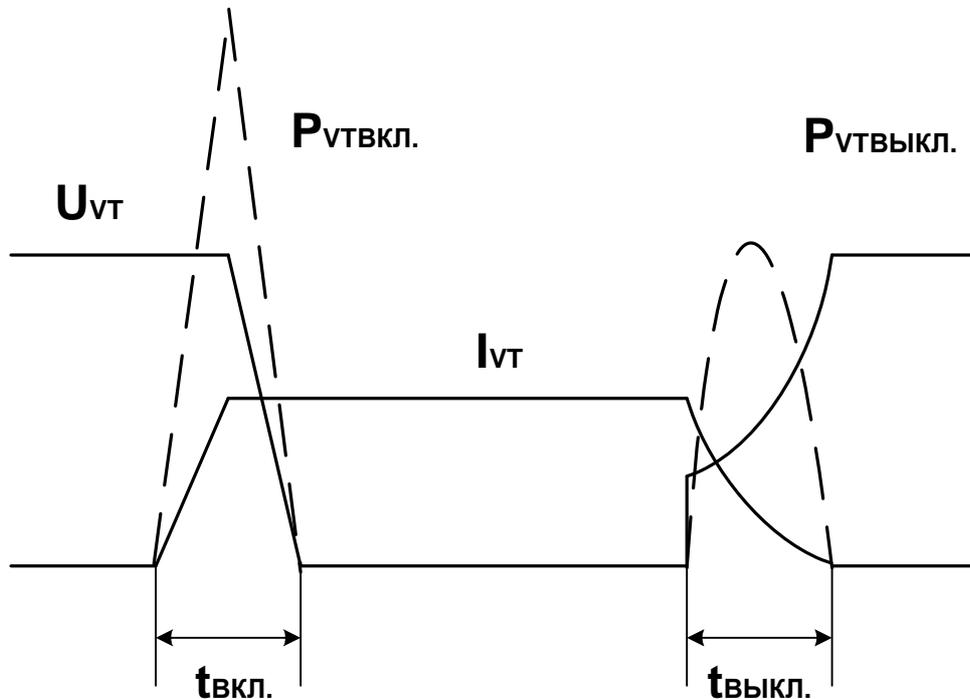


Рис. 3.31

6. Коммутационные потери в ключе определяются как сумма потерь в резисторах RCD-цепи и потерь в транзисторе при его включении:

$$P_{\text{дин}} = P_p + P_3 + 0,5EI_{\text{H}}t_{\text{вкл}}f = \\ = 6,6 + 2,8 + 0,5 \cdot 200 \cdot 5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 13,1 \text{ Вт.}$$

7. Формирование траектории включения транзистора с помощью индуктивности (см. рис. 3.32), включенной в коллекторную цепь транзистора, позволяет избавиться от зарядного резистора, а при выполнении условия

$$L = \frac{E}{I_{\text{H}}} t_{\text{вкл}} \frac{2}{9} = \frac{2 \cdot 200}{9 \cdot 5} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = 4,5 \text{ мкГн} \quad \text{и} \\ C = \frac{I_{\text{H}}}{E} t_{\text{выкл}} \frac{2}{9} = \frac{2 \cdot 5}{9 \cdot 200} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = 2,8 \text{ нФ}$$

достигается минимум общих коммутационных потерь:

$$P_{\text{д}} = (EI_{\text{H}}t_{\text{вкл}}f + EI_{\text{H}}t_{\text{выкл}}f) \left(1 - \frac{4K}{3} + K^2\right) = \\ = 2 \cdot 200 \cdot 5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 \left[1 - \frac{4 \cdot 2}{3 \cdot 3} + \left(\frac{2}{3}\right)^2\right] = 8,3 \text{ Вт,}$$

где $K = \frac{2}{3}$ — отношение времени заряда конденсатора ко времени выключения транзистора (времени нарастания тока в дросселе ко времени включения транзистора).

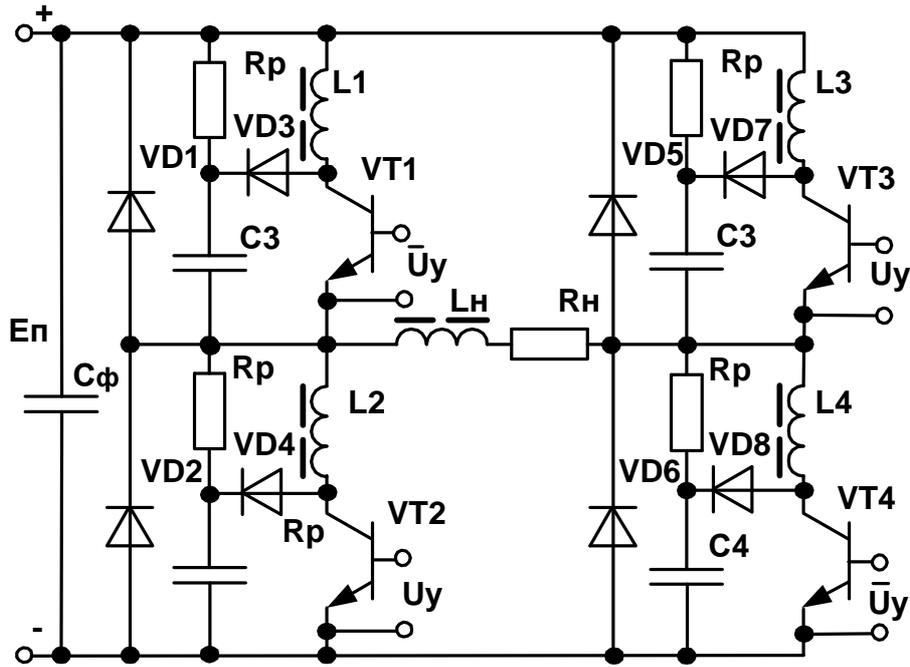


Рис. 3.32

Качественные временные диаграммы тока и напряжения и мгновенное значение мощности на интервалах включения и выключения в ключе инвертора для этого случая приведены на рисунке 3.33.

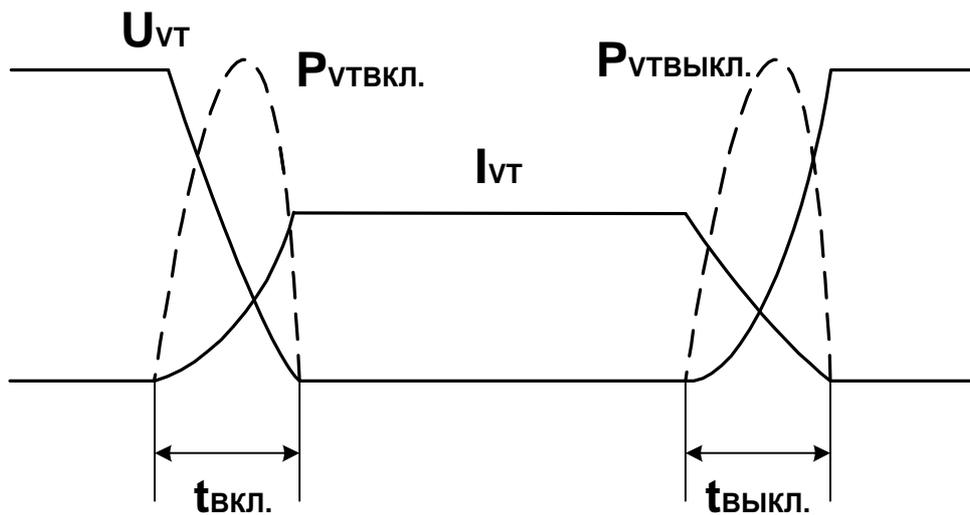


Рис. 3.33

3.4.3. Рассчитать сопротивление резисторов, шунтирующих, с целью равномерного деления напряжения, последовательно соединенные транзисторы КТ841А в ключе, коммутирующем ток 5 А источника постоянного напряжения 1000 В при активно-индуктивной нагрузке со скважностью, равной двум.

1. Формализуем задачу.

Дано:

$$E = 1000 \text{ В.}$$

$$I_H = 5 \text{ А.}$$

$$\gamma = 0,5.$$

Электрические параметры транзистора КТ841А:

$U_{кэ \text{ макс.доп}} = 600 \text{ В}$; $I_k = 5 \text{ А}$: минимальное значение тока утечки $I_{к0 \text{ мин}} = 3 \text{ мА}$; максимальный ток утечки $I_{к0 \text{ макс}} = 5 \text{ мА}$.

 Определить: количество последовательно включенных транзисторов, сопротивление шунтирующих резисторов $R_{ш}$.

2. Суммарное напряжение двух последовательно включенных транзисторов $U_{\Sigma} = 2 \cdot 600 = 1200 \text{ В} > E = 1000 \text{ В}$, следовательно, можно включить два транзистора, но при этом необходимо обеспечить равномерное деление напряжения на выключенных транзисторах.

Схема электрической цепи представлена на рисунке 3.34. Напряжение источника питания делится между последовательно включенными транзисторами пропорционально их сопротивлениям в закрытом (выключенном) состоянии.

3. Исходя из худшего случая, предположим, что $I_{к0VT1} = 3 \text{ мА}$, а $I_{к0VT2} = 5 \text{ мА}$. Определим сопротивление транзисторов в закрытом состоянии:

$$R_{VT1} = \frac{U_{кэ \text{ макс.доп}}}{I_{к0VT1}} = \frac{600}{3 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ кОм,}$$

$$R_{VT2} = \frac{U_{кэ \text{ макс.доп}}}{I_{к0VT2}} = \frac{600}{5 \cdot 10^{-3}} = 120 \text{ кОм.}$$

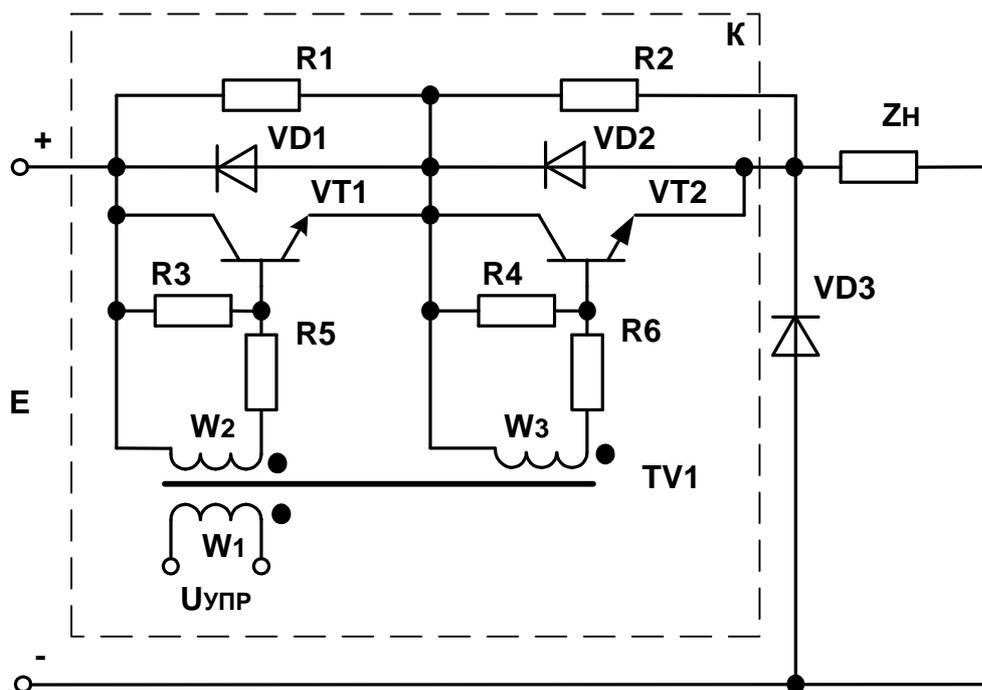


Рис. 3.34

В этом случае напряжение, прикладываемое к каждому закрытому транзистору, определится по выражению:

$$U_{кэVT1} = \frac{ER_{VT1}}{R_{VT1} + R_{VT2}} = \frac{1000 \cdot 200 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-3} + 120 \cdot 10^{-3}} = 625 \text{ В,}$$

$$U_{кэVT2} = \frac{ER_{VT2}}{R_{VT1} + R_{VT2}} = \frac{1000 \cdot 120 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-3} + 120 \cdot 10^{-3}} = 375 \text{ В.}$$

Так как $U_{кэ \text{ максдоп}} = 600 \text{ В} < U_{кэVT1} = 625 \text{ В}$, то этот транзистор будет «пробит» и выйдет из строя, а затем и другой. Включение параллельно транзисторам правильно выбранных шунтирующих резисторов обеспечивает равномерное (с необходимой точностью) в статике деление напряжения источника питания между транзисторами.

На практике сопротивление шунтирующих резисторов выбирается в пределах от $\frac{R_{VT}}{10}$ до $\frac{R_{VT}}{3}$, обеспечивая заданную точность деления напряжения между транзисторами, с одной стороны, и минимум потерь в шунтирующей цепи, с другой стороны.

4. Определим сопротивление шунтирующих резисторов:

$$R_{\text{ш}} = \frac{R_{\text{VTмин}}}{3} = \frac{120 \cdot 10^3}{3} = 40 \text{ кОм.}$$

При этом эквивалентные сопротивления параллельных цепей

$$R_{\text{э1}} = \frac{R_{\text{VT1}} R_{\text{ш}}}{R_{\text{VT1}} + R_{\text{ш}}} = \frac{200 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3 + 40 \cdot 10^3} = 33,3 \text{ кОм,}$$

$$R_{\text{э2}} = \frac{R_{\text{VT2}} R_{\text{ш}}}{R_{\text{VT2}} + R_{\text{ш}}} = \frac{120 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3}{120 \cdot 10^3 + 40 \cdot 10^3} = 30 \text{ кОм.}$$

5. Определим напряжения, прикладываемые к транзисторам

$$U_{\text{кэVT1}} = \frac{ER_{\text{э1}}}{R_{\text{э1}} + R_{\text{э2}}} = \frac{1000 \cdot 33,3 \cdot 10^3}{33,3 \cdot 10^3 + 30 \cdot 10^3} = 526 \text{ В,}$$

$$U_{\text{кэVT2}} = \frac{ER_{\text{э2}}}{R_{\text{э1}} + R_{\text{э2}}} = \frac{1000 \cdot 30 \cdot 10^3}{33,3 \cdot 10^3 + 30 \cdot 10^3} = 474 \text{ В.}$$

$U_{\text{кэVT1}} < U_{\text{кэVTдоп}}$, $U_{\text{кэVT2}} < U_{\text{кэVTдоп}}$ — значит, поставленная задача выполнена, т.е. допустимое распределение напряжения источника питания между закрытыми транзисторами обеспечено.

6. Определим мощность, выделяемую на шунтирующих резисторах:

$$P_{\text{R1}} = \frac{E}{2R_{\text{ш}}} U_{\text{кэVT1}} \gamma = \frac{1000}{2 \cdot 40 \cdot 10^3} \cdot 526 \cdot 0,5 = 3,3 \text{ Вт.}$$

$$P_{\text{R2}} = \frac{E}{2R_{\text{ш}}} U_{\text{кэVT2}} \gamma = \frac{1000}{2 \cdot 40 \cdot 10^3} \cdot 474 \cdot 0,5 = 3 \text{ Вт.}$$

В результате можно сделать следующие выводы:

– чем больше разброс токов утечки транзисторов и чем равномернее необходимо разделить напряжение между транзи-

сторонами, тем больше должно быть соотношение $\frac{R_{VT}}{R_{ш}}$, но при этом возрастают и потери. Заметим, что для равномерного деления напряжения на транзисторах при переключениях необходимы еще и динамические цепи деления напряжения, что приводит к усложнению ключей.

3.4.4. Рассчитать сопротивление балластных резисторов, обеспечивающих деление тока нагрузки 12 А между тремя параллельно включенными транзисторами с разбросом токов не более десяти процентов. Транзисторы работают в ключевом режиме с относительной длительностью включенного состояния 0,36, минимальное остаточное падение напряжения на первом транзисторе равно 1В, динамическое сопротивление первого транзистора 0,05 Ом, а у каждого последующего напряжение больше на 0,1 В и сопротивление больше на 0,01 Ом.

Схема ключа на параллельных транзисторах приведена на рисунке 3.35.

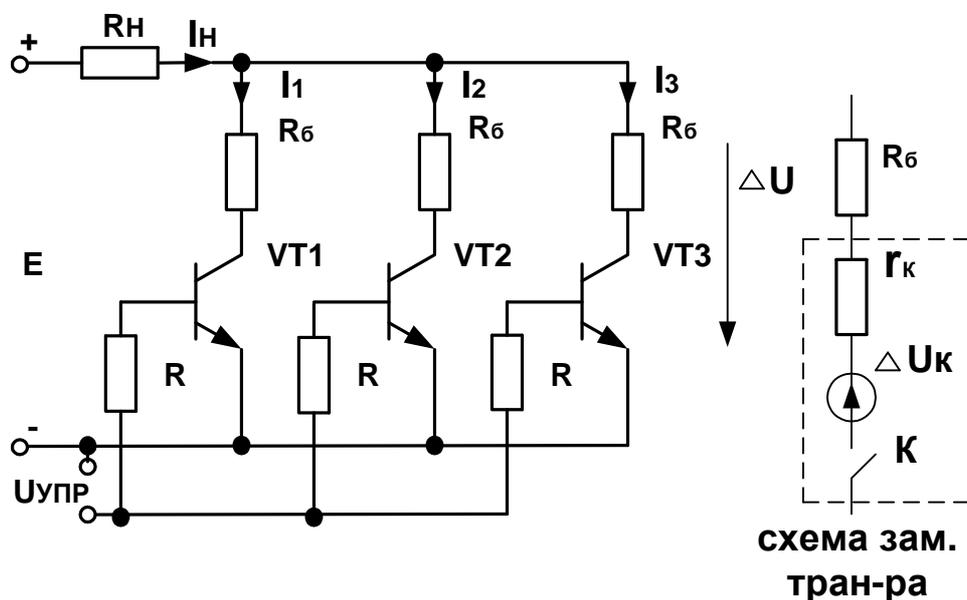


Рис. 3.35

1. Дано:
- 1.1. $I_H = 12$ А.
- 1.2. $n = 3$.

$$1.3. U_{кэ0 \text{ мин}} = 1,0 \text{ В.}$$

$$1.4. \Delta U_{кэ} = 0,1 \text{ В.}$$

$$1.5. r_k = 0,05 \text{ Ом.}$$

$$1.6. \Delta r_k = 0,01 \text{ Ом.}$$

$$1.7. I_{к \text{ макс}} - I_{к \text{ мин}} \leq 0,1 \frac{I_H}{3}.$$

$$1.8. \gamma = 0,36.$$

 Определить: R_{σ} .

2. Для параллельно включенных транзисторов с балластными резисторами справедливы уравнения

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 + I_3 &= I_H; \\ I_1 (r_{к1} + R_{\sigma}) + \Delta U_{кэ1} &= \Delta U; \\ I_2 (r_{к2} + R_{\sigma}) + \Delta U_{кэ2} &= \Delta U; \\ I_3 (r_{к3} + R_{\sigma}) + \Delta U_{кэ3} &= \Delta U. \end{aligned} \quad (1)$$

Выразив токи каждого транзистора и подставив в первое уравнение, получим:

$$\frac{\Delta U - \Delta U_{кэ1}}{r_{к1} + R_{\sigma}} + \frac{\Delta U - \Delta U_{кэ2}}{r_{к2} + R_{\sigma}} + \frac{\Delta U - \Delta U_{кэ3}}{r_{к3} + R_{\sigma}} = I_H. \quad (2)$$

Выражение (2) легко распространяется на любое число параллельно включенных транзисторов.

3. Из выражения (2) находим

$$\begin{aligned} \Delta U = & \frac{I_H (r_{к1} + R_{\sigma})(r_{к2} + R_{\sigma})(r_{к3} + R_{\sigma}) + \Delta U_{кэ1} (r_{к2} + R_{\sigma})(r_{к3} + R_{\sigma}) +}{(r_{к2} + R_{\sigma})(r_{к3} + R_{\sigma}) +} \\ & + \Delta U_{кэ2} (r_{к1} + R_{\sigma})(r_{к3} + R_{\sigma}) + \Delta U_{кэ3} (r_{к1} + R_{\sigma})(r_{к2} + R_{\sigma})}{+(r_{к1} + R_{\sigma})(r_{к3} + R_{\sigma}) + (r_{к1} + R_{\sigma})(r_{к2} + R_{\sigma})}. \end{aligned} \quad (3)$$

Подставляя в (3) исходные параметры и $R_{\sigma} = 0$, находим падение напряжения на ключе

$$\Delta U = \frac{12 \cdot 0,05 \cdot 0,07 + 1 \cdot 0,06 \cdot 0,07 + 1,1 \cdot 0,05 \cdot 0,07 +}{0,06 \cdot 0,07 + 0,05 \cdot 0,07 +} \\ + \frac{1,2 \cdot 0,05 \cdot 0,06}{+0,05 \cdot 0,06} = 1,324 \text{ В.}$$

Подставляя полученное ΔU в уравнения (1) и выражая токи в транзисторах, получим

$$I_1 = \frac{\Delta U - \Delta U_{кэ1}}{r_{к1}} = \frac{1,324 - 1}{0,05} = 6,48 \text{ А}; \quad I_2 = 3,73 \text{ А}; \quad I_3 = 1,77 \text{ А.}$$

При этом

$$I_{\text{н}} = \sum I_i = 11,98 \text{ А},$$

а разброс токов в транзисторах составляет

$$\frac{I_1 - I_3}{\frac{I_{\text{н}}}{n}} = \frac{(6,4 - 2,1)}{\frac{12}{3}} = 1,1775,$$

т.е. 117,8 % — что не удовлетворяет условиям задачи.

3. Определим допустимый разброс токов по выражению:

$$\frac{\Delta I}{\frac{I_{\text{н}}}{n}} = \frac{I_1 - I_3}{\frac{I_{\text{н}}}{n}} = 0,1,$$

где n — число параллельно включенных транзисторов.

Разность токов между максимально и минимально нагруженными транзисторами составит

$$\Delta I = I_1 - I_3 = \frac{I_{\text{н}}}{3} \cdot 0,1 = \frac{12}{3} \cdot 0,1 = 0,4 \text{ А.}$$

4. Находим сопротивление балластного резистора из условия:

$$I_1 (r_{к1} + R_б) + U_{кэ1} = I_2 (r_{к2} + R_б) + U_{кэ2} = I_3 (r_{к3} + R_б) + U_{кэ3};$$

$$I_1 = \frac{I_H}{3} + \frac{\Delta I}{2}, \quad I_3 = \frac{I_H}{3} - \frac{\Delta I}{2}.$$

Подставляя значения токов I_1 и I_3 в первое уравнение

$$\left(\frac{I_H}{3} + 0,5\Delta I\right)(r_{к1} + R_б) + U_{кэ1} = \left(\frac{I_H}{3} - 0,5\Delta I\right)(r_{кэ3} + R_б) + U_{кэ3},$$

получим $R_б = 0,64$ Ом.

5. По выражению (3) определим $\Delta U = 3,9$ В и токи в параллельно включенных транзисторах при включенных последовательно с транзисторами балластными резисторами с сопротивлением 0,64 Ом

$$I_1 = 4,2 \text{ А}; I_2 = 4,0 \text{ А}; I_3 = 3,8 \text{ А}.$$

6. Потери мощности на каждом из балластных резисторов

$$P_{R_б} = \left(\frac{I_{н\text{эфф}}^2}{n} R_б = \frac{I_H}{3} \sqrt{\gamma}\right)^2 R_б = \left(\frac{12}{3} \sqrt{0,36}\right)^2 \cdot 0,64 = 3,7 \text{ Вт},$$

а падение напряжения на ключе возросло с 1,32 В до 3,9 В.

В результате расчетов можно сделать вывод:

– чем больше разброс параметров параллельно включенных транзисторов и чем точнее необходимо разделить общий ток между транзисторами, тем больше должно быть сопротивление балластного резистора, но при этом возрастают и потери. На практике рекомендуют выбирать сопротивление балластного резистора таким, чтобы выполнялось условие

$$\Delta U_R = I_K R_б \approx (2 \div 3) U_{кэ\text{нас}},$$

при этом точность деления тока в статике составляет не более 20 %.

3.4.5. Рассчитать исходные данные для проектирования трансформатора тока в ключе с токовым управлением на транзисторе 2Т856А, коммутирующем постоянный ток 8А с частотой 10 кГц и скважностью, равной двум.

1. Дано:

1.1. $I_k = 8 \text{ А}$.

1.2. $f = 20 \text{ кГц}$.

1.3. Электрические параметры 2Т856А $I_{\text{кмакс}} = 10 \text{ А}$;

$h_{21Э} = (10 \div 30)$ при $U_{кэ} = 5 \text{ В}$; $I_k = 5 \text{ А}$;

$U_{\text{бэнас}} = (0,9 \dots 0,95 \dots 2) \text{ В}$ при $I_k = 5 \text{ А}$; $I_б = 1 \text{ А}$; $t_{\text{вкл}} = 1 \text{ мкс}$.

1.4. $\gamma = 0,5$.

 Определить: число витков обмоток W_1 ; W_2 ; W_3 ; сечение проводов обмоток S_{W1} ; S_{W2} ; S_{W3} .

Главная цель токового управления — стабилизировать степень насыщения транзистора при изменении тока нагрузки, дополнительная — обеспечить гальваническую развязку силовой цепи преобразователя и маломощной схемы устройства управления (УУ), а также уменьшить мощность, потребляемую от источника питания УУ.

На рисунке 3.36 приведена схема транзисторного ключа постоянного тока с пропорциональным токовым управлением.

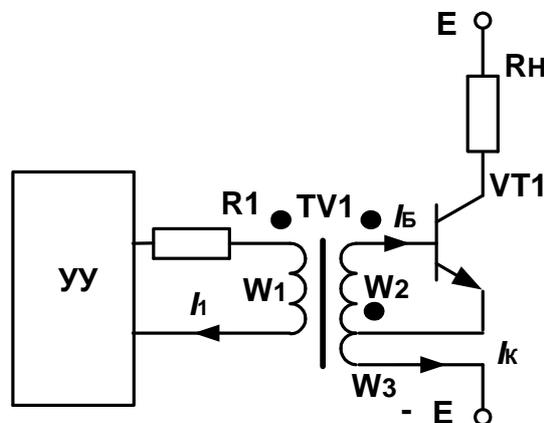


Рис. 3.36

2. Основные расчетные соотношения:

$$\text{а) } U_{W_2} = U_{\text{бэ}}; \quad \text{б) } I_{\text{б}} W_2 = I_{\text{к}} W_3; \quad \text{в) } I_{\text{к}} = I_3; \quad I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}} K_{\text{нас}}}{h_{21\text{мин}}}.$$

3. Из соотношения (2б) определим

$$W_2 = \frac{I_{\text{к}} W_3}{I_{\text{б}}} = \frac{I_{\text{к}} W_3}{\frac{I_{\text{к}} K_{\text{нас}}}{h_{21\text{мин}}}} = \frac{h_{21\text{мин}} W_3}{K_{\text{нас}}} = \frac{10 W_3}{1,2} = 8,33 W_3,$$

где $K_{\text{нас}}$ — степень насыщения транзистора, задается в пределах от 1,1 до 1,5. Примем $K_{\text{нас}} = 1,2$.

$$K_{23} = \frac{W_2}{W_3} = 8,33.$$

4. Амплитуда импульса управления определяется напряжением источника питания выходного каскада устройства управления, а длительность импульса должна превышать время включения силового транзистора. Так как время включения транзистора составляет одну микросекунду, можно формировать включающий импульс длительностью в пределах 5 мкс. На интервале включения силового транзистора до срабатывания положительной обратной связи по току сопротивление R_1 определяет величину базового тока транзистора выражением

$$R_1 = \frac{(E - U_{\text{бэ макс}} \frac{W_1}{W_2}) \frac{W_1}{W_2}}{I_{\text{б}}}. \quad (1)$$

При этом гарантированное включение силового транзистора при отклонениях напряжения источника и питания, разбросе характеристик транзистора выполняется при условии

$$I_1 R_1 = (2 \div 3) U_{\text{бэ}} \frac{W_1}{W_2}. \quad (2)$$

Определим из выражения (2) сопротивление R_1

$$R_1 = \frac{(2 \div 3)U_{\text{бэ нас}} W_1^2}{I_6 W_2^2}. \quad (3)$$

Решив совместно выражения (1) и (3), найдем

$$W_1 = \frac{EW_2}{(3 \div 4)U_{\text{бэ нас}}} = \frac{15W_2}{3 \cdot 2} = 3W_2,$$

$$K_{12} = \frac{W_1}{W_2} = 3,$$

где E — напряжение источника питания выходного каскада УУ.

Примем $E = 15 \text{ В}$, $U_{\text{бэ макс}} = U_{\text{бэ нас}} = 2 \text{ В}$.

5. Находим сопротивление резистора R_1

$$R_1 = \frac{2U_{\text{бэ}} K_{12}^2}{I_6} = \frac{2U_{\text{бэ}} K_{12}^2 K_{23}}{I_k} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 3^2 \cdot 8,33}{8} = 37,4 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_1 = 36 \text{ Ом}$. Мощность, выделяемая на резисторе, определится выражением

$$P_{R1} = I_1^2 R \gamma_1 = \frac{I_k^2}{\left(\frac{W_1}{W_3}\right)^2} R \gamma_1 = \frac{8^2}{27^2} 36 \cdot 0,1 = 0,3 \text{ Вт},$$

где $\gamma_1 = t_{\text{имп}} f = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,1$ — относительная длительность импульса управления, а $\frac{W_1}{W_3} = 27$ — определено в п.7.

Выбираем резистор R_1 — 36 Ом — 0,5 Вт.

6. Для определения числа витков и сечения проводов обмоток трансформатора необходимо определить габаритную мощность трансформатора

$$\begin{aligned}
 P_{\Gamma} &= \frac{U_{\text{бэ эфф}} I_{2 \text{ эфф}} + U_{\text{W3 эфф}} I_{\text{к эфф}} + U_{\text{W1 эфф}} I_{1 \text{эфф}}}{2} = \\
 &= \frac{U_{\text{бэ}} \frac{I_{\text{к}} K_{\text{нас}}}{h_{21\text{мин}}} \gamma + \frac{U_{\text{бэ}}}{K_{23}} I_{\text{к}} \gamma + U_{\text{бэ}} K_{13} \frac{I_{\text{б}}}{K_{13}} \gamma_1}{2} = \\
 &= \frac{2 \frac{8 \cdot 1,2}{10} 0,5 + \frac{2}{8,33} 8 \cdot 0,5 + 2 \cdot 27 \frac{1}{27} 0,1}{2} = 0,97 \text{ Вт.}
 \end{aligned}$$

Тогда:

$$S_{\text{ок}} S_{\text{С}} = \frac{10^2 P_{\Gamma}}{2 k_{\text{ф}} j B f k_{\text{с}} k_{\text{о}}} = \frac{10^2 \cdot 0,97}{2 \cdot 1 \cdot 5 \cdot 0,2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 0,25} \approx 0,02 \text{ см}^4,$$

где $k_{\text{ф}}$ — коэффициент формы (для прямоугольника $k_{\text{ф}} = 1$);

j — плотность тока в обмотках трансформатора (для высокочастотных маловитковых трансформаторов выбирается в пределах от $4 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$ до $6 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$), примем $j = 5 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$;

B — индукция в магнитопроводе (для высокочастотных трансформаторов, выполненных на ферритах, выбирается в пределах $0,15 \div 0,35$ Тл), примем $\Delta B = B_{\text{с}} - B_{\text{г}} = 0,2$ Тл;

$k_{\text{с}}$ — коэффициент заполнения сердечника (для ферритов $k_{\text{с}} = 1$);

$k_{\text{о}}$ — коэффициент заполнения окна сердечника медью (для проводов круглого сечения выбирается в пределах от 0,2 до 0,35), примем $k_{\text{о}} = 0,25$.

Выбираем ферритовый сердечник марки М2000НМ-1А типа К10х6х4,5, имеющий размеры $D = 10\text{мм}$, $d = 6\text{мм}$, $h = 4,5\text{мм}$, $S_{\text{С}} = 9 \text{ мм}^2$, $S_{\text{о}} = 0,282 \text{ см}^2$.

7. Рассчитываем число витков базовой обмотки W_2 , исходя из условия $U_{\text{бз}} = U_{W_2} = 2 \text{ В}$.

$$W_2 = \frac{10^4 U_{W_2}}{4k_{\phi} B f S_c k_c} = \frac{10^4 \cdot 2}{4 \cdot 1 \cdot 0,2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,09 \cdot 1} \approx 3 \text{ витка},$$

при соотношении $\frac{W_2}{W_3} = 8,33$ примем число витков обмотки $W_3 = 1$, а число витков $W_2 = 9$,

$$\text{тогда } W_1 = 3W_2 = 27 \text{ витков и } \frac{W_1}{W_3} = 27.$$

8. Сечение проводов
третьей (токовой) обмотки

$$S_{W_3} = \frac{I_k \sqrt{\gamma}}{j} = \frac{8 \sqrt{0,5}}{5} = 1,12 \text{ мм}^2,$$

второй (базовой) обмотки

$$S_{W_2} = \frac{I_k K_{\text{нас}} \sqrt{\gamma}}{h_{21\text{мин}} j} = \frac{8 \cdot 1,2 \sqrt{0,5}}{10 \cdot 5} = 0,45 \text{ мм}^2,$$

первичной обмотки

$$S_{W_1} = \frac{I_k \sqrt{\gamma_1} W_3}{j W_1} = \frac{8 \cdot 1,2 \sqrt{0,1} \cdot 1}{5 \cdot 27} = 0,022 \text{ мм}^2.$$

3.4.6. Рассчитать параметры элементов управляемого ключа переменного тока, установленного на входе мостового выпрямителя с LC-фильтром, работающего на активную нагрузку 10 Ом, если напряжение питающей сети 220 В, частота 50 Гц, а напряжение нагрузки 100 В. Ключ выполнен на базе биполярного тран-

зистора, работающего с частотой 10 кГц по схеме, приведенной на рисунке 3.37.

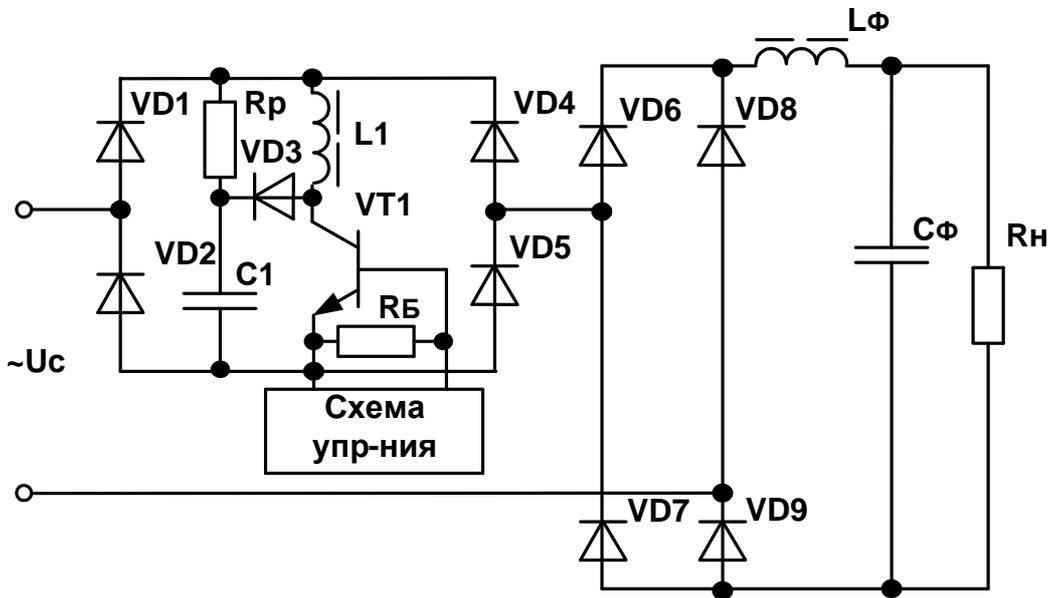


Рис. 3.37

1. Дано:

$$\sim U_c = 220 \text{ В.}$$

$$f_c = 50 \text{ Гц.}$$

$$U_H = 100 \text{ В.}$$

$$R_H = 10 \text{ Ом.}$$

$$f_k = 10 \text{ кГц.}$$

$$\kappa_n' = 5 \text{ \%}.$$

 Определить: $U_{кэ \text{ макс}}$; $I_{к \text{ макс}}$; C_1 ; R_P ;

2. Использование регулятора напряжения на основе управляемого ключа переменного тока, работающего на повышенной частоте, установленного на входе выпрямителя, позволяет реализовать высокочастотное регулирование постоянного напряжения без увеличения коэффициента пульсаций в отличие от управляемого выпрямителя. Для расчета параметров сглаживающего LC-фильтра справедливы все соотношения, используемые при расчете неуправляемых выпрямителей.

Среднее значение выпрямленного напряжения определится в этом случае по выражению:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{д}}\gamma = \frac{2U_{\text{с макс}}\gamma}{\pi} = 0,9U_{\text{с эфф}}\gamma,$$

где $\gamma = \frac{t_{\text{и}}}{T} = t_{\text{и}}f_{\text{к}}$ — относительная длительность открытого состояния транзистора на периоде повышенной частоты переключения транзистора.

Определим

$$\gamma = \frac{U_{\text{н}}}{0,9U_{\text{с эфф}}} = \frac{100}{0,9 \cdot 220} = 0,57.$$

3. Ток дросселя выходного фильтра, равный току нагрузки, находим по выражению:

$$I_{\text{Л}} = I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{100}{10} = 10 \text{ А.}$$

4. Для расчета параметров элементов сглаживающего фильтра можем воспользоваться известными соотношениями, т.к. номера внесенных гармоник повышенной частоты имеют высокий порядок

$$N = \frac{2f_{\text{к}}}{f_{\text{с}}} \pm nf_{\text{с}} = \frac{20 \cdot 10^3}{50} \pm 50n = 400 \pm 50n,$$

где $n = 1; 2; 3 \dots$,

и внесенные гармоники будут фильтроваться с более сильной степенью.

$$L_{\text{ф}}C_{\text{ф}} = \frac{\kappa_{\text{сгл.}} + 1}{m_{\text{н}}^2 \omega_{\text{с}}^2} = \frac{13,4 + 1}{2^2 \cdot (2 \cdot 3,14 \cdot 50)^2} = 3,65 \cdot 10^{-5} \text{ ГнФ},$$

где $\kappa_{\text{сгл.}} = \frac{\kappa_{\text{п}}}{\kappa_{\text{п}}} = \frac{0,67}{0,05} = 13,4$; $m_{\text{п}} = 2$ — количество пульсаций на выходе однофазного мостового выпрямителя (на частоте сети).

5. Из условия непрерывности тока в дросселе фильтра определим его индуктивность

$$L_{\text{кр}} = \frac{2R_{\text{н}}}{(m_{\text{п}}^2 - 1)m_{\text{п}}\omega_{\text{с}}} = \frac{2 \cdot 10}{(2^2 - 1) \cdot 2 \cdot 314} = 0,01 \text{ Гн.}$$

Примем $L_{\text{ф}} = 0,015 \text{ Гн} \geq 0,01 = L_{\text{кр}}$ (три последовательно включенных дросселя Д270Т с параметрами $L = 0,005 \text{ Гн}$, $I_{\text{п}} = 12,5 \text{ А}$).

6. Определим $C_{\text{ф}} = \frac{L_{\text{ф}}C_{\text{ф}}}{L_{\text{ф}}} = \frac{3,65 \cdot 10^{-5}}{0,015} = 24 \cdot 10^{-4} \text{ Ф.}$

Соединим параллельно 11 конденсаторов К50-31— 220 мкФ — 350 В.

7. Для исключения резонансных явлений должно соблюдаться условие:

$$\begin{aligned} L_{\text{ф}}C_{\text{ф}} &= 0,015 \cdot 24,2 \cdot 10^{-4} = \\ &= 3,63 \cdot 10^{-5} \geq \frac{4}{m_{\text{п}}^2\omega_{\text{с}}^2} = \frac{4}{2^2 \cdot 314^2} = 10^{-5} \text{ ГнФ.} \end{aligned}$$

8. Средний ток диодов выпрямителя

$$I_{\text{VD ср.}} = \frac{I_{\text{н}}}{2} = \frac{10}{2} = 5 \text{ А.}$$

9. Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам выпрямителя, с учетом возможного режима холостого хода будет равно

$$U_{\text{VD обр макс}} = \sqrt{2}U_{\text{с}} = 1,41 \cdot 220 = 310 \text{ В.}$$

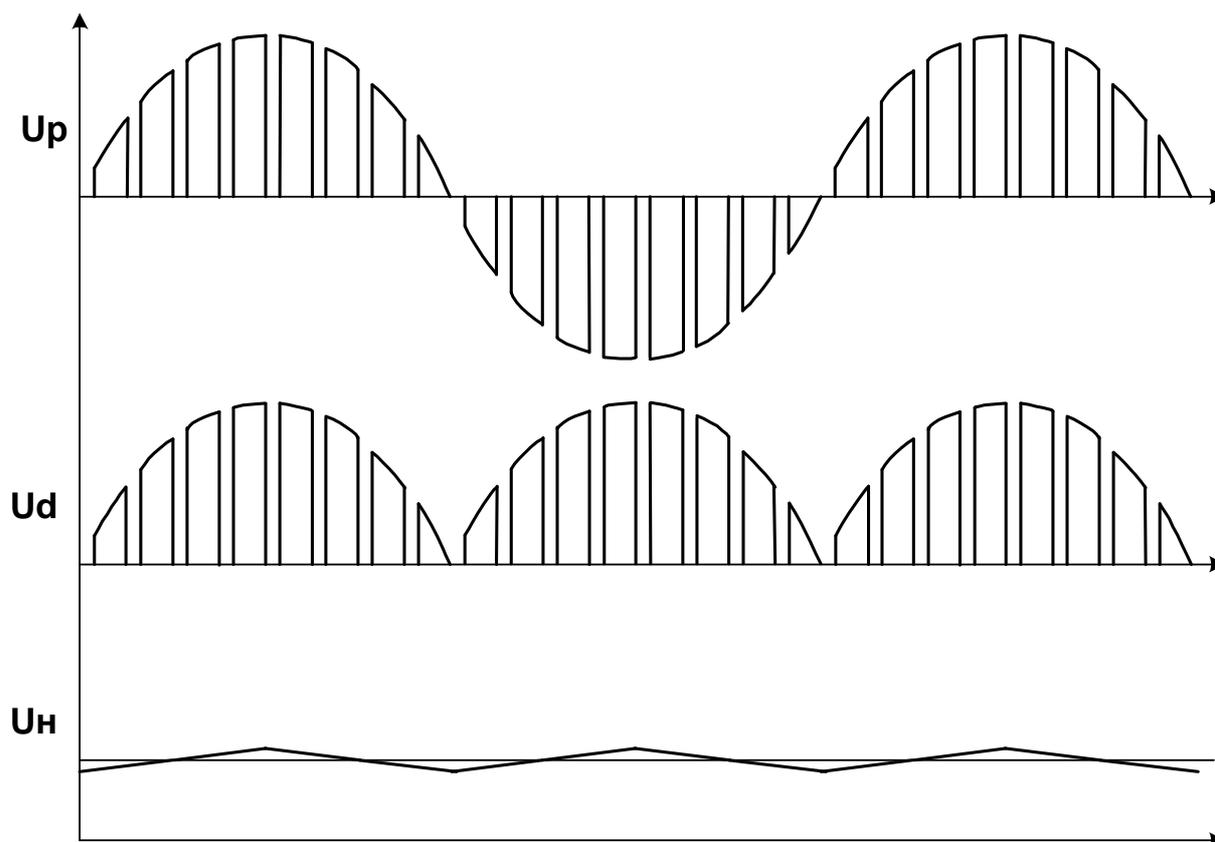


Рис. 3.38

Выбираем диоды 2Д2990А с параметрами $U_{\text{обр. макс}} = 600 \text{ В}$;
 $I_{\text{пр}} = 20 \text{ А}$; $t_{\text{восст}} = 0,15 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

10. Максимальный ток, протекающий через транзистор

$$I_{\text{кVT}} = I_{\text{L}} = 10 \text{ А}.$$

11. Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, как и в случае с диодами при возможности холостого хода

$$U_{\text{кэ макс}} = \sqrt{2}U_{\text{с}} = 1,41 \cdot 220 = 310 \text{ В}.$$

Выбираем транзистор 2Т878Б с параметрами:

$U_{\text{кэ}} = 600 \text{ В}$ при $R_{\text{бэ}} = 10 \text{ Ом}$, $I_{\text{к}} = 25 \text{ А}$, $t_{\text{вкл. макс}} = 0,4 \text{ мкс}$,
 $t_{\text{выкл. макс}} = 0,5 \text{ мкс}$, $U_{\text{кэ нас}} = (0,35 \dots 0,42 \dots 1,5) \text{ В}$, $I_{\text{к0 макс}} = 40 \text{ мА}$.

12. Емкость конденсатора RLCD-цепи рассчитываем по выражению:

$$C_1 = \frac{I_H}{U_{с\ макс}} t_{\text{выкл}} \frac{2}{9} = \frac{2 \cdot 10}{9 \cdot \sqrt{2} \cdot 220} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = 3,6 \text{ нФ.}$$

Выбираем конденсатор КД-2-3,6 нФ-500 В.

13. Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диоду защитной RLCD-цепи, равно амплитудному значению сетевого напряжения $U_{\text{обр. макс}} = 310 \text{ В}$, а ток равен максимальному току транзистора $I_{\text{пр}} = 10 \text{ А}$.

Для унификации выбираем диод 2Д2990А.

14. Индуктивность L_1 уменьшает потери в транзисторе и рассчитывается по формуле

$$L_1 = \frac{2\sqrt{2}U_{с\ \text{эфф}} t_{\text{вкл}}}{9I_{\text{макс}}} = \frac{2 \cdot 311 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6}}{9 \cdot 10} = 2,76 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \approx 3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Выбираем дроссель Д13-21 с параметрами $L_{\text{обм}} = 20 \text{ мкГн}$; $I_{\text{п}} = 16 \text{ А}$.

15. Сопротивление разрядного резистора находим из условия:

$$R_p = \frac{\frac{1}{f_k} (1 - \gamma)}{(3 \div 5) C_1} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} (1 - 0,57) = 2,4 \text{ кОм.}$$

Мощность разрядного резистора

$$\begin{aligned} P_{R_p} &\geq \left(\frac{CU_{\text{макс}}^2}{2} + \frac{LI_{\text{макс}}^2}{2} \right) f_k = \\ &= \left(\frac{3,6 \cdot 10^{-9} \cdot 311^2}{2} + \frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2}{2} \right) 20 \cdot 10^3 = 6,42 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Выбираем резистор С2-29-2 — 4 кОм.

На рис. 3.38 приведены диаграммы напряжений, характеризующие работу схемы на рис. 3.37.

3.4.7. Непосредственный преобразователь постоянного напряжения (НПН) используется в качестве регулирующего органа зарядного устройства аккумуляторных батарей. Рассчитать параметры силового ключа НПН, питание которого осуществляется от выпрямленной сети переменного тока с напряжением 220 В при условии, что выходное напряжение НПН равно 15 В при максимальном токе нагрузки 15 А, а размах пульсаций выходного тока не превышает 0,5 А. Сделать сравнительный анализ потерь в ключе, если он работает на частоте 20 кГц, а в качестве ключа используется биполярный, полевой или IGBT-транзистор. Схема силовой цепи зарядного устройства приведена на рисунке 3.39.

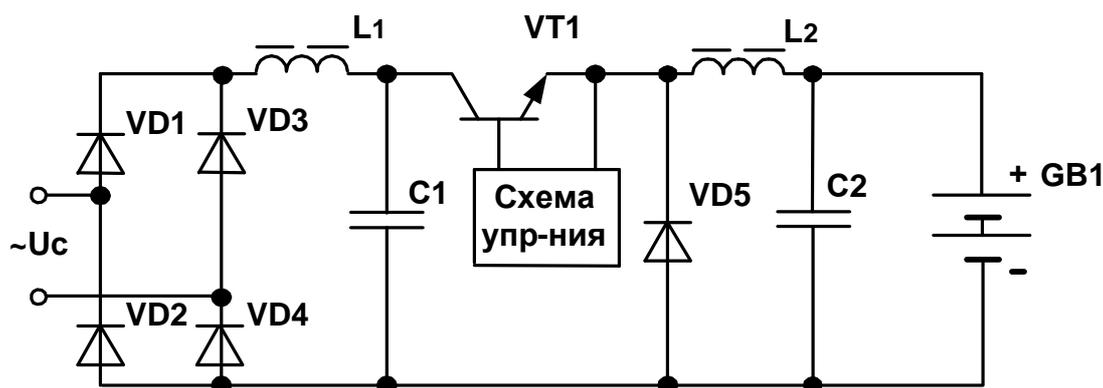


Рис. 3.39

1. Дано:

1.1. $\sim U_c = 220 \text{ В.}$

1.2. $U_{\text{ВЫХ}} = 15 \text{ В.}$

1.3. $I_{\text{ВЫХ. МАКС}} = 10 \text{ А.}$

1.4. $f_{\text{П}} = 20 \text{ кГц.}$

1.5. $\Delta I_{\text{ВЫХ}} = 0,5 \text{ А.}$

1.6. Тип тр-ра — биполярный, полевой, IGBT.

Определить: P_{VT}

2. Напряжение U_d на конденсаторе $C1$ в установившемся режиме будет равно:

$$U_{C1} = U_d = \frac{\sim U_c}{1,11} = \frac{220}{1,11} = 200 \text{ В.}$$

3. Относительная длительность открытого состояния транзистора находится из условия:

$$\gamma = \frac{U_{\text{ВЫХ.}}}{U_d} = \frac{15}{200} = 0,075.$$

4. По заданной величине размаха пульсаций выходного тока определим индуктивность дросселя $L2$ по выражению:

$$L2 = \frac{U_n(1-\gamma)}{\Delta I_L f_k} = \frac{15(1-0,075)}{0,5 \cdot 20 \cdot 10^3} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Полученная индуктивность удовлетворяет условию непрерывности тока в дросселе и определяется выражением:

$$L2 \geq L_{\text{кр}} = \frac{(1-\gamma)U_{\text{ВЫХ}}}{2f_{\text{П}} I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{(1-0,075)15}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10} = 35 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

5. Максимальное значение тока, протекающего через транзистор, определится по выражению:

$$I_{\text{VTмакс}} = I_n + \frac{\Delta I_L}{2} = 10 + \frac{0,5}{2} = 10,25 \text{ А.}$$

6. Находим напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору:

$$U_{\text{VTмакс}} = U_{\text{dмакс}} = \sqrt{2}U_c = 1,41 \cdot 220 = 310 \text{ В.}$$

Выбираем биполярный транзистор 2Т878Б с параметрами:

$$U_{кэ} = 600 \text{ В при } R_{бэ} = 10 \text{ Ом}; I_{к} = 25 \text{ А};$$

$$\Delta U_{кэ \text{ нас}} = (0,35 \dots 0,45 \dots 1,5) \text{ В при } I_{к} = 15 \text{ А и } I_{б} = 3 \text{ А};$$

$$\Delta U_{бэ \text{ нас}} = (0,35 \dots 0,45 \dots 1,5) \text{ В}; t_{\text{вкл.макс}} = 0,4 \text{ мкс}; t_{\text{расс.макс}} = 2,5 \text{ мкс};$$

$$t_{\text{выкл.макс}} = 0,5 \text{ мкс}; I_{к0} = 3 \text{ мА}; h_{21\text{мин}} = 12,$$

полевой транзистор IRFP450А с параметрами:

$$U_{си} = 500 \text{ В}; I_{с} = 14 \text{ А}; R_{си} = 0,4 \text{ Ом}; t_{\text{вкл}} = 36 \text{ нс}; t_{\text{выкл}} = 29 \text{ нс};$$

$$C_{\text{вх}} = 2038 \text{ пФ}; S = 7 \frac{\text{А}}{\text{В}} ; U_{\text{пор}} = 4 \text{ В}; I_{\text{ут}} = 25 \text{ мкА},$$

IGBT-транзистор IRG4PC40UD с параметрами:

$$U_{кэ} = 600 \text{ В}; I_{к} = 20 \text{ А}; \Delta U_{кэ\text{нас}} = (1,72 \dots 2,1) \text{ В}; t_{\text{вкл}} = 52 \text{ нс};$$

$$t_{\text{выкл}} = 130 \text{ нс}; I_{к0} = 3,5 \text{ мА}; S = 11 \frac{\text{А}}{\text{В}} ; C_{\text{вх}} = 2100 \text{ пФ}; U_{\text{пор}} = 6 \text{ В}.$$

7. Потери в ключе на биполярном транзисторе определяются выражением:

$$\begin{aligned} P_{\text{бт}} &= \Delta U_{кэ\text{нас}} I_{к} \gamma + U_{д} I_{к0} (1-\gamma) + 0,5 U_{д} I_{к} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) f_{\text{п}} + \\ &+ \Delta U_{бэ\text{нас}} \frac{I_{к} K_{\text{нас}}}{h_{21\text{мин}}} \gamma = 1,5 \cdot 10,25 \cdot 0,075 + 200 \cdot 3 \cdot 10^{-3} (1-0,075) + \\ &+ 0,5 \cdot 200 \cdot 10,25 \cdot (0,4 + 0,5) \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot \frac{10,25 \cdot 1,2}{12} \cdot 0,075 = \\ &= 20,28 \text{ Вт}, \end{aligned}$$

где $K_{\text{нас}}$ — коэффициент насыщения транзистора примем равным 1,2.

$$\begin{aligned} P_{\text{пт}} &= (I_{с})^2 R_{си} \gamma + U_{д} I_{\text{ут}} (1-\gamma) + 0,5 U_{д} I_{с} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) f_{\text{п}} + \\ &+ \frac{4 C_{\text{вх}} (U_{\text{пор}} + \frac{I_{к}}{S})^2}{2} = 10,25^2 \cdot 0,4 \cdot 0,075 + \\ &+ 200 \cdot 25 \cdot 10^{-6} (1-0,075) + 0,5 \cdot 200 \cdot 10,25 \cdot (36 + 29) \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 + \end{aligned}$$

$$+ \frac{4 \cdot 2,038 \cdot 10^{-9} \left(4 + \frac{10,25}{7}\right)^2}{2} = 4,53 \text{ Вт.}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{IGBT}} &= \Delta U_{\text{кэнас}} I_{\text{к}} \gamma + U_{\text{д}} I_{\text{к0}} (1-\gamma) + 0,5 U_{\text{д}} I_{\text{к}} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) + \\ &+ \frac{4 C_{\text{вх}} \left(U_{\text{пор}} + \frac{I_{\text{к}}}{S}\right)^2}{2} = 2,1 \cdot 10,25 \cdot 0,075 + 200 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} (1-0,075) + \\ &+ 0,5 \cdot 200 \cdot 10,25 \cdot (52 + 130) \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 + \frac{4 \cdot 2,1 \cdot 10^{-9} \left(6 + \frac{10,25}{11}\right)^2}{2} = \\ &= 6 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Наименьшими потерями обладает схема преобразователя, выполненного на полевом транзисторе.

3.5 Задачи по преобразовательным ячейкам со звеном повышенной частоты

В таблице приложения 2 приведены соотношения для расчета параметров элементов однотактных преобразователей с гальванической развязкой, схемы которых приведены в приложении 2.

3.5.1. Рассчитать электрические параметры элементов однотактной преобразовательной ячейки с обмоткой размагничивания и прямым включением выпрямительного диода, работающей на активную нагрузку 100 Ом с частотой 5 кГц от источника питания с напряжением 48 В, при этом напряжение нагрузки 20 В, а амплитуда основной гармоники переменной составляющей выходного напряжения не превышает 0,2 В.

1. Формализуем задачу и сделаем основные допущения.

Дано:

1.1. $E = 48 \text{ В.}$

1.2. $U_{\text{н}} = 20 \text{ В.}$

1.3. $R_H = 10 \text{ Ом}$.

1.4. $f = 5 \cdot 10^3 \text{ Гц}$.

1.5. $\Delta U_{H(\sim)} = 0,2 \text{ В}$.

 Определить $U_2; I_2; U_1; I_1; I_P; U_{кЭмакс}; I_{кмакс}; \frac{W_1}{W_p}; \frac{W_1}{W_2}; L_\Phi; I_L;$

$C_\Phi; I_{VD1cp}; U_{VD1 \text{ обр.макс}}; I_{VD2cp}; U_{VD2 \text{ обр.макс}}; I_{VD3cp}; U_{VD3 \text{ обр.макс}}$

Допущения и доопределения:

– так как коэффициент пульсаций напряжения нагрузки не должен превысить 5 %, необходимо на выходе установить сглаживающий фильтр (для прямоходовых ячеек используют индуктивный L- или LC-фильтры, а выпрямитель — с нулевым диодом);

– потери в преобразователе отсутствуют, т.е. все элементы схемы идеальны;

– обмотка размагничивания трансформатора подключена к источнику питания через диод VD1.

По словесному описанию идентифицируем схему преобразователя (рис. 3.40).

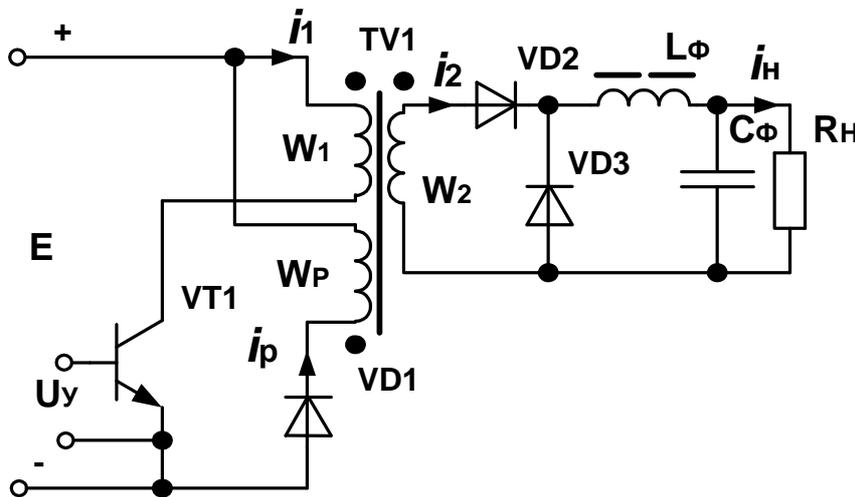


Рис. 3.40

Приведем основные временные диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу преобразователя (рис. 3.41).

2. Определим ток нагрузки

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{20}{10} = 2 \text{ А.}$$

3. Амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора связано с напряжением на нагрузке выражением

$$U_{2\text{макс}} = \frac{U_{\text{н}}}{\gamma},$$

где γ — относительная длительность.

4. Определим коэффициент трансформации по выражению:

$$k_{\text{тр}} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{U_{1\text{макс}}}{U_{2\text{макс}}} = \frac{E\gamma}{U_{\text{н}}}.$$

В этом выражении два неопределенных параметра $k_{\text{тр}}$ и γ . Задав один из них, можно рассчитать другой. Причем следует учесть, что увеличение γ приводит к уменьшению LC и уменьшению времени, представляемого для размагничивания сердечника трансформатора $(1 - \gamma)$, и увеличению амплитуды отрицательной полуволны напряжения на обмотках трансформатора, что приводит к необходимости использования более высоковольтного транзистора. Руководствуясь практическими соображениями и рекомендациями, что

$$0,6 \leq \gamma_{\text{макс}} \leq 0,8, \text{ задаем } \gamma = 0,7.$$

$$\text{Следовательно, } k_{\text{тр}} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{E\gamma}{U_{\text{н}}} = \frac{48 \cdot 0,7}{20} = 1,68.$$

5. Пренебрегая переменной составляющей тока дросселя (пульсациями тока), принимаем

$$I_{2\text{макс}} = I_{\text{н}} = 2 \text{ А.}$$

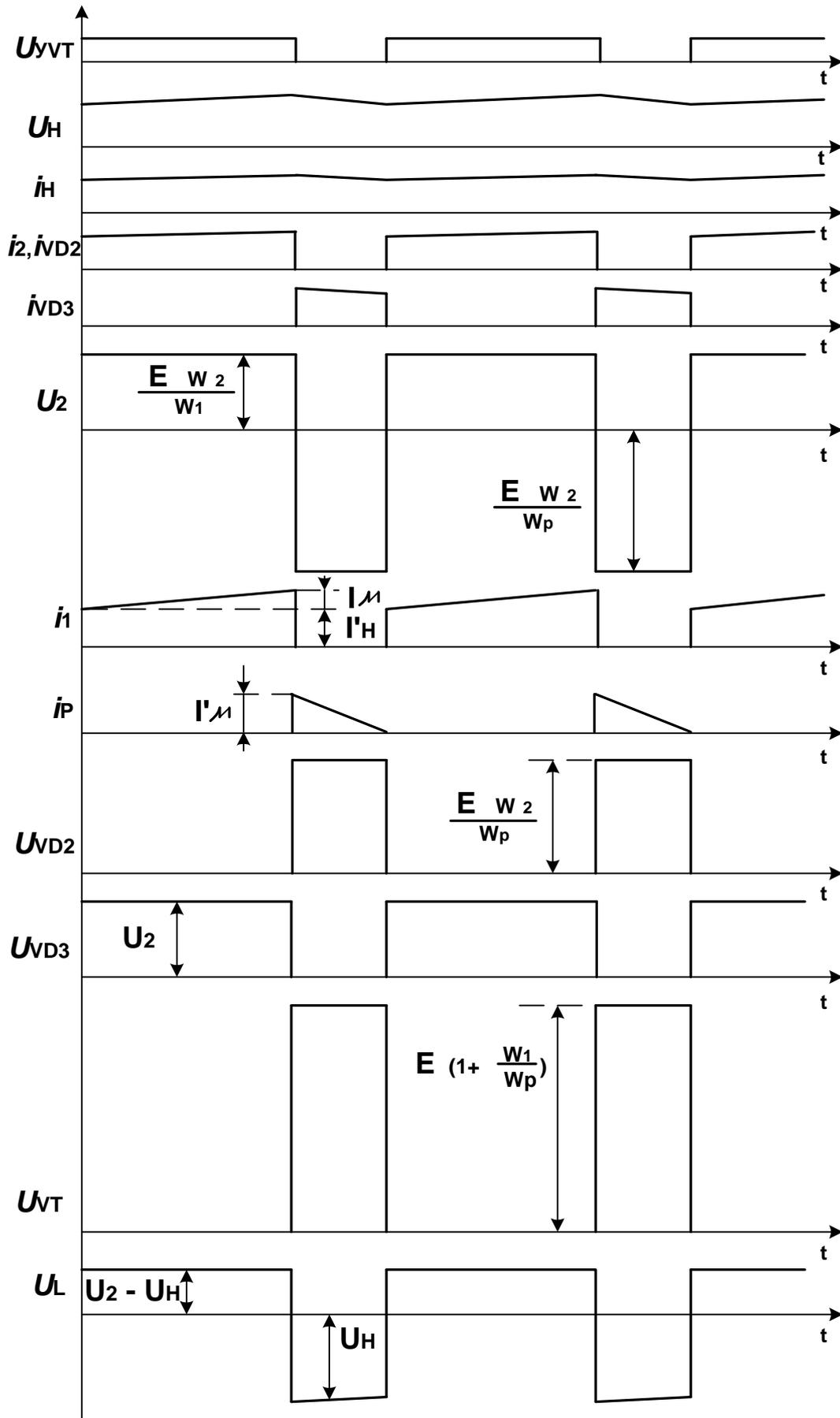


Рис. 3.41

Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = I_H \sqrt{\gamma} = 2\sqrt{0,7} = 1,67 \text{ А.}$$

6. Средний ток выпрямительного диода

$$I_{VD2cp} = I_H \gamma = 2 \cdot 0,7 = 1,4 \text{ А.}$$

7. Средний ток нулевого диода

$$I_{VD3cp} = I_H (1 - \gamma) = 2 \cdot 0,3 = 0,6 \text{ А.}$$

8. Обратное напряжение, прикладываемое к нулевому диоду

$$U_{VD3обр} = U_{2\max} = \frac{U_H}{\gamma} = \frac{20}{0,7} = 28,6 \text{ В.}$$

9. Максимальный ток транзистора равен амплитуде тока первичной обмотки и определится выражением:

$$I_{кэ \max} = I_{1\max} = \frac{I_{2\max}}{K_{тр}} + I_{\mu} = \frac{2}{1,68} + 0,12 = 1,32 \text{ А,}$$

где I_{μ} — ток намагничивания, приведенный к виткам первичной обмотки у правильно спроектированного трансформатора, составляет $5 \div 10\%$ от номинального тока первичной обмотки (причем большее значение соответствует меньшей мощности). Примем ток намагничивания $I_{\mu} = 0,1I_1 = 0,12 \text{ А}$.

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \left(\frac{I_{2\max}}{K_{тр}} + \frac{I_{\mu}}{\sqrt{3}} \right) \sqrt{\gamma} = \left(1,2 + \frac{0,12}{\sqrt{3}} \right) \sqrt{0,7} = 1,06 \text{ А.}$$

10. Определим амплитуду отрицательной полуволны напряжения на первичной обмотке из условия равенства положи-

тельных и отрицательных вольтсекунд на обмотках трансформатора.

$$U_{1(-)} = \frac{E\gamma}{1-\gamma} = \frac{48 \cdot 0,7}{0,3} = 112 \text{ В.}$$

11. Так как напряжение отрицательной полуволны формируется при выключенном транзисторе на этапе размагничивания сердечника трансформатора через обмотку размагничивания на источник питания, то справедливо отношение

$$\frac{W_1}{W_p} = \frac{U_{1(-)}}{E} = \frac{112}{48} = 2,33.$$

12. Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, определится как сумма напряжения источника питания и напряжения отрицательной полуволны первичной обмотки

$$U_{кэ \text{ макс}} = E + U_{1(-)} = 48 + 112 = 160 \text{ В.}$$

13. Обратное напряжение, прикладываемое к выпрямительному диоду, определится выражением

$$U_{VD2обр} = U_{2(-)} = \frac{U_{1(-)}}{K_{тр}} = \frac{112}{1,68} = 67 \text{ В.}$$

14. Рассчитаем обратное напряжение диода в цепи обмотки размагничивания

$$U_{VD1обр} = E \left(1 + \frac{W_p}{W_1}\right) = 48 \left(1 + \frac{1}{2,33}\right) = 69 \text{ В.}$$

15. Действующее значение тока обмотки размагничивания в граничном режиме определится по выражению:

$$I_p = \frac{I_\mu}{\sqrt{3}} \frac{W_1}{W_p} \sqrt{1-\gamma} = \frac{0,12}{1,71} 2,33 \sqrt{1-0,7} = 0,094 \text{ А.}$$

16. Средний ток диода в цепи обмотки размагничивания

$$I_{VD1cp} = \frac{I_{\mu}}{2} \frac{W_1}{W_p} (1 - \gamma) = \frac{0,12}{2} 2,33(1 - 0,7) = 0,042 \text{ А.}$$

17. Индуктивность дросселя сглаживающего фильтра определим по выражению:

$$L_{др} \geq L_{кр} = \frac{U_H(1 - \gamma)}{2fI_H} = \frac{20(1 - 0,7)}{2 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 2} = 0,3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Принимаем $L_{др} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$

18. Емкость конденсатора выходного фильтра находим из условия необходимого уровня пульсаций выходного напряжения:

$$C_{\phi} = \frac{U_H(1 - \gamma)}{16f^2 L \Delta U_{H(\sim)}} = \frac{20(1 - 0,7)}{16 \cdot (5 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2} = 150 \text{ мкФ.}$$

3.5.2. Определить относительную длительность открытого состояния транзистора одноканальной преобразовательной ячейки с обратным включением выпрямительного диода, работающего с частотой 10 кГц на нагрузку 100 Ом. Напряжение источника питания 85 В, а мощность, выделяемая на нагрузке, 25 Вт. Допустимый ток транзистора равен 4 А, а максимально допустимое напряжение, прикладываемое к нему в закрытом состоянии, 450 В. Обеспечить размах пульсаций выходного напряжения не более 10 % от напряжения нагрузки.

На рисунке 3.42 приведена схема одноканального преобразователя с обратным включением выпрямительного диода, а на рисунке 3.43 временные диаграммы, поясняющие его работу.

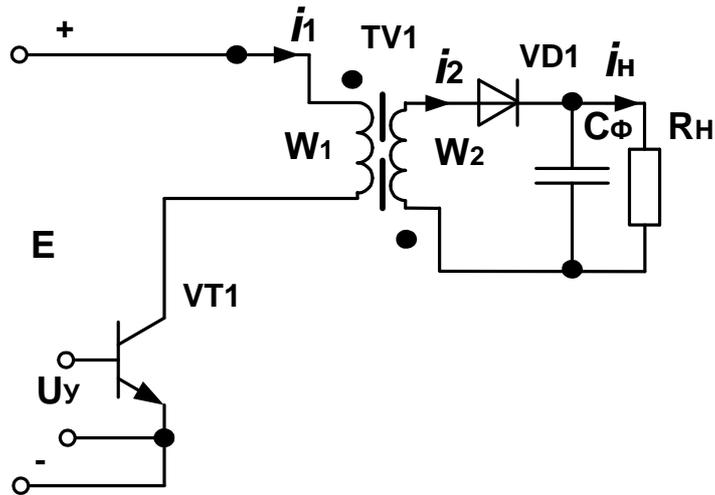


Рис. 3.42

1. Формализуем задачу и сделаем основные допущения.

Дано:

- 1.1. $E = 85 \text{ В.}$
- 1.2. $f = 10 \text{ кГц.}$
- 1.3. $U_{\text{кэ доп}} = 450 \text{ В.}$
- 1.4. $I_{\text{кэ доп}} = 4 \text{ А.}$
- 1.5. $P_{\text{н}} = 25 \text{ Вт.}$
- 1.6. $R_{\text{н}} = 100 \text{ Ом.}$
- 1.7. $\Delta U_{\text{н}(\sim)} = 0,05 U_{\text{н}}$

 Определить γ

Сделаем необходимые допущения:

- транзистор и диод идеальны;
 - ток утечки конденсатора отсутствует,
- т.е. в схеме отсутствуют потери.

2. Определяем среднее значение напряжения нагрузки.

$$U_{\text{н}} = \sqrt{P_{\text{н}} R_{\text{н}}} = \sqrt{25 \cdot 100} = 50 \text{ В.}$$

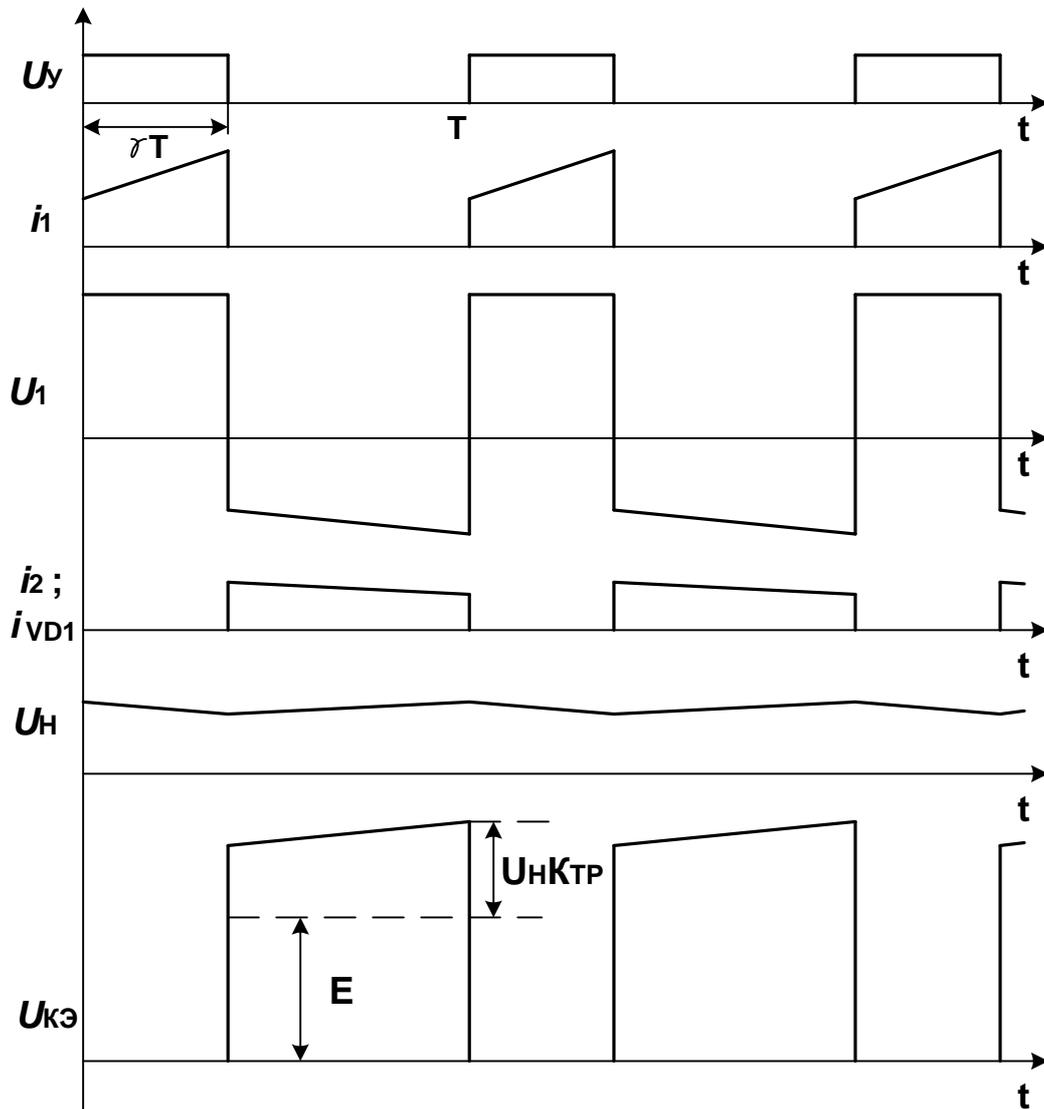


Рис. 3.43

3. Так как к транзистору в закрытом состоянии приложено напряжение, равное сумме напряжения источника питания и амплитудного значения напряжения отрицательной полуволны напряжения первичной обмотки, а напряжение отрицательной полуволны для обратноходовых преобразователей определяется напряжением нагрузки, то справедливо выражение:

$$U_{кэ \text{ макс}} = E + U_{н \text{ макс}} K_{тр}.$$

Учитывая, что для надежной работы должно выполняться условие $U_{кэ\ макс} < U_{кэ\ доп} = 450\ В$, принимаем $U_{кэ\ макс} = 400\ В$, а максимальное напряжение на нагрузке

$$U_{н\ макс} = U_{н} + \Delta U_{н(\sim)} = 1,05U_{н}$$

и определим коэффициент трансформации из вышеприведенного выражения

$$K_{тр} = \frac{U_{кэ\ макс.} - E}{U_{н} (1 + 0,05)} = \frac{400 - 85}{50(1 + 0,05)} = 0,6.$$

4. Относительную длительность открытого состояния транзистора определим из условия равенства вольтсекунд напряжения положительной и отрицательной полуволн напряжения на первичной обмотке трансформатора (при условии непрерывности магнитного потока)

$$\frac{E}{W_1} \gamma = \frac{U_{н}}{W_2} (1 - \gamma) \Rightarrow E\gamma = U_{н}K_{тр}(1 - \gamma),$$

$$\gamma = \frac{U_{н}K_{тр}}{E + U_{н}K_{тр}} = \frac{50 \cdot 0,6}{85 + 50 \cdot 0,6} = 0,26.$$

5. Чтобы обеспечить заданный уровень пульсаций напряжения нагрузки, необходимо установить на выходе выпрямителя емкостной фильтр, емкость которого определяется выражением:

$$\begin{aligned} C_{\phi} &= \frac{I_{н}\gamma}{\Delta U_{н}f} = \frac{U_{н}\gamma}{R_{н}0,05U_{н}f} = \\ &= \frac{50 \cdot 0,26}{100 \cdot 0,05 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^3} = 5,2 \cdot 10^{-6}\text{ Ф}. \end{aligned}$$

6. Определим индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_{w1} \geq L_{кр} = \frac{E\gamma(1-\gamma)K_{тр}}{2fI_H} =$$

$$= \frac{85 \cdot 0,26(1-0,26)0,6}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \frac{50}{100}} = 0,98 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Принимаем $L_{w1} = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$

7. Находим размах пульсаций тока первичной обмотки по выражению:

$$\Delta I_1 = \frac{U_H(1-\gamma)K_{тр}}{L_{w1}f} = \frac{50(1-0,26)0,6}{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4} = 1,48 \text{ А.}$$

8. Максимальный ток коллектора определяем из соотношения

$$I_{кэ \text{ макс.}} = \frac{I_H}{K_{тр}} + \frac{\Delta I_1}{2} = \frac{0,5}{0,6} + \frac{1,48}{2} = 1,86 \text{ А.}$$

Так как допустимый ток коллектора $I_{кэ \text{ доп}} = 4 \text{ А} > I_{кэ \text{ макс}} = 1,86 \text{ А}$, то данный транзистор может быть использован в качестве ключа в преобразовательной ячейке с обратным включением выпрямительного диода с параметрами, заданными в условиях задачи.

3.5.3. Относительная длительность открытого состояния транзисторов одноконтурной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, работающей на активную нагрузку, в три раза больше, чем закрытого. Определить напряжение, прикладываемое к закрытым транзисторам, если возвратные диоды, обеспечивающие размагничивание сердечника трансформатора, подключены к первичной обмотке с «отпайками» по схеме, приведенной на рисунке 3.44, причем отношение числа витков «отпайки» и витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки равно 0,4. Среднее значение напряжения нагрузки 30 В.

1. Дано:

$$U_H = 30 \text{ В.}$$

$$\frac{W_{\text{отп}}}{W_1} = \frac{W_2}{W_1} = 0,4.$$

$$t_{\text{вкл}} = 3 t_{\text{выкл}}$$

 Определить $U_{\text{кэ макс}}$

Допущения — так как в задаче не указаны условия работы преобразователя, примем потери в нем равными нулю, т.е. будем считать все элементы идеальными.

2. Относительная длительность включенного состояния транзистора

$$\gamma = \frac{t_{\text{вкл}}}{T} = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}} = 0,75,$$

коэффициент трансформации определяется отношением

$$K_{\text{тр}} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{W_1}{W_{\text{отп}}} = \frac{1}{0,4} = 2,5.$$

3. Амплитудное значение напряжения вторичной обмотки

$$U_{2\text{макс}} = \frac{U_H}{\gamma} = \frac{30}{0,75} = 40 \text{ В.}$$

4. Напряжение источника питания найдем из равенства количества вольт на виток при включенных транзисторах

$$\frac{E}{W_1 + 2W_{\text{отп}}} = \frac{U_{2\text{макс}}}{W_2}, \text{ откуда}$$

$$E = U_{2\text{макс}} \frac{W_1 + 2W_{\text{отп}}}{W_2} = U_{2\text{макс}} (K_{\text{тр}} + 2) = 40 \cdot 4,5 = 180 \text{ В.}$$

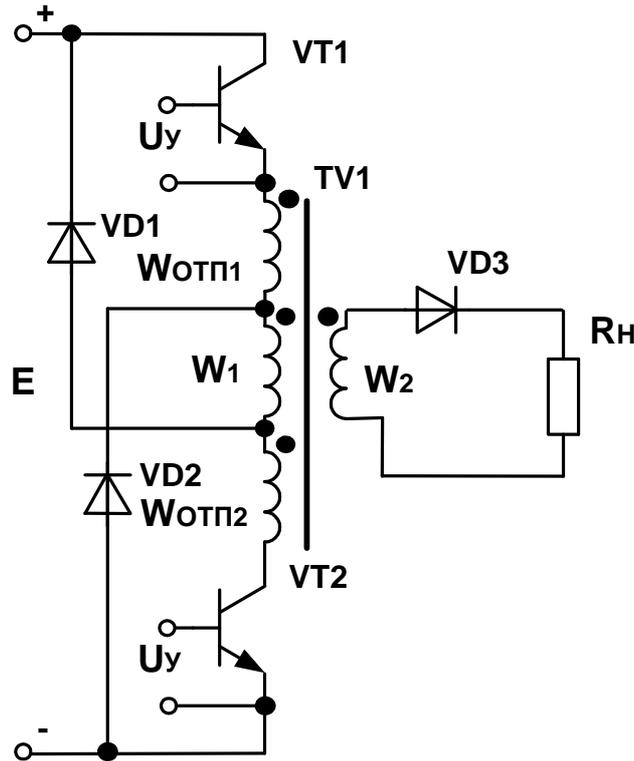


Рис. 3.44

5. При выключенных транзисторах ток намагничивания включает диоды и протекает по контуру: VD1; +E; -E; VD2. Напряжение источника питания E приложено к обмотке W₁, а к транзисторам приложено напряжение, равное сумме напряжений обмоток W₁ и W_{отп}

$$U_{кэ\text{ макс}} = \frac{E(W_1 + W_{отп})}{W_1} = E\left(1 + \frac{1}{K_{тр}}\right) = 180\left(1 + \frac{1}{2,5}\right) = 252 \text{ В.}$$

6. При включенных транзисторах к диодам приложено обратное напряжение

$$U_{VD\text{ макс}} = \frac{E(W_1 + W_{отп})}{W_1 + 2W_{отп}} = \frac{E\left(\frac{W_1}{W_{отп}} + 1\right)}{\frac{W_1}{W_{отп}} + 2} = \frac{180 \cdot 1,4}{2,4} = 105 \text{ В.}$$

3.5.4. В схеме, приведенной на рисунке 3.45, определить индуктивность дросселя в цепи источника подмагничивания, обеспечивающего размах пульсаций тока в контуре размагничивания $0,04$ А при относительной длительности включенного состояния транзисторов $\gamma = 0,5$, если преобразователь, работающий на частоте 20 кГц, обеспечивает в нагрузке напряжение 40 В при соотношении числа витков $W_1: W_2: W_p = 15: 5: 1$. Потерями в преобразователе пренебречь, привести временные диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу схемы.

1. Формализуем задачу.

Дано:

1.1. $U_H = 40$ В.

1.2. $f = 20$ кГц.

1.3. $\Delta I_p = 0,04$ А.

1.4. $W_1: W_2: W_p = 15: 5: 1$.

1.5. $\gamma = 0,5$.

 Определить L_p ; привести диаграммы токов и напряжений.

При помощи дополнительного источника, являющегося за счет дросселя L_p источником тока, устанавливается начальное подмагничивание H_0 и рабочая точка перемещается по петле от $-B_0$ до B_1 , вместо $B_r - B_1$. В этом случае размах индукции

$$\Delta B = B_1 + B_0 > B_1 - B_r,$$

что очевидно из рисунка 3.46.

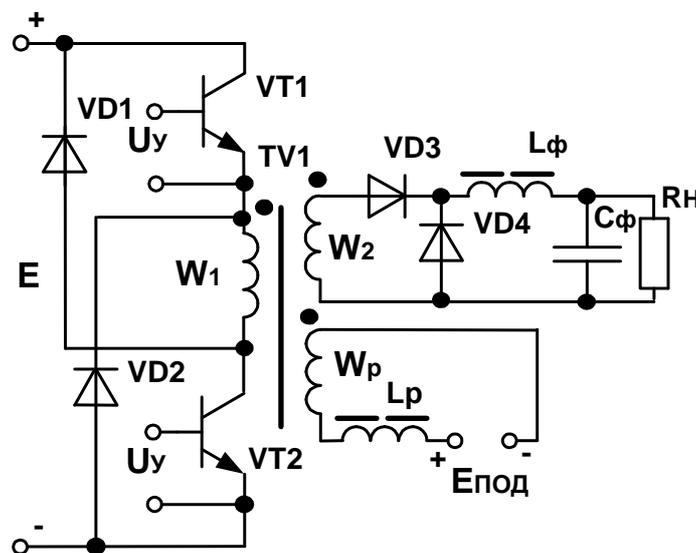


Рис. 3.45

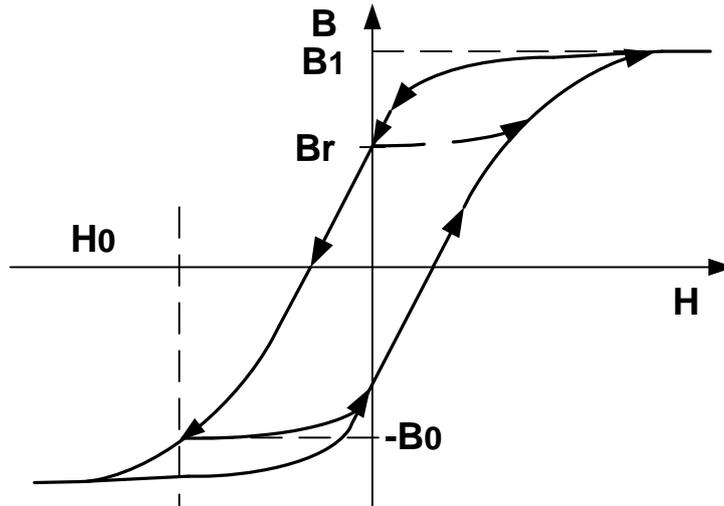


Рис. 3.46

2. Так как по условиям задачи потерями можно пренебречь, то напряжение источника питания найдем из соотношения

$$\frac{E}{W_1} = \frac{U_{2\text{макс}}}{W_2} = \frac{U_H}{\gamma W_2} \Rightarrow E = \frac{U_H W_1}{\gamma W_2} = \frac{40 \cdot 15}{5 \cdot 0,5} = 60 \text{ В,}$$

причем γ — относительная длительность открытого состояния транзисторов в схемах одноктактных преобразовательных ячеек, выполненных на двух транзисторах, не может быть более 0,5 (при условии мгновенной коммутации транзисторов).

3. Дроссель служит для подавления переменной составляющей тока в цепи размагничивания. В обмотке W_p действует переменное прямоугольное напряжение, аналогичное U_{W1} . Размах пульсаций тока в контуре размагничивания определяется величиной напряжения на обмотке размагничивания W_p , причем

$$L_p \Delta I_p = U_{Wp} \gamma T,$$

а

$$U_{Wp} = \frac{E W_p}{W_1},$$

откуда

$$L_p = \frac{EW_p}{W_1 \Delta I_p 2f} = \frac{60 \cdot 1}{15 \cdot 0,04 \cdot 2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

4. Временные диаграммы токов и напряжений приведены на рисунке 3.47.

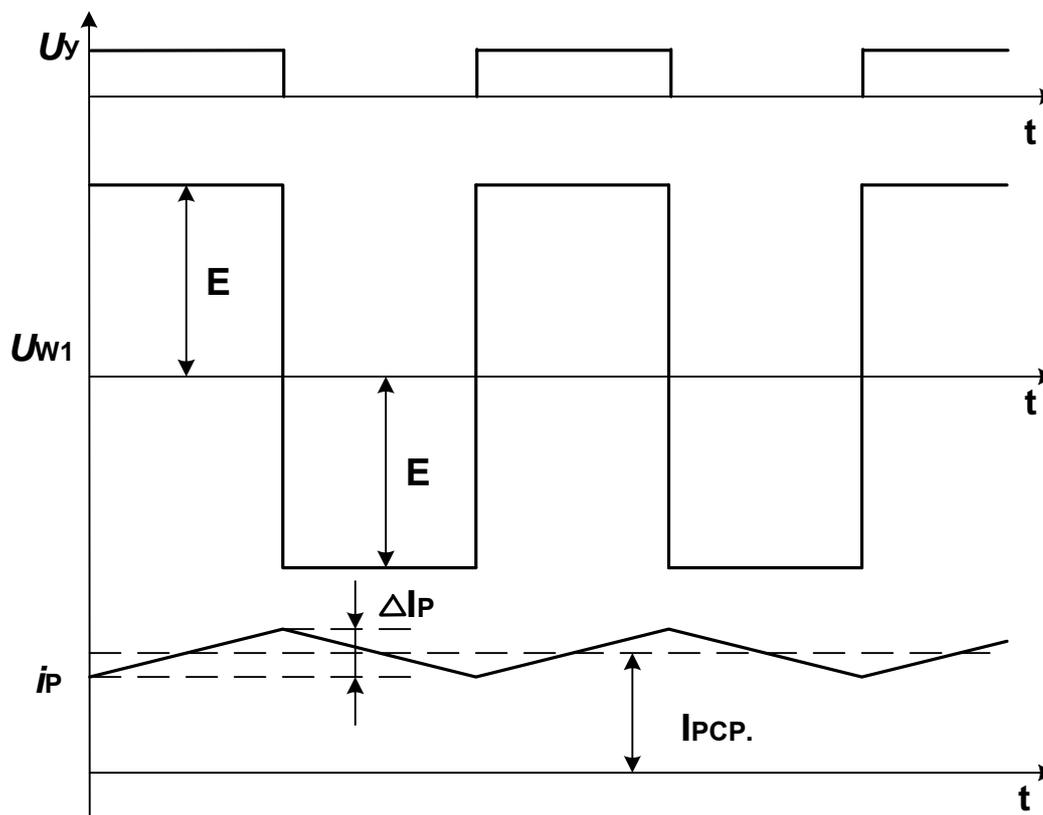


Рис. 3.47

3.5.5. Определить максимально допустимое напряжение транзистора, работающего в квазидвухтактном преобразователе, выполненном по схеме, приведенной на рисунке 3.48, если напряжение источника питания изменяется в пределах от 40 В до 60 В, а напряжение на нагрузке 25 В, причем число витков вторичной обмотки трансформатора в два раза больше числа витков обмотки размагничивания. Коэффициент загрузки транзистора по напряжению 0,7. Привести характерные для преобразователя временные диаграммы токов и напряжений.

1. Формализуем задачу и примем необходимые допущения.

Дано:

1.1. $E_{\text{мин}} = 40 \text{ В.}$

1.2. $E_{\text{макс}} = 60 \text{ В.}$

1.3. $U_{\text{н}} = 25 \text{ В.}$

1.4. $\frac{W_2}{W_p} = 2.$

1.5. $K_3 = 0,7.$

 Определить $U_{\text{кэ макс. доп}}$

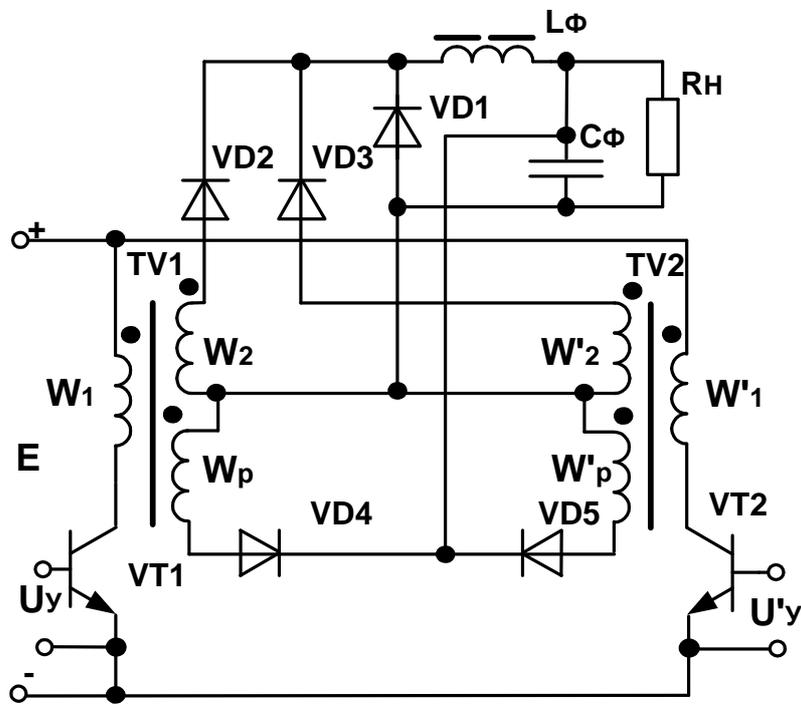


Рис. 3.48

Принятые допущения:

- напряжение нагрузки идеально сглажено;
- потерь в преобразователе нет;
- транзисторы и диоды переключаются мгновенно.

2. Временные диаграммы токов и напряжений, характеризующие работу преобразователя, выполненного по квазидвухтактной схеме, приведены на рисунке 3.49.

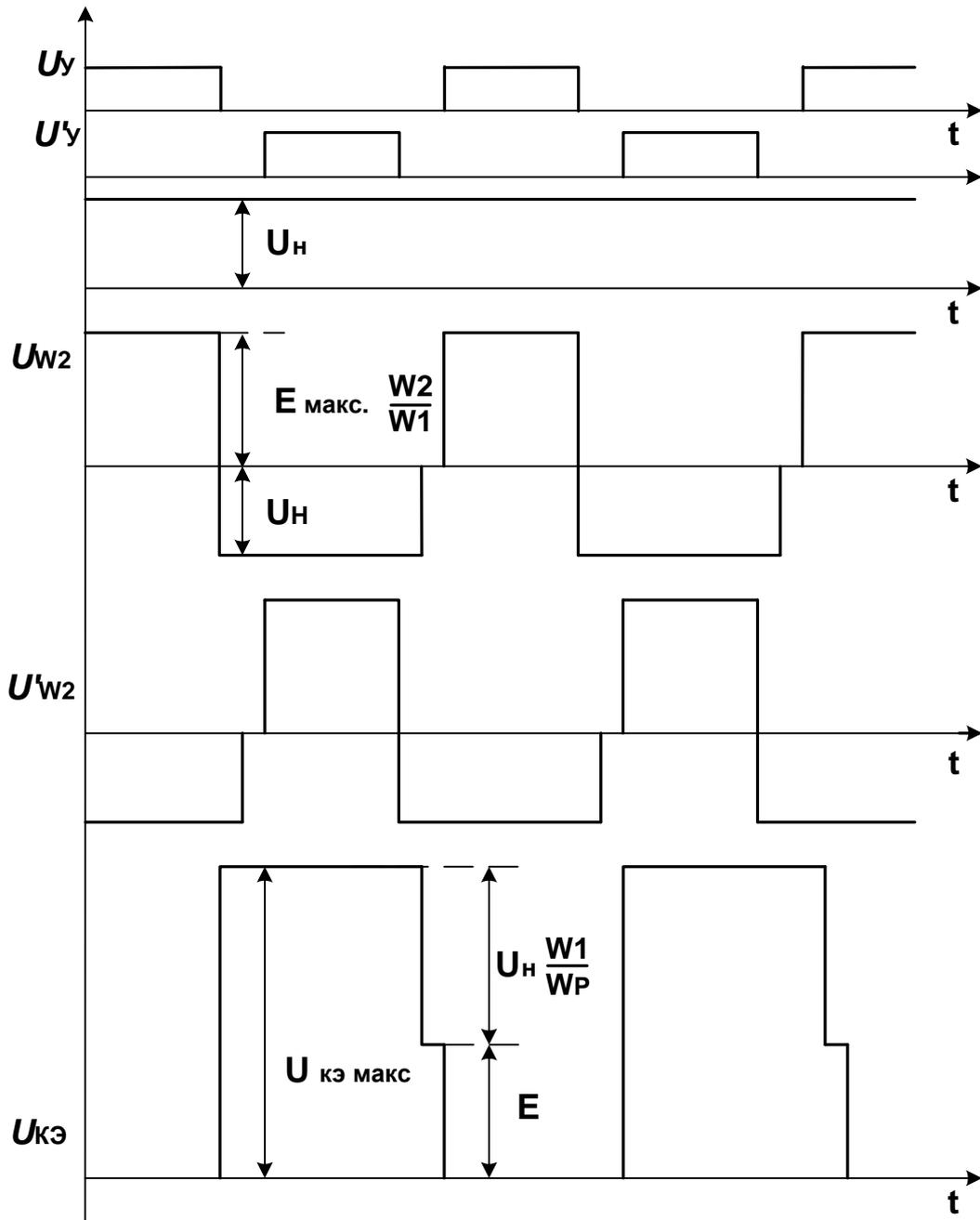


Рис. 3.49

3. В общем случае напряжение источника питания и напряжение нагрузки в схемах квазидвухтактных преобразователей связаны выражением:

$$U_H = \frac{E W_2 2\gamma}{W_1}.$$

В этом выражении две независимые переменные величины:

– γ — относительная длительность открытого состояния транзистора (в идеальном варианте изменяется от 0 до 0,5), примем $\gamma_{\text{макс}} = 0,5$;

– $K_{\text{тр}} = \frac{W_1}{W_2}$ — коэффициент трансформации, связывающий напряжения первичной и вторичной обмоток.

Находим коэффициент трансформации, приняв $\gamma_{\text{макс}} = 0,5$ при $E_{\text{мин}}$

$$K_{\text{ТР}} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{E_{\text{МИН}} \cdot 2\gamma_{\text{МАКС.}}}{U_{\text{Н}}} = \frac{40 \cdot 2 \cdot 0,5}{25} = 1,6.$$

4. Амплитуда отрицательной полуволны напряжения первичной обмотки трансформатора находится из выражения:

$$U_{(-)W1\text{МАКС}} = \frac{U_{\text{Н}} W_1}{W_{\text{P}}} = \frac{U_{\text{Н}} 2W_1}{W_2} = 25 \cdot 2 \cdot 1,6 = 80 \text{ В.}$$

5. Максимально допустимое напряжение транзистора определим по выражению:

$$U_{\text{кэ макс. доп}} = \frac{E_{\text{макс}} + U_{(-)W1\text{макс}}}{K_3} = \frac{60 + 80}{0,7} = 200 \text{ В.}$$

Рассмотренная схема интересна тем, что при размагничивании трансформаторов энергия отдается в нагрузку, а не отдается в питающую сеть, что улучшает КПД.

3.5.6. Рассчитать коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора регулирующего органа с эквивалентным внутренним сопротивлением 4 Ом стабилизатора переменного напряжения 220 В \pm 1% с промежуточным звеном повышенной частоты, работающего на нагрузку мощностью до одного киловатта, если напряжение питающей промышленной сети изменяется в пределах от 187 В до 242 В. Стабилизатор выполнен по схеме, приведенной на рисунке 3.50.

2. Определим алгоритм работы ключей инвертора и демодулятора в режимах максимальной вольтодобавки при $U_{\text{смин}}$ и вольтоотбавки при $U_{\text{смакс}}$

а) В режиме добавки к напряжению сети добавляется напряжение демодулятора, определяемое напряжением вторичной обмотки трансформатора. Алгоритм работы ключей будет следующим: (К1, К4, К5, К8) — (К2, К3, К6, К7) — (К1, К4, К5, К8) ..., где перечисленные в скобках ключи находятся полпериода частоты преобразования одновременно в открытом состоянии.

б) В режиме отбавки из напряжения сети вычитается напряжение демодулятора. Алгоритм переключения ключей следующий: (К1, К4, К6, К7) — (К2, К3, К5, К8) — (К1, К4, К6, К7)...

3. Напряжение нагрузки в общем случае определяется выражением:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{с}} + \frac{U_{\text{с}}\gamma}{K_{\text{тр}}} - I_{\text{н}}R_{\text{вн}}, \quad (*)$$

где γ определяется как $\gamma = \frac{(\alpha + \beta) - \pi}{\pi}$ (α и β — фаза сигналов управления ключами стоек инвертора относительно сигналов управления ключами демодулятора может изменяться от 0 до π).

Для режима максимальной вольтодобавки α и β равны π , а $\gamma = 1$. Коэффициент трансформации трансформатора в этом случае определится как:

$$\begin{aligned} K_{1\text{тр}} &= \frac{U_{\text{смин}}}{U_{\text{нмин}} + \frac{P_{\text{нмакс}}}{U_{\text{нмин}}} R_{\text{вн}} - U_{\text{смин}}} = \\ &= \frac{187}{218 + \frac{1000}{218} 2 - 187} = 4,7. \end{aligned}$$

$U_{\text{нмин}} = U_{\text{н}}(1 - 0,01) = 218$ В, и расчет ведется для режима максимальной загрузки стабилизатора.

Для режима максимальной отбавки углы α и β равны 0, а $\gamma = -1$. Коэффициент трансформации трансформатора в этом случае определится по выражению:

$$K_{2\text{тр}} = \frac{U_{\text{смакс}}}{U_{\text{смакс}} - U_{\text{нмакс}}} = \frac{242}{242 - 222} = 12,1.$$

$U_{\text{нмакс}} = U_{\text{н}}(1 + 0,01) = 222$ В, а расчет ведется для режима холостого хода стабилизатора.

5. Чтобы обеспечить оба режима работы стабилизатора, необходимо выбрать из полученных коэффициентов трансформации наименьший $K_{\text{тр}} = 4,7$. Проверим справедливость выбора, подставив меньший $K_{\text{тр}}$ в выражение со (*) для режима отбавки.

$$U_{\text{нмакс}} = U_{\text{смакс}} - \frac{U_{\text{смакс}} \gamma}{K_{2\text{тр}}}.$$

$$222 = 242 - \frac{242\gamma}{4,7} \quad \text{— условие равенства выполняется при}$$

$\gamma = 0,39$, что достигается сдвигом фаз сигналов управления ключами инвертора в схеме управления, позволяющей изменять γ в пределах от -1 до 1 .

3.6 Задачи по квазирезонансным преобразователям

Для решения задач по квазирезонансным преобразователям необходимо знать:

- что означает приставка «квази» к слову резонансный;
- можно ли из ключевого преобразователя с широтно-импульсной модуляцией получить квазирезонансный преобразователь, если можно, то каким образом;
- что аббревиатура КТР — расшифровывается как квазирезонансный преобразователь;
- что ПНТ — переключение в нуле тока;
- что ПНН — переключение в нуле напряжения;

- что ПХП — прямоходовый преобразователь;
- что ОХП — обратноходовый преобразователь;
- что КРК — это квазирезонансный ключ, который может быть однополупериодным и двухполупериодным;
- что КРК с ПНТ — это квазирезонансный ключ с переключением в нуле тока;
- что однополупериодный КРК с ПНТ — это квазирезонансный ключ с переключением в нуле тока, пропускающий ток только в одном направлении (диод включен последовательно с транзистором);
- что двухполупериодный КРК с ПНТ — это квазирезонансный ключ с переключением в нуле тока, пропускающий ток в обоих направлениях (диод включен параллельно транзистору и встречно — так называемый обратный диод);
- что однополупериодный КРК с ПНН — это ключ, который выдерживает напряжение только одного знака (параллельно транзистору включен обратный диод. Сравните с КРК с ПНТ !!!);
- что двухполупериодный КРК с ПНН — это ключ, который выдерживает напряжение любого знака (последовательно с транзистором включен диод, причем «прямое» напряжение выдерживает транзистор, а «обратное» — диод. Сравните с КРК с ПНТ !!!)

3.6.1. Преобразовать непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа в понижающий квазирезонансный преобразователь КРП. Представить схему преобразователя (КРП) и пояснить принцип действия.

Дано:

1.1. Схема понижающего НПН.

Представить схему понижающего НПН и описать работу КРП.

2. Схема понижающего НПН представлена на рис. 3.51.

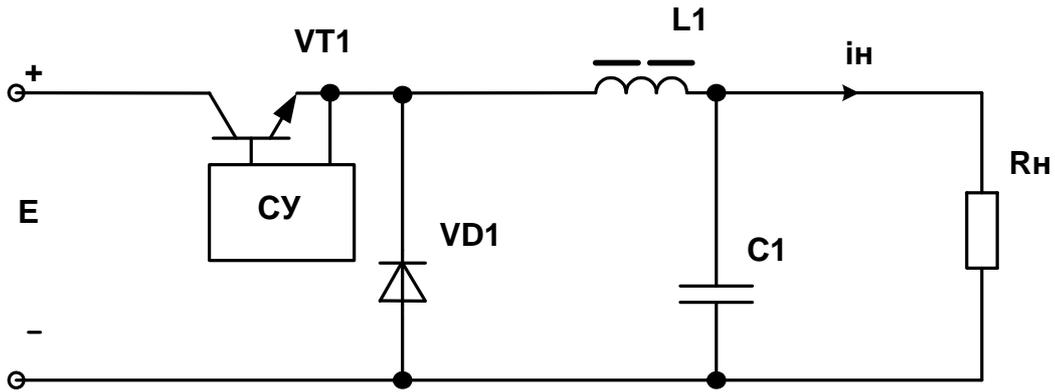


Рис. 3.51

3. Чтобы нарисовать схему понижающего КРП нужно вместо транзисторно-диодного переключателя VT1 и VD1 в схеме, приведенной на рис. 3.51, включить квазирезонансный ключ (КРК).

4. Квазирезонансные ключи (КРК) бывают:

- однополупериодные с ПНТ и с ПНН;
- двухполупериодные с ПНТ и с ПНН,

а это значит, что задача имеет четыре решения, т.е. можно привести четыре схемы КРП, выполненные на разных ключах, и все они будут удовлетворять условиям задачи.

На рис. 3.52 представлен понижающий КРП с однополупериодным КРК с ПНТ.

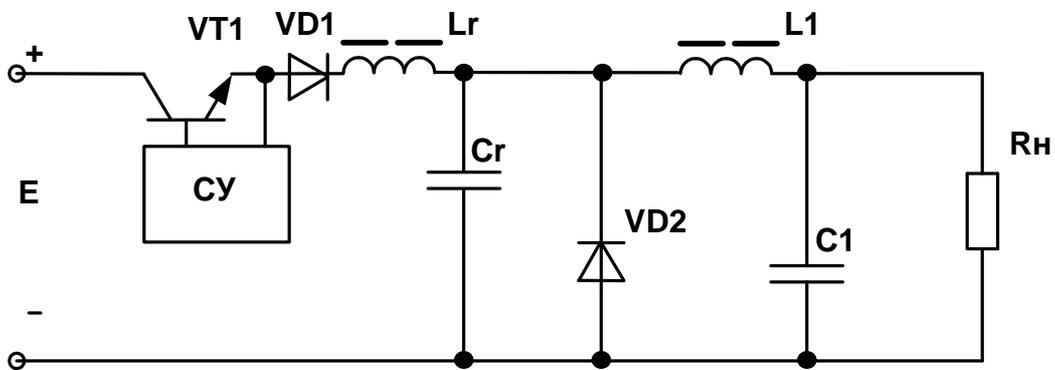


Рис. 3.52

На рис. 3.53 представлен понижающий КРП с двухполупериодным КРК с ПНТ.

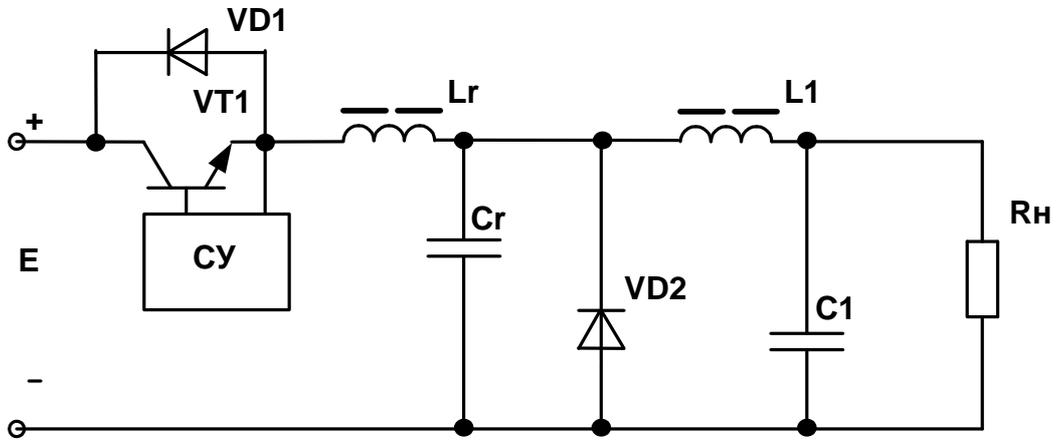


Рис. 3.53

На рис. 3.54 представлен понижающий КРП с двухполупериодным КРК с ПНН.

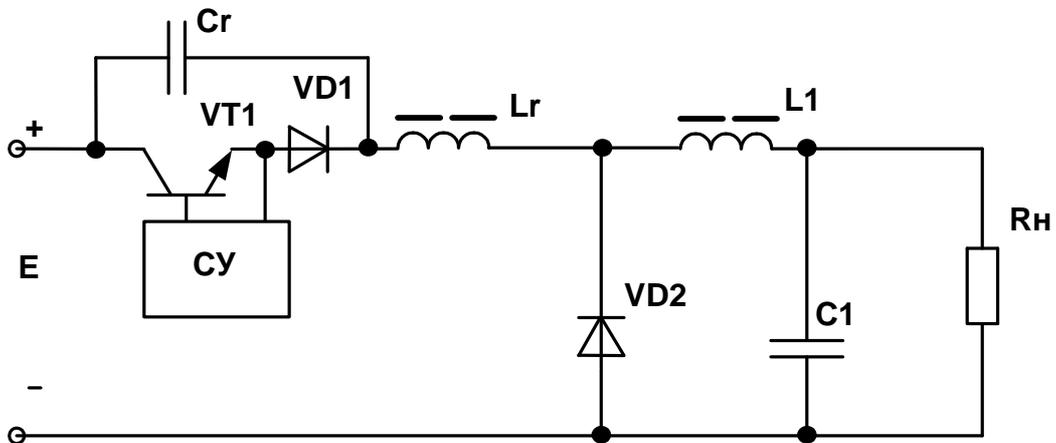


Рис. 3.54

На рис. 3.55 представлен понижающий КРП с однополупериодным КРК с ПНН.

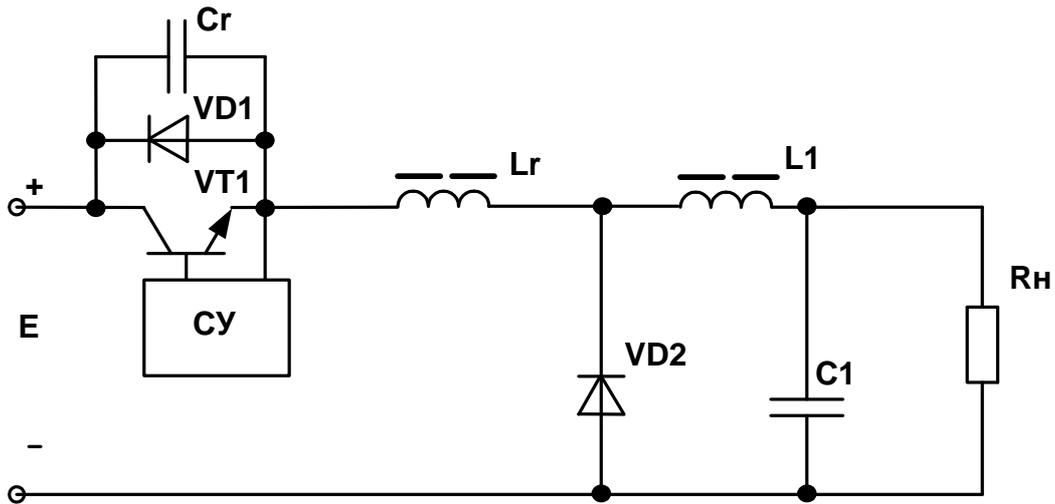


Рис. 3.55

3.7 Задачи по источникам питания персональных компьютеров

3.7.1. Рассчитать основные параметры аккумуляторной батареи АБ системы гарантированного электропитания СГЭП радиоэлектронной аппаратуры РЭА, структурная схема которой приведена на рисунке 3.56, при условии, что переключение на питание от АБ должно осуществляться при понижении сетевого переменного напряжения на 20 % от номинального напряжения питающей сети $\sim 220 \text{ В} \pm 10 \% 50 \text{ Гц}$, причем наибольшее время работы СГЭП от АБ — 20 минут, а напряжение в шине непрерывного питания должно быть не более 60 В. На выходе СГЭП должен обеспечить напряжение первого канала 5 В при потребляемом токе 20 А, напряжение второго канала 15 В при токе 6 А.

1. Формализуем задачу и примем необходимые допущения.

Дано:

- 1.1. $U_{c \text{ ном}} = \sim 220 \text{ В} \pm 10 \%$.
- 1.2. $f = 50 \text{ Гц}$.
- 1.3. $U_{c \text{ мин, доп}} = 0,8 U_{c \text{ ном}}$
- 1.4. $\Delta t = 20 \text{ мин}$
- 1.5. $U_{\text{ш}} \leq 60 \text{ В}$.
- 1.6. $U_{\text{н1}} = 5 \text{ В}$.

- 1.7. $I_{H1} = 20\text{A}$.
 1.8. $U_{H2} = 15\text{В}$.
 1.9. $I_{H2} = 6\text{А}$.

 Определить $C_{\text{НОМ}}$; n — количество элементов батареи;
 $\Delta t_{\text{зар}}$ — время заряда АБ.

На схеме (рис. 3.56) обозначено: В, Ф — входной выпрямитель с фильтром; Пр.1 — нестабилизированный преобразователь постоянного напряжения в постоянное; Ш — шина непрерывного питания; АБ — аккумуляторная батарея; Пр.1К, Пр. 2К — стабилизированные преобразователи постоянного напряжения в постоянное.

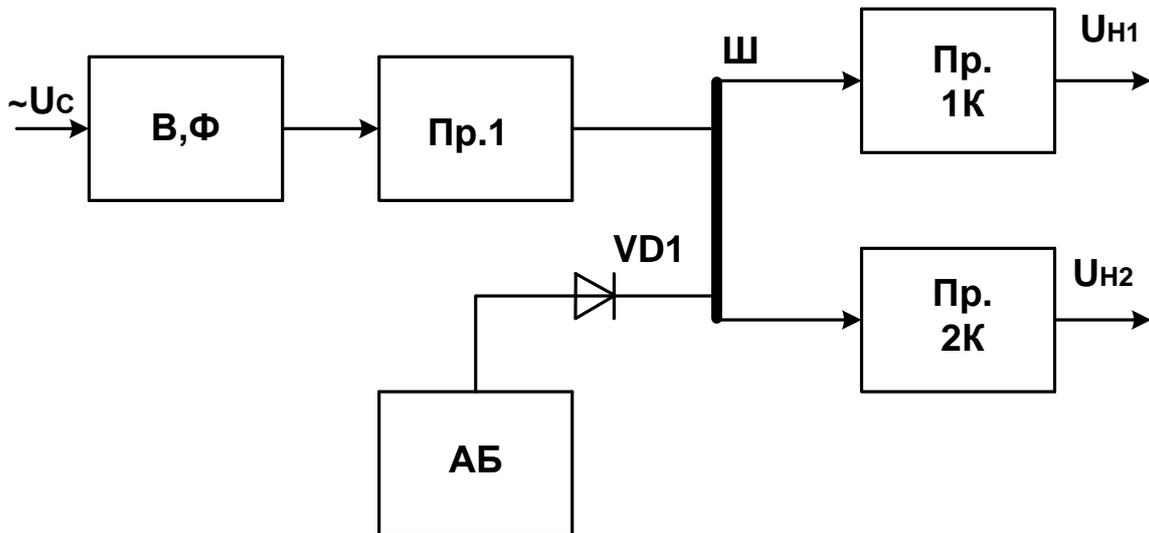


Рис. 3.56

Допущения:

- выберем тип АБ — герметичные никель-кадмиевые (щелочные);
- саморазряд АБ отсутствует, т.е. напряжение на АБ остается неизменным, если нагрузка не подключена к батарее.

2. При выборе напряжения в шине непрерывного питания следует руководствоваться следующими соображениями:

- напряжение в шине не должно превышать 60 В — по условию;

– низкий уровень напряжения приведет к необходимости использовать в шине провода большого сечения, что нецелесообразно из практических соображений.

Примем за номинальное напряжение в шине $U_{\text{ш ном}} = 48 \text{ В}$. При увеличении напряжения в питающей сети переменного тока на 10 % напряжение в шине также увеличится на 10 %.

$$U_{\text{ш макс}} = 1,1U_{\text{ш ном}} = 1,1 \cdot 48 = 52,8 \text{ В},$$

что удовлетворяет условию задания.

3. Переход на питание от АБ должен проходить при уменьшении напряжения в сети переменного тока, а следовательно, и в шине непрерывного питания на 20 %, т.е. при

$$U_{\text{ш мин}} = 0,8U_{\text{ш ном}} = 0,8 \cdot 48 = 38,4 \text{ В}.$$

Так как перед включением в работу АБ должна быть полностью заряжена, то напряжение на каждом элементе будет равно конечному зарядному. Количество элементов определится из выражения:

$$n = \frac{U_{\text{ш мин}} + \Delta U_{\text{VD1}}}{U_{\text{1кон.зар}}} = \frac{38,4 + 1}{1,5} = 26,$$

где ΔU_{VD1} — прямое падение напряжения, определяемое типом выбранного диода, примем равным 1 В.

$U_{\text{1кон.зар}} = 1,5 \text{ В}$. Конечное напряжение на одном элементе герметичной никель-кадмиевой батареи в конце заряда берется по зарядной характеристике, приведенной на рисунке 3.57 (кривая 1 — зарядная характеристика герметичных элементов, кривая 2 — для негерметичных).

4. Определим суммарную мощность, потребляемую преобразователями Пр.1К и Пр.2К. Как правило, для этих целей используют преобразователи ключевого типа с промежуточным звеном переменного тока повышенной частоты либо непосредственные преобразователи постоянного напряжения в постоянное, КПД которых довольно высок (0,7 ÷ 0,9). Примем $\eta = 0,8$.

$$P_{\Sigma} = \frac{U_{\text{н1}}I_{\text{н1}} + U_{\text{н2}}I_{\text{н2}}}{\eta} = \frac{5 \cdot 20 + 15 \cdot 6}{0,8} = 238 \text{ Вт}.$$

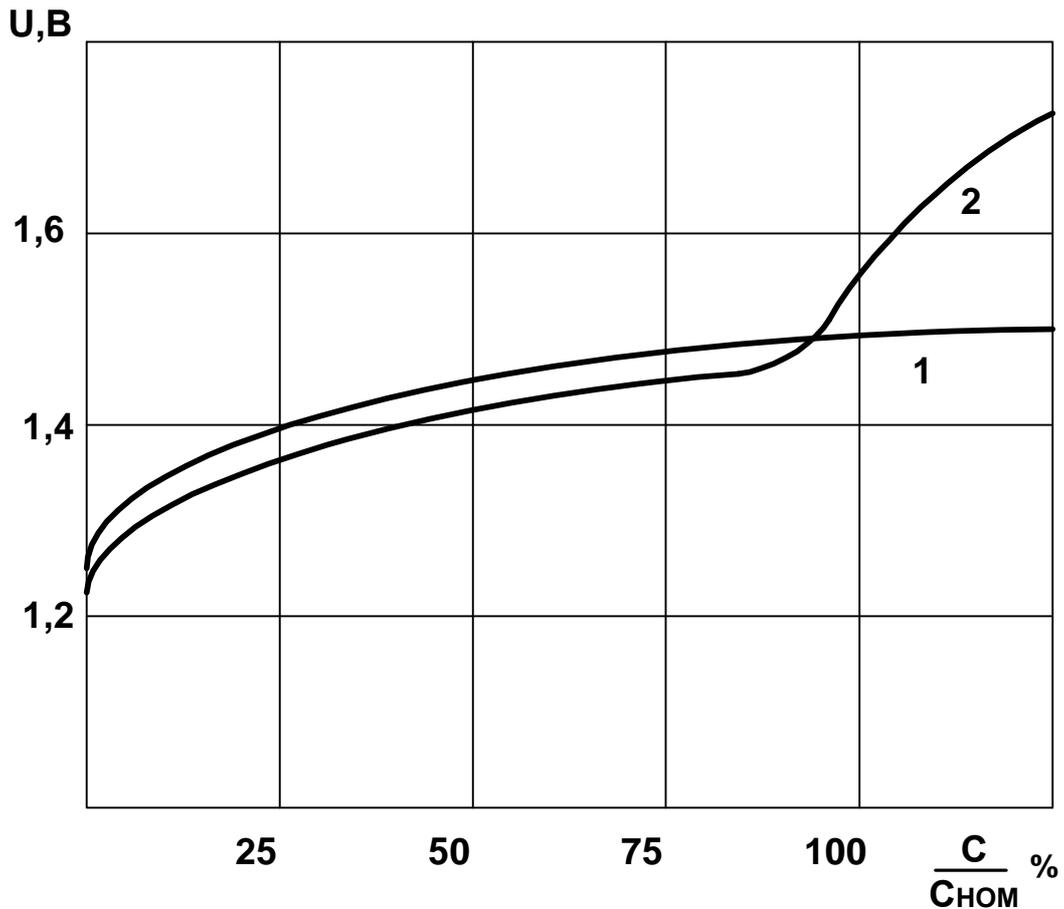


Рис. 3.57

5. Находим величину тока, потребляемого от АБ, т.е. разрядного тока. При постоянстве мощности нагрузки наибольший ток потребляется от разряженных АБ. Семейство разрядных характеристик герметичных никель-кадмиевых элементов приведено на рисунке 3.58.

Для первого приближения выбираем характеристику $I = 3C_n$ (разрядный ток АБ, взятый в амперах, численно равен утроенному значению емкости АБ, выраженной в ампер-часах). По этой характеристике в средней ее части значение разрядного напряжения составляет 1,08 В.

Потребляемый от АБ разрядный ток определится выражением:

$$I_p = \frac{P_{\Sigma}}{U_p n} = \frac{238}{1,08 \cdot 26} = 8,48 \text{ А.}$$

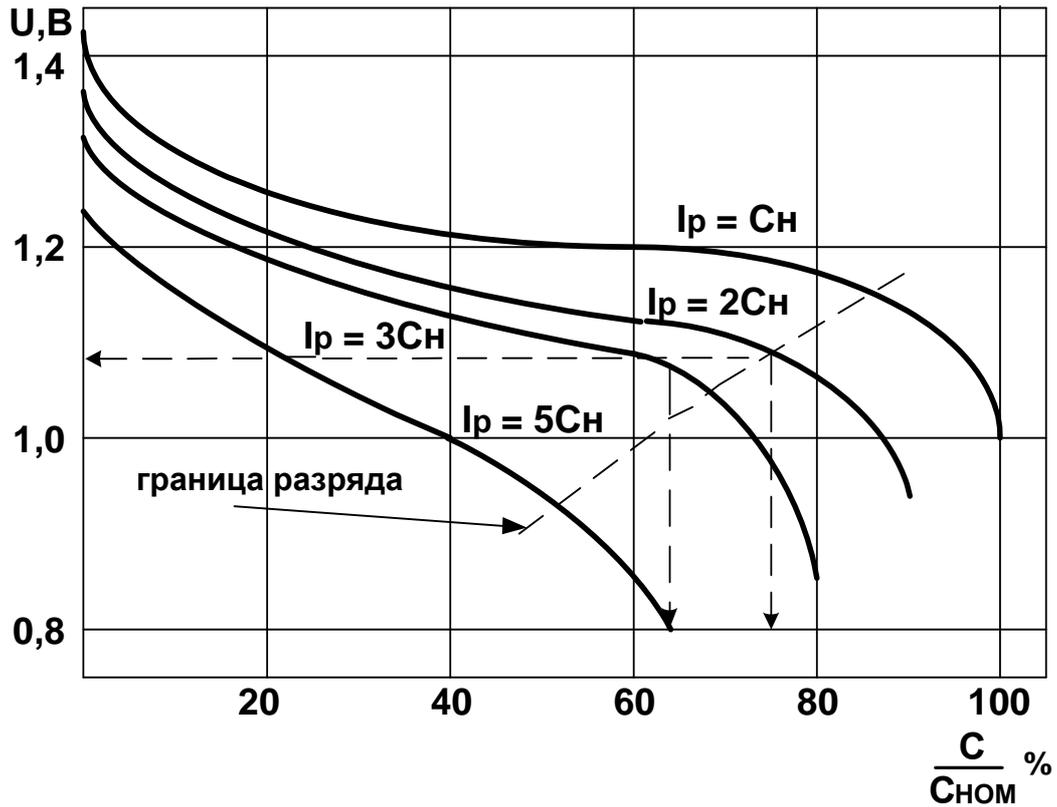


Рис. 3.58

6. Определим потребляемую от АБ емкость за время работы преобразователя от АБ.

$$C_{п} = I_p \Delta t = 8,48 \cdot \frac{1}{3} = 2,8 \text{ Ачас.}$$

7. Для обеспечения длительной работоспособности аккумуляторов разряд можно производить по графикам (рис. 3.58) до границы, после которой разрядные характеристики становятся крутопадающими (эта граница выделена штриховой линией). На рис.3.58 приведены зависимости напряжения на элементе АБ от величины отданной во внешнюю цепь относительной доли емкости АБ при разряде ее токами, кратными C_n (в базисе $I_p = kC_{ном}$). С учетом этой границы видно, что при разряде АБ током $I_p = 3C_n$ от АБ можно потребить не более 65 % ее номинальной емкости. Тогда номинальная емкость:

$$C_{ном} = \frac{C_{п} 100\%}{65\%} = \frac{2,8 \cdot 100}{65} = 4,3 \text{ Ачаса.}$$

8. Возвращаясь к разрядным характеристикам, построенным в базисе $I_p = \kappa C_{\text{НОМ}}$, определим значение коэффициента κ при разрядном токе $I_p = 8,48$ А и номинальной емкости $C_{\text{НОМ}} = 4,3$ Ачас:

$$k = \frac{I_p}{C_{\text{НОМ}}} = \frac{8,48}{4,3} = 1,97 \approx 2.$$

9. Но при разрядном токе $I_p = 2C_{\text{НОМ}}$ реально можно потребить от АБ 75 % ее номинальной емкости (смотри разрядные характеристики)

$$C_p = 0,75C_n = 0,75 \cdot 4,3 = 3,225 \text{ Ачас.}$$

10. Таким образом, емкость АБ выбрана с некоторым запасом. Оценим этот запас численно:

$$\delta = \frac{C_p - C_{\text{п}}}{C_{\text{НОМ}}} 100\% = \frac{3,225 - 2,8}{4,3} 100\% \approx 10 \ %.$$

11. Определим, какой минимальный промежуток времени τ допустим между двумя отключениями СГЭП от сети переменного тока (за это время АБ должна быть полностью восстановлена). Учтем, что реально можно потребить от АБ 75 % ее номинальной емкости при выбранной разрядной характеристике, а по зарядной характеристике видно, что для полного заряда АБ необходимо сообщить аккумулятору 125 % емкости. Значит, чтобы в процессе заряда полностью восстановить АБ, ей необходимо сообщить емкость

$$C_3 = \frac{C_{\text{п}} 125\%}{75\%} = \frac{2,8 \cdot 125}{75} = 4,7 \text{ Ачас.}$$

Рекомендуемый ток заряда I_3 (в амперах) составляет, как правило, одну десятую от номинальной емкости $C_{\text{НОМ}}$ (в амперчасах) АБ. Поэтому $I_3 = 0,1 C_{\text{НОМ}} = 0,1 \cdot 4,3 = 0,43$ А, а минимальный промежуток времени между отключениями от сети переменного тока

$$\tau = \frac{C_3}{I_3} = \frac{4,7}{0,43} = 10,9 \text{ час.}$$

Таким образом, повторные отключения сети переменного тока или провалы напряжения в ней ниже $0,8U_{c \text{ НОМ}}$ продолжительностью до 20 минут допустимы не чаще, чем через 10,9 ча-

сов. Допускаются режим форсированного заряда АБ током, равным $0,2 C_{\text{НОМ}}$, а также многоступенчатый режим заряда.

3.8 Задачи по преобразователям с многозонной импульсной модуляцией

3.8.1. Преобразователь с многозонной импульсной модуляцией (см. рис. 3.59), содержащий две нерегулируемые ячейки и одну регулируемую, с управлением по методу ОРМ (однополярной реверсивной модуляции), подключен к источнику питания постоянного напряжения $E = 200$ В. Количество витков первичных обмоток трансформаторов $W_{1.1} = W_{1.2} = W_{1.3} = 100$ витков, $W_{2.1} = 50$ витков, $W_{2.2} = 30$ витков, $W_{3.2} = 20$ витков. Определить среднее значение и коэффициент пульсаций выходного напряжения преобразователя, если фазовый сдвиг управляющих импульсов ключами (К9, К10) — $\alpha_p = 45^\circ$, а импульсов управления ключами (К11, К12) — $\beta_p = 45^\circ$.

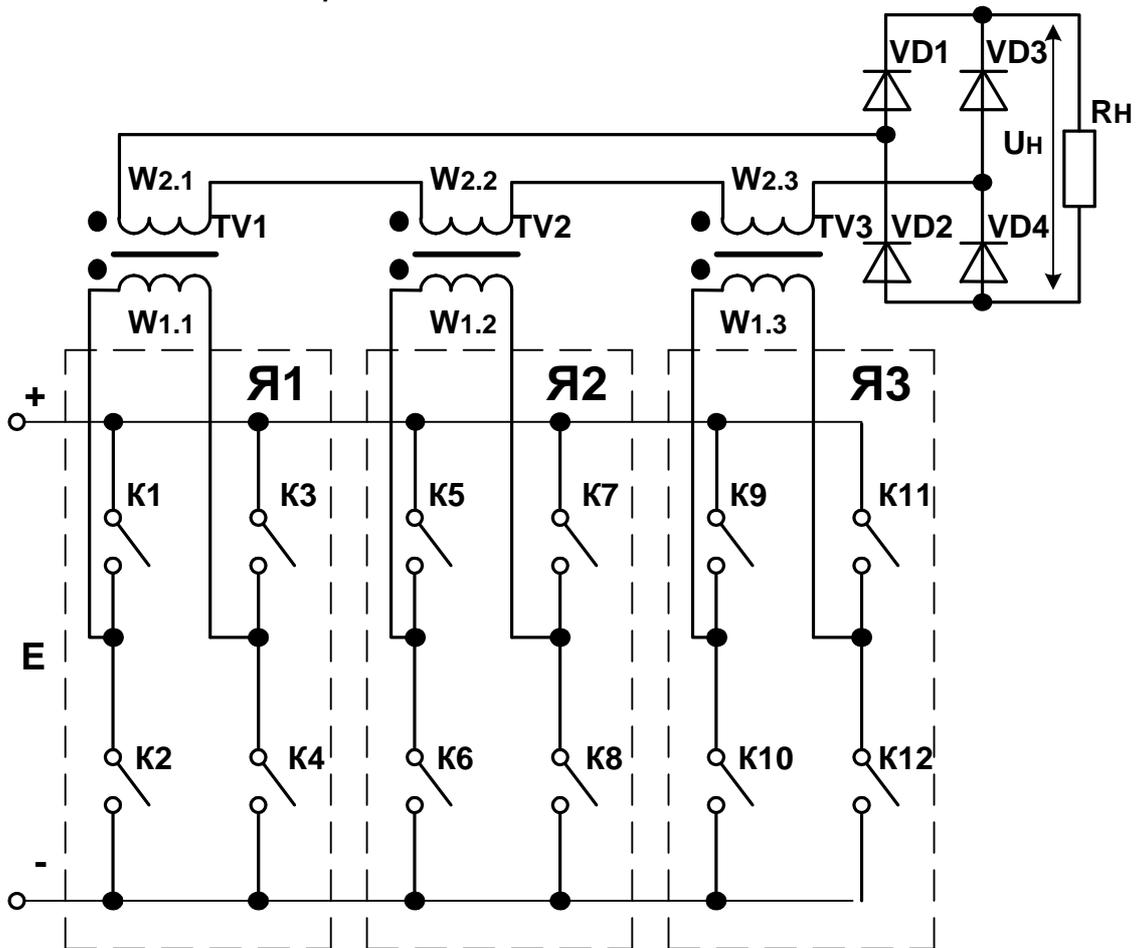


Рис. 3.59

1. Формализуем задачу.

Считаем все элементы идеальными, т.е. потери в преобразователе отсутствуют.

Дано:

- 1.1. $E = 200$ В.
- 1.2. $W_{1.1} = W_{1.2} = W_{1.3} = 100$ витков.
- 1.3. $W_{2.1} = 50$ витков.
- 1.4. $W_{2.2} = 30$ витков.
- 1.5. $W_{2.3} = 20$ витков.
- 1.6. $\alpha_p = \beta_p = 45^\circ$.

 Определить $U_{\text{вых.ср}}$; $K_{\text{п}}$.

Диаграммы, поясняющие работу преобразователя, приведены на рис. 3.60.

2. Среднее значение напряжения на выходе преобразователя определяется выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.ср}} &= E \left(\frac{W_{2.1}}{W_{1.1}} + \frac{W_{2.2}}{W_{1.2}} + \gamma \frac{W_{2.3}}{W_{1.3}} \right) = \\ &= 200 \left(\frac{50}{100} + \frac{30}{100} + 0,5 \frac{20}{100} \right) = 180 \text{ В,} \end{aligned}$$

$$\text{где } \gamma = \frac{\pi - (\alpha_p + \beta_p)}{\pi} = \frac{180 - (\alpha_p + \beta_p)}{180} = \frac{90^\circ}{180^\circ} = 0,5$$

относительная длительность импульса выходного напряжения третьей ячейки.

3. Коэффициент пульсаций выходного напряжения рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} K_{\text{п}} &= \frac{2U_{W_{2.3}} \sin \gamma \pi}{\pi(U_{W_{2.1}} + U_{W_{2.2}} + \gamma U_{W_{2.3}})} = \\ &= \frac{2 \cdot 40 \sin(0,5 \cdot 180^\circ)}{3,14(100 + 60 + 0,5 \cdot 40)} = 0,142. \end{aligned}$$

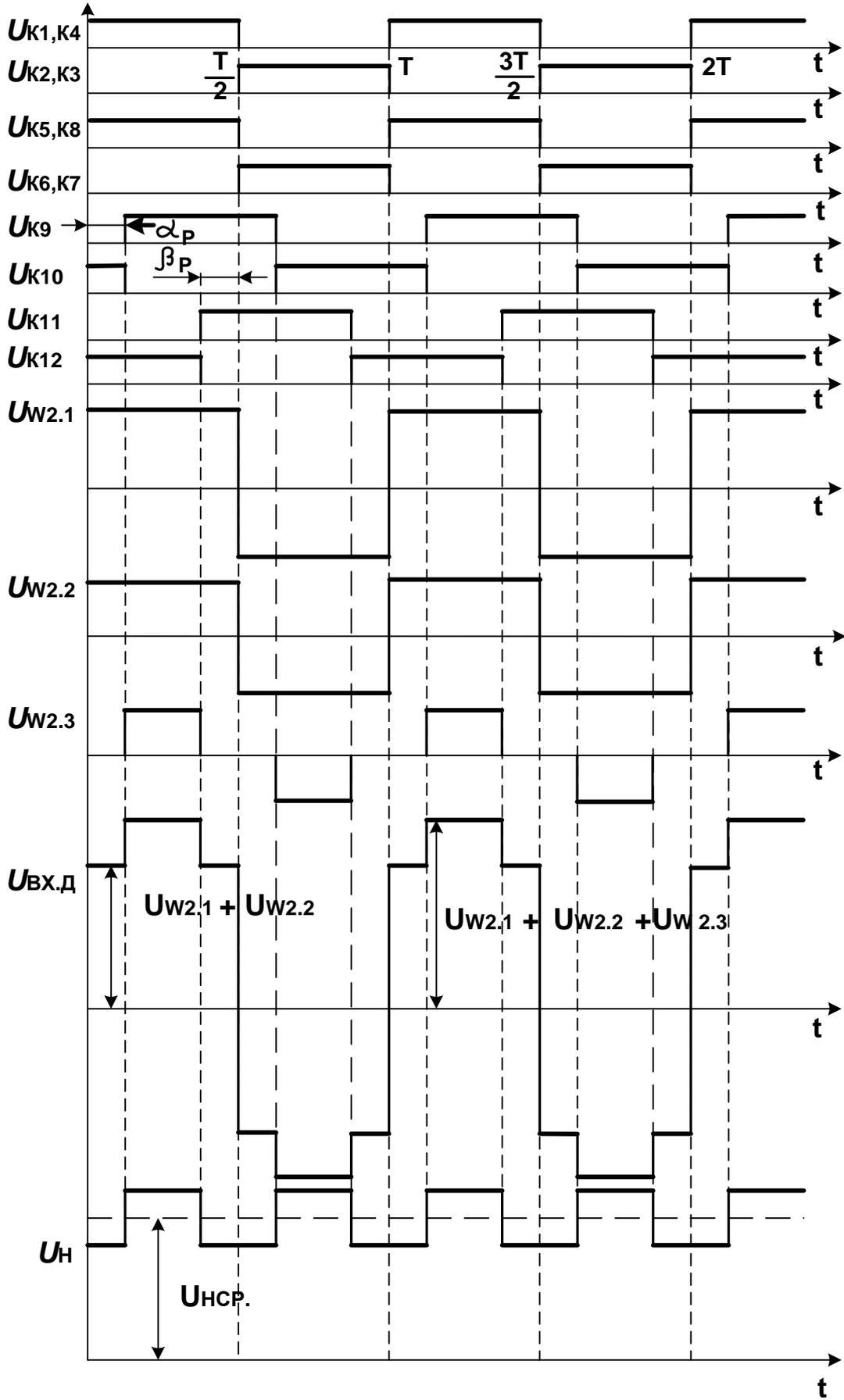


Рис. 3.60

3.8.2. В преобразователе с многозонной импульсной модуляцией (МИМ), структурная схема которого приведена на рис. 3.61, число зон регулирования напряжения равно четырем. Определить глубину всех зон U_{pi} регулирования в вольтах, если напряжение источника питания $e(t) = E = 100$ вольт, а допустимое значение коэффициента пульсаций по первой гармонике $\kappa_{п(1)}$ не превышает 20 %. Потерями пренебречь.

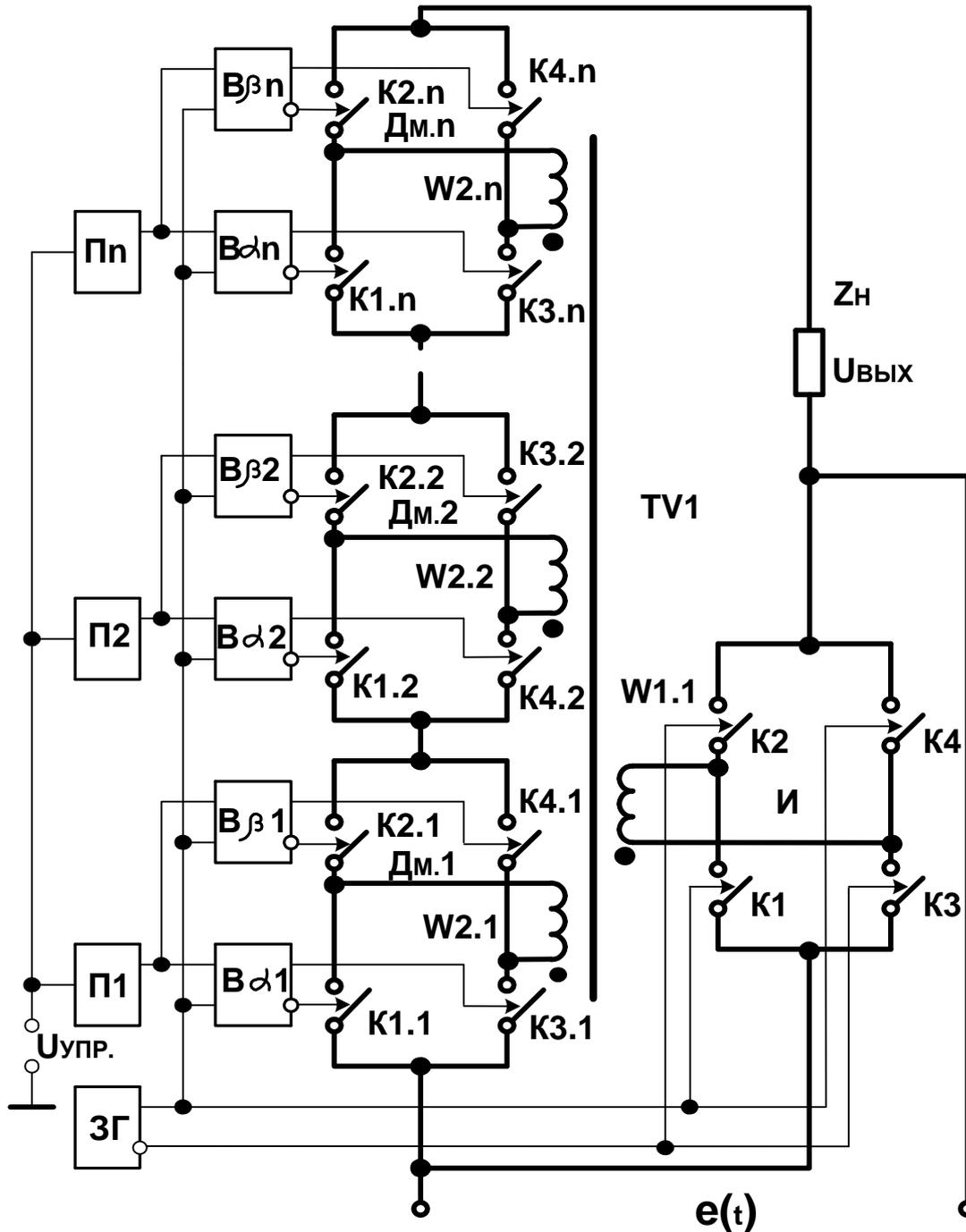


Рис. 3.61

1. Формализуем задачу.

Дано:

a. $e(t) = E = 100 \text{ В}$.

b. $q = 4$.

c. $K_{\Pi(1)} \leq 20 \%$.

 Определить $U_{pi}(В)$.

2. Для преобразователей с МИМ справедливо выражение:

$$U_{\text{вых.ср}} = E \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_i + m_q \gamma_q \right) + E m_q \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi\gamma}{k} \cos k\omega t, \quad (1)$$

где $U_{\text{вых.ср}}$ — среднее значение выходного напряжения;

E — напряжение источника питания;

$m_0 = m_i$ при $i = 0$ — относительная величина нерегулируемого уровня. Для вольтодобавочной схемы

$$m_0 = \frac{E \pm U_{\text{дм.п}}}{E}.$$

$m_i = \frac{U_{\text{дми}}}{E}$ — относительная величина вольтодобавки или

глубина регулирования i -той зоны, регулирование в которой уже произошло;

γ_q — относительная длительность импульсов при широтно-импульсном регулировании в q -ой зоне, в которой происходит регулирование при этом ($0 \leq \gamma \leq 1$, $q = 1; 2; \dots q$);

$U_{\text{вых.ср.}q} = E \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_i + m_q \gamma_q \right)$ — среднее значение выходного

напряжения при регулировании в q -ой зоне.

Вторая составляющая выражения (1) отражает спектр высших гармоник в выходном напряжении.

k — порядковый номер искажающей гармоники, $k = 1, 2, 3, \dots$

При $k = 1$ амплитуда напряжения первой гармоники пульсаций определится из выражения

$$U_{1\text{макс}} = Em_q \frac{2}{\pi} \sin \pi\gamma_q.$$

Коэффициент пульсаций по первой гармонике определим как:

$$K_{\text{п}(1)} = \frac{U_{1\text{макс}}}{U_{\text{вых.ср}}} = \frac{m_q 2 \sin \pi\gamma_q}{\pi \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_i + m_q \gamma_q \right)}. \quad (2)$$

Из выражения (2) определим относительную величину вольтодобавки в q -ой зоне, т.е. глубину регулирования в q -ой зоне

$$m_q = \frac{K_{\text{п}(1)} \pi \sum_{i=0}^{q-1} m_i}{2 \sin \pi\gamma_q - K_{\text{п}(1)} \pi \gamma_q}.$$

Четыре зоны регулирования в многозонном преобразователе можно реализовать разным количеством демодуляторов.

Например, для преобразователя с использованием однополярной реверсивной модуляции (ОРМ) в каждом из демодуляторов можно обойтись двумя демодуляторами, т.е. $n = 2$.

При реализации однополярной нереверсивной модуляции (ОНМ) необходимо включать в преобразователь четыре демодулятора, $n = 4$.

Нерегулируемый уровень напряжения в вольтодобавочной схеме определяется также количеством демодуляторов и видом модуляции в каждом из них.

$$m = \frac{U_{\text{нр}}}{E} = \frac{E \pm E \sum_1^{n_{\text{н}}} m_{\text{нр}}}{E} = 1 \pm \sum_1^{n_{\text{н}}} m_{\text{нр}},$$

где $n_{\text{н}}$ — число нерегулируемых демодуляторов, причем если демодуляторы включены на вольтодобавку, то в формуле берется знак (+), а если на вольтоотбавку — то (-).

3. Преобразователь выполнен по вольтодобавочной схеме, поэтому нерегулируемый уровень выходного напряжения (в первой зоне) определяется напряжением источника питания

$$U_{\text{вых.н}} = E = 100 \text{ В.}$$

4. Учитывая, что коэффициент пульсаций имеет наибольшее значение при $\gamma = 0,5$, для первой регулируемой зоны получим:

$$m_1 = \frac{K_{\text{п(1)}} \pi m_0}{2 \sin \pi \gamma_1 - K_{\text{п(1)}} \pi \gamma_1} = \frac{0,2 \cdot 3,14 \cdot \frac{100}{100}}{2 \cdot 1 - 0,2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} = 0,37.$$

Уровень напряжения, определяющий глубину регулирования в первой зоне, обеспечивается работой демодулятора Дм.1 и величиной напряжения на вторичной обмотке W2.1.

$$U_1 = Em_1 = 100 \cdot 0,37 = 37 \text{ В.}$$

5. Относительная величина вольтодобавки второй зоны при $\gamma_2 = 0,5$:

$$m_2 = \frac{K_{\text{п(1)}} \pi (m_0 + m_1)}{2 \sin \pi \gamma_2 - K_{\text{п(1)}} \pi \gamma_2} = \frac{0,2 \cdot 3,14 (1 + 0,37)}{2 \cdot 1 - 0,2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} = 0,51.$$

Уровень напряжения второй зоны

$$U_2 = Em_2 = 100 \cdot 0,51 = 51 \text{ В.}$$

6. Для третьей зоны относительная величина вольтодобавки

$$m_3 = \frac{K_{\text{п(1)}} \pi (m_0 + m_1 + m_2)}{2 \sin \pi \gamma_3 - K_{\text{п(1)}} \pi \gamma_3} = \frac{0,2 \cdot 3,14 (1 + 0,37 + 0,51)}{2 \cdot 1 - 0,2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} = 0,7.$$

Уровень напряжения третьей зоны

$$U_3 = Em_3 = 100 \cdot 0,7 = 70 \text{ В.}$$

7. Для четвертой зоны, при $\gamma_4 = 0,5$

$$m_4 = \frac{K_{п(1)} \pi(m_0 + m_1 + m_2 + m_3)}{2 \sin \pi\gamma_4 - K_{п(1)} \pi\gamma_4} =$$

$$= \frac{0,2 \cdot 3,14(1 + 0,37 + 0,51 + 0,7)}{2 \cdot 1 - 0,2 \cdot 3,14 \cdot 0,5} = 0,96.$$

Уровень напряжения четвертой зоны

$$U_5 = Em_5 = 100 \cdot 0,96 = 96 \text{ В.}$$

3.8.3. В преобразователе, схема которого приведена на рис. 3.61, число зон регулирования равно трем ($n = 3$), отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичных обмоток трансформатора равно двум. Частота преобразования 10 кГц. Определить частоты и действующие значения напряжений ближайших трех «боковых» искажающих гармоник при регулировании в первой зоне, если частота питающего напряжения $f_c = 50$ Гц, а действующее значение напряжения источника питания $U_c = 110$ В. Рассчитать коэффициент гармоник K_Γ выходного напряжения с учетом первой пары «боковых» искажающих гармоник при регулировании в первой зоне и с учетом трех пар искажающих гармоник при регулировании в третьей зоне.

1. Дано:

$$e(t) = \sqrt{2} U_c \sin \Omega t.$$

$$U_c = 110 \text{ В.}$$

$$f_c = 50 \text{ Гц.}$$

$$n = 3.$$

$$\frac{W_1}{W_{2.1}} = \frac{W_1}{W_{2.2}} = \frac{W_1}{W_{2.3}} = 2.$$

$$f_\Pi = 10 \text{ кГц.}$$

Определить: $U_{1н}; U_{1в}; f_{1н}; f_{1в}; U_{3н}; U_{3в}; f_{3н}; f_{3в}; U_{5н}; U_{5в}; f_{5н}; f_{5в}; K_{\Gamma 1.1}; K_{\Gamma 3.3}$.

2. Примем необходимые обозначения и допущения:

– считаем все элементы силовой части преобразователя идеальными, потери отсутствуют, ключи инвертора и демодуляторов переключаются мгновенно;

– расчет действующих значений напряжений искажающих гармоник будем вести для $\gamma = 0,5$, так как в этом случае их амплитуда имеет наибольшее значение;

– в условиях задачи не оговорено число ячеек, осуществляющих регулирование в 3-х зонах, поэтому уточним алгоритм работы преобразователя:

– количество ячеек равно трем;

– в каждой ячейке реализуется однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ) в режиме вольтодобавки. $m_0 = 1$, $m_i = \frac{W_{2i}}{W_1}$,

при $m = 1, 3, 5 \dots$;

– введем обозначения:

$\Omega = 2\pi f_c$ — круговая частота напряжения питающей сети;

$\omega = 2\pi f_{\Pi}$ — круговая частота напряжения преобразования.

3. В общем случае при количестве зон регулирования, равном n , выходное напряжение преобразователя определяется выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_c \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_i + m_q \gamma \right) \sin \Omega t + \\ + \sum_{\kappa=1}^{\infty} \left(U_c m_q \frac{2}{\pi} \frac{\sin \kappa \pi \gamma}{\kappa} \right) \sin \Omega t \cos \kappa \omega t,$$

где $q = 1, 2, 3 \dots n$ — номер зоны, в которой осуществляется регулирование;

$i = 1, 2, 3 \dots q - 1$ — номер зоны, в которой регулирование уже произведено;

m_q — глубина регулирования в зоне с номером $q = i + 1$, регулирование в которой осуществляется;

κ — порядковый номер искажающей гармоники, $\kappa = 1, 2, 3 \dots \infty$.

Первое слагаемое

$$U_{\Omega}(t) = U_c \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_i + m_q \gamma \right) \sin \Omega t \quad \text{— напряжение основной}$$

гармоники (его «гладкая» составляющая), а второе

$$\begin{aligned} & \sum_{\kappa=1}^{\infty} \left(U_c m_q \frac{2}{\pi} \frac{\sin \kappa \pi \gamma}{\kappa} \right) \sin \Omega t \cos \kappa \omega t = \\ & = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \left(U_c m_q \frac{2}{\pi} \frac{\sin \kappa \pi \gamma}{\kappa} \right) \frac{1}{2} [\sin(\kappa \omega + \Omega)t - \sin(\kappa \omega - \Omega)t] = \\ & = \sum_{\kappa=1}^{\infty} U_{\text{КВ}} \sin(\kappa \omega + \Omega)t - \sum_{\kappa=1}^{\infty} U_{\text{КН}} \sin(\kappa \omega - \Omega)t \quad \text{— напряжения ис-} \end{aligned}$$

кажающих гармоник,

где $U_{\text{КВ}} = \frac{1}{\pi} m_q U_c \frac{\sin \kappa \pi \gamma}{\kappa}$ — действующее значение напряжения κ -той «верхней боковой» гармоники, а

$U_{\text{КН}} = \frac{1}{\pi} m_q U_c \frac{\sin \kappa \pi \gamma}{\kappa}$ — действующее значение напряжения κ -той «нижней боковой» гармоники.

4. Частоты первых «боковых» искажающих гармоник при $\kappa = 1$ определяются выражениями:

$$f_{1\text{Н}} = \frac{\kappa \omega - \Omega}{2\pi} = \frac{2\pi f_{\text{П}} - 2\pi f_{\text{С}}}{2\pi} = f_{\text{П}} - f_{\text{С}} = 10000 - 50 = 9950 \text{ Гц} \quad \text{—}$$

частота первой «нижней» гармоники,

$$f_{1\text{В}} = \frac{\kappa \omega + \Omega}{2\pi} = f_{\text{П}} + f_{\text{С}} = 10000 + 50 = 10050 \text{ Гц} \quad \text{— частота}$$

первой «верхней» гармоники.

5. Действующие значения напряжений κ -ых «боковых» (нижней и верхней) искажающих гармоник при регулировании в первой зоне определяются по выражению:

$$U_{\text{кн}} = U_{\text{кв}} = U_{\text{к}} = \frac{U_{\text{с}} m_1 \sin \kappa \pi \gamma}{\kappa \pi};$$

при $\kappa = 1$

$$U_1 = \frac{U_{\text{с}} W_{2.1} \sin \pi \gamma}{W_1 \pi} = \frac{110 \cdot \sin(0,5\pi)}{3,14 \cdot 2} = 17,5 \text{ В},$$

где $m_1 = \frac{W_{2.1}}{W_1} = \frac{1}{2}$.

По условиям задачи $\frac{W_{2.4}}{W_1} = \frac{W_{2.3}}{W_1} = \frac{W_{2.2}}{W_1} = \frac{1}{2}$, поэтому напряжения первых искажающих гармоник будут такими же и при регулировании во всех остальных зонах.

6. Коэффициент гармоник выходного напряжения находится из выражения:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{\kappa=1}^{\infty} 2U_{\kappa}^2}}{U_{\Omega}} = \frac{\sqrt{\sum_{\kappa=1}^{\infty} 2U_{\kappa}^2}}{U_{\text{с}} \left(\sum_{i=0}^{q-1} m_0 + m_q \gamma \right)}, \quad (1)$$

где U_{Ω} — действующее значение основной гармоники выходного напряжения на частоте сети (действующее значение гладкой составляющей).

Определим коэффициент гармоник выходного напряжения при регулировании в первой зоне по первым «боковым» гармоникам из выражения (1), ограничив ряд только первыми двумя гармониками:

$$K_{\Gamma 1.1} = \frac{\sqrt{2 \cdot 17,5^2}}{110 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \right)} = 0,18.$$

7. Находим коэффициент искажения выходного напряжения при регулировании в третьей зоне по трем «парам» искажающих гармоник:

$$K_{\Gamma n, \kappa} = \frac{\frac{m_n}{\pi} \sqrt{\sum_{\kappa=1}^{\infty} 2 \left(\frac{\sin \pi \kappa \gamma}{\kappa} \right)^2}}{(m_0 + m_1 + m_2 + m_3 \gamma)};$$

при четных $\kappa = 2, 4, 6 \dots$ — амплитуды боковых гармоник обращаются в ноль, остаются только нечетные при $\kappa = 1, 3, 5 \dots$

$$\begin{aligned} K_{\Gamma 3.3} &= \frac{\frac{m_1}{\pi} \sqrt{2 \left[\left(\frac{\sin \pi \gamma}{1} \right)^2 + \left(\frac{\sin 3\pi \gamma}{3} \right)^2 + \left(\frac{\sin 5\pi \gamma}{5} \right)^2 \right]}}{(m_0 + m_1 + m_2 + m_3 \gamma)} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot 3,14} \sqrt{2 \left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25} \right)} = 0,11. \\ &\quad \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \right) \end{aligned}$$

8. Действующие значения напряжений нечетных гармоник более высокого порядка при регулировании в третьей зоне определяются выражениями

$$\begin{aligned} U_{3н} = U_{3в} = U_3 &= \frac{U_c m_3 \sin 3\pi \gamma}{3\pi} = \\ &= \frac{U_c W_{2.3} \sin 3\pi \gamma}{W_1 3\pi} = \frac{110 \cdot \sin(3 \cdot 0,5\pi)}{3 \cdot 3,14 \cdot 2} = 5,8 \text{ В} \quad \text{—} \end{aligned}$$

напряжение третьей искажающей гармоники на частотах

$$\begin{aligned} f_{3н} &= \frac{\kappa \omega - \Omega}{2\pi} = \frac{3 \cdot 2\pi f_{\Pi} - 2\pi f_c}{2\pi} = 3 \cdot f_{\Pi} - f_c = 30000 - 50 = \\ &= 29950 \text{ Гц}, \end{aligned}$$

$$f_{3в} = \frac{\kappa \omega + \Omega}{2\pi} = 3 \cdot f_{\Pi} + f_c = 30000 + 50 = 30050 \text{ Гц}.$$

$$\begin{aligned}
 U_{5H} = U_{5П} = U_5 &= \frac{U_c m_3 \sin 5\pi\gamma}{5\pi} = \\
 &= \frac{U_c W_{2,3} \sin 5\pi\gamma}{W_1 5\pi} = \frac{110 \cdot \sin(5 \cdot 0,5\pi)}{5 \cdot 3,14 \cdot 2} = 3,5 \text{ В} \quad \text{— напряжение}
 \end{aligned}$$

пятой искажающей гармоники на частотах

$$\begin{aligned}
 f_{5H} &= \frac{\kappa\omega - \Omega}{2\pi} = \frac{5 \cdot 2\pi f_{П} - 2\pi f_c}{2\pi} = 5 \cdot f_{П} - f_c = 50000 - 50 = \\
 &= 49950 \text{ Гц},
 \end{aligned}$$

$$f_{5B} = \frac{\kappa\omega + \Omega}{2\pi} = f_{П} + f_c = 50000 + 50 = 50050 \text{ Гц}.$$

На рисунке 3.62 приведена зависимость напряжения искажающих гармоник от частоты, а на рис. 3.63 приведены временные диаграммы выходного напряжения преобразователя при регулировании в третьей зоне с $\gamma = 0,5$.

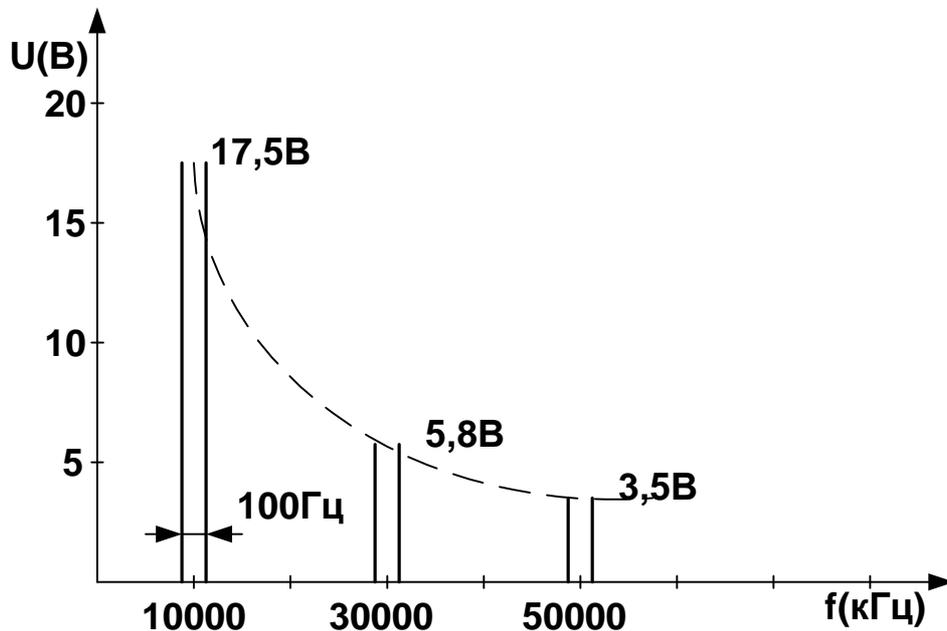


Рис. 3.62

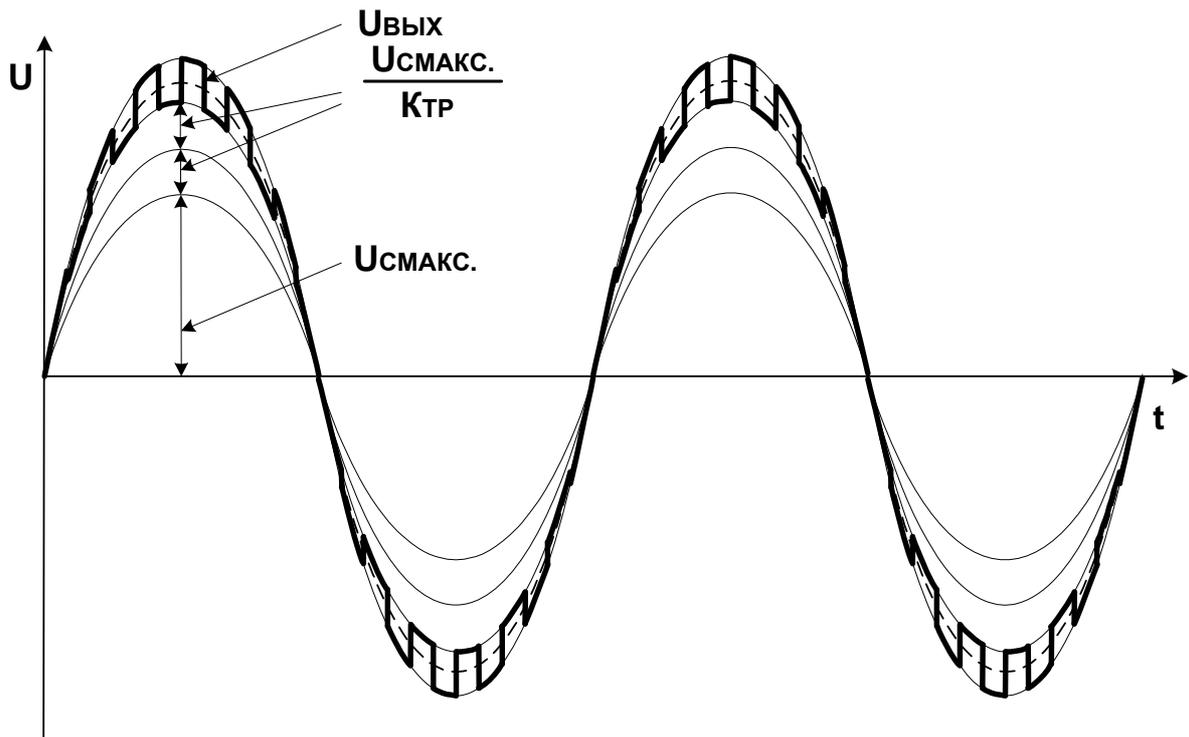


Рис. 3.63

4 ВАРИАНТЫ ЗАДАЧ ДЛЯ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ № 2 ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

1.1. Определить максимальное значение тока диода непосредственного транзисторного преобразователя напряжения понижающего типа, если он работает в режиме непрерывного тока дросселя.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	40	300	60	100
Напряжение нагрузки U_n (В)	30	15	30	20
Ток нагрузки I_n (А)	6	2	4	10
Частота коммутации f (кГц)	10	20	5	15
Индуктивность дросселя L (мГн)	0,5	1,5	1	0,8

Привести схему преобразователя. Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений.

1.2. В трехфазном мостовом инверторе напряжения с симметричной активной нагрузкой определить среднее значение потребляемого тока, если нагрузка подключена звездой.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питающей сети E (В)	200	150	100	75
Сопротивление нагрузки в фазе R_ϕ (Ом)	20	100	100	75
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	120	180

Привести схему инвертора и временные диаграммы напряжений управления тиристорами и напряжений на нагрузке ($U_{упр}$) и (U_ϕ).

1.3. В инверторе тока, выполненном по мостовой схеме, определить потребляемую от источника питания мощность, если индуктивность дросселя в цепи источника питания $L_d = \infty$.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение нагрузки U_n эфф (В)	260	100	150	300
Активное сопротивление нагрузки R_H (Ом)	12	60	3	8
Индуктивное сопротивление нагрузки X_H (Ом)	5	80	4	6
Коэффициент полезного действия кпд (%)	90	75	85	80

2.1. В схеме понижающего ключевого преобразователя с неполной глубиной модуляции определить суммарное напряжение двух одинаковых источников питания, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	30	200	90	10
Среднее значение тока нагрузки I_H (А)	3	0,2	1	12
Относительная длительность открытого состояния ключа γ	0,5	0,4	0,8	0,2
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке K'_n (%)	5	1	2	10

Привести схему преобразователя и рассчитать электрические параметры элементов схемы.

2.2. В трехфазном мостовом инверторе напряжения с симметричной нагрузкой, соединенной звездой, определить напряжение источника питания, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Действующее значение напряжения в фазе U_{ϕ} (В)	110	127	220	115
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	120	180

Привести схему инвертора и временные диаграммы, характерные для основных токов и напряжений.

2.3. Рассчитать электрические параметры резисторов, обеспечивающих статическое выравнивание токов в параллельно соединенных ключах, выполненных на базе полевых транзисторов, с точностью не более 10 % при условии, что сопротивление сток-исток в открытом состоянии каждого последующего транзистора на 0,1 Ом больше предыдущего.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Суммарный ток в общей цепи $I_{\text{общ}}$ (А)	80	30	15	20
Количество транзисторов, включенных в параллель n (шт.)	4	3	3	2
Сопротивление сток-исток первого транзистора в открытом состоянии $R_{\text{С-И}}$ (Ом)	0,5	0,2	0,4	0,3

Привести схему ключа.

3.1. В схеме непосредственного преобразователя постоянного напряжения повышающего типа, выполненного на идеальных элементах, определить относительную длительность открытого состояния транзистора, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Среднее значение потребляемого тока $I_{п}$ (А)	20	5	25	10
Максимальное значение напряжения, прикладываемого к транзистору U_{VT} (В)	100	200	50	40
Сопротивление нагрузки $R_{н}$ (Ом)	10	50	4	5
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке $K'_{п}$ (%)	2	1	5	8
Частота переключения транзистора f (кГц)	5	10	12	15

Привести схему преобразователя, характерные временные диаграммы токов и напряжений. Рассчитать электрические параметры элементов силовой цепи схемы.

3.2. В трехфазном мостовом инверторе напряжения, работающем на симметричную активную нагрузку, определить эффективное значение фазного тока, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания инвертора E (В)	150	200	100	75
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	120	180
Сопротивление нагрузки в фазе $R_{н}$ (Ом)	50	200	100	15

Привести схему инвертора и временные диаграммы напряжений управления тиристорами и фазных токов нагрузки.

3.3. Рассчитать мощность сигнала управления составным транзисторным ключом (схема Дарлингтона), выбрать базовый резистор.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Амплитуда тока ключа I_k (А)	8	5	5	4
Тип транзистора VT1	КТ630В	КТ630А	КТ608В	КТ3117А
Тип транзистора VT2	2Т878А	2Т828А	2Т866А	КТ935А
Относительная длительность открытого состояния ключа γ	0,7	0,6	0,2	0,5

Привести схему ключа.

4.1. Рассчитать величину емкости конденсатора для сглаживания пульсаций напряжения на выходе непосредственного преобразователя напряжения понижающего типа, работающего в режиме непрерывного тока дросселя, если

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания E (В)	200	50	100	510
Частота преобразования f (кГц)	5	10	15	7,5
Относительная длительность открытого состояния ключа γ	0,2	0,4	0,5	0,7
Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения U_{\sim} (В)	2	3	2,5	1
Индуктивность дросселя L (Гн)	0,01	0,02	0,005	0,005

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

4.2. Определить мощность, потребляемую трехфазным мостовым инвертором напряжения, работающим на симметричную активную нагрузку, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания инвертора E (В)	200	100	200	100
Угол управления тиристорами α (град)	180	120	120	180
Действующее значение фазного тока I_{ϕ} (А)	10	5	10	50

Привести схему инвертора и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

4.3. В схеме однофазного мостового инвертора напряжения с балластным дросселем, шунтированным обратным диодом, в цепи источника питания для ограничения сквозного тока определить максимально возможную частоту работы инвертора, при которой отсутствует «накачка» тока в дросселе.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания инвертора E (В)	49	98	110	310
Время протекания сквозного тока $t_{скв}$ (мкс)	4	2	5	10
Падение напряжения на диоде в прямом направлении ΔU_{VD} (В)	1	1,5	2	2,5
Индуктивность дросселя L (Гн)	0,0005	0,0004	0,001	0,0002

Привести схему инвертора и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

5.1. Рассчитать коэффициент пульсаций напряжения на входе фильтра понижающего непосредственного преобразователя постоянного напряжения с неполной глубиной модуляции при двух одинаковых источниках питания и непрерывном токе дросселя, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Суммарное напряжение источников питания E (В)	40	80	100	100
Ток нагрузки I_n (А)	5	4	1	6
Сопротивление нагрузки R_n (Ом)	7	16	70	15
Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения U_{\sim} (В)	2	5	3,5	1,5

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

5.2. Рассчитать электрические параметры транзисторов однотактной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, выполненной по схеме на рис. 4.1. с дополнительными отпайками $W_{отп}$ первичной обмотки W_1 трансформатора. Потерями в преобразователе пренебречь.

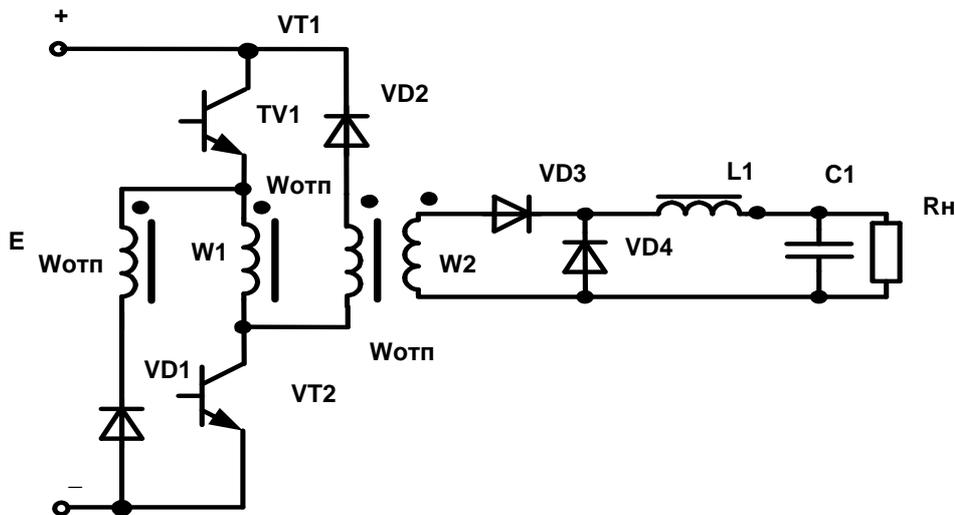


Рис. 4.1

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Среднее значение напряжения нагрузки U_H (В)	5	20	50	100
Число витков первичной обмотки трансформатора W_1 (витков)	50	200	100	140
Число витков вторичной обмотки трансформатора W_2 (витков)	10	200	25	70
Число витков дополнительных обмоток трансформатора $W_{\text{доп}}$ (витков)	5	50	10	20
Относительная длительность открытого состояния ключа γ	0,3	0,5	0,5	0,6
Сопrotивление нагрузки R_H (Ом)	12	4	20	25

Привести временные диаграммы токов и напряжений и обозначить токи и напряжения в схеме.

5.3. Рассчитать цепь делителя статического напряжения для последовательно соединенных транзисторов, работающих в режиме переключения, при условии, что ток утечки $I_{к0}$ каждого последующего транзистора в два раза больше предыдущего.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Суммарное напряжение, прикладываемое к транзисторам U_{Σ} (В);	350	1000	400	350
Количество транзисторов в последовательной цепи n (шт);	2	3	3	4
Ток утечки первого транзистора $I_{к0(1)}$ (мкА);	20	15	10	5
Максимально допустимое напряжение на одном транзисторе $U_{VT\text{МАКС}}$ (В);	200	400	150	100
Разброс напряжений на транзисторах не должен превысить (%)	10	10	5	15

Привести схему ключа с обозначениями элементов, токов и напряжений.

6.1. В схеме непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа определить величину напряжения на нагрузке, если

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	10	50	25	100
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,5	0,35	0,7	0,3
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	95	49	19	195
Активное сопротивление обмотки дросселя $R_{др}$ (Ом)	5	1	1	5
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке K'_n (%)	2	8	5	3
Частота переключения транзистора f (кГц)	5	10	12	20

Рассчитать параметры элементов схемы.

6.2. Трехфазный мостовой инвертор напряжения работает на активную нагрузку. Определить потребляемую мощность, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания инвертора E (В)	100	150	200	50
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	180	120
Сопротивление нагрузки в фазе R_H (Ом)	15	5	20	100

Привести временные диаграммы напряжений управления тиристорами и напряжений в фазах.

6.3. Определить максимально допустимый ток транзистора в однофазном мостовом инверторе напряжения с ограничительным резистором сквозного тока, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания инвертора E (В)	100	20	200	400
Ток нагрузки I_n (А)	5	10	2	1
Коэффициент полезного действия кпд (%)	80	95	75	90

Привести схему с обозначениями элементов, токов и напряжений, временные диаграммы.

7.1. Рассчитать преобразователь постоянного напряжения повышающего типа.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	12	48	36	100
Диапазон отклонения напряжения питания ΔU_n (В)	± 20	± 15	± 15	± 20
Сопротивление нагрузки R_n (Ом)	25	90	50	300
Напряжение на нагрузке U_n (В)	25	120	100	300
Частота преобразования f (кГц)	5	15	2	10
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке K'_n (%)	10	4	5	3

Определить токи и напряжения для элементов схемы. Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений.

7.2. Определить напряжение питания трехфазного мостового инвертора напряжения, работающего на симметричную активную нагрузку. Потерями в инверторе пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Потребляемая инвертором мощность P_n (Вт)	600	3000	300	1200
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	180	120
Действующее значение тока в фазе I_Φ (А)	5	25	10	30

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

7.3. Определить величину сопротивления разрядного резистора защитной RCD-цепи в мостовом однофазном нерегулируемом инверторе напряжения, выполненном на транзисторах и работающем на активно-индуктивную нагрузку.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	300	600	150	600
Максимально допустимое напряжение транзистора $U_{кЭМАКС}$ (В)	400	800	200	1000
Максимально допустимый ток транзистора $I_{кМАКС}$ (А)	20	10	8	5
Частота инвертирования f (кГц)	20	10	15	2,5
Ток нагрузки I_H (А)	10	6	5	2
Время выключения транзисторов $t_{ВЫКЛ}$ (мкс)	5	4	3	2

8.1. Рассчитать параметры силовой цепи транзисторного ключевого стабилизатора постоянного тока.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	15	24	27	12
Диапазон отклонения напряжения питания $\Delta U_{п}$ (В)	± 20	± 15	± 15	± 20
Сопротивление нагрузки $R_{н}$ (Ом)	2,5	60	150	8
Напряжение на нагрузке $U_{н}$ (В)	5	120	-15	24
Частота преобразования f (кГц)	15	7,5	20	10
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке $K'_{п}$ (%)	2	1	5	3

По результатам расчетов выбрать схему силовой цепи, определить максимальную и минимальную относительную длительность открытого состояния ключа, привести характерные диаграммы токов и напряжений.

8.2. Трехфазный мостовой инвертор напряжения работает на активную нагрузку без потерь. Определить среднее значение тока, потребляемого из источника, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Потребляемая инвертором мощность $P_{п}$ (Вт)	600	3000	300	1200
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	180	120
Действующее значение напряжения в фазе U_{ϕ} (В)	50	200	100	300

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

8.3. Определить минимально необходимое прямое напряжение диода, шунтирующего балластный дроссель, ограничивающий сквозные токи однофазного мостового инвертора напряжения, при котором отсутствует «накачка» тока в дросселе.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	60	200	1000
Частота инвертирования f (кГц)	5	10	20	15
Индуктивность дросселя L (мГн)	0,1	0,5	2	5
Длительность протекания сквозного тока $t_{СКВ}$. (мкс)	10	3	5	2

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

9.1. Определить наибольшее среднее значение тока, протекающего через транзистор в схеме идеального преобразователя постоянного напряжения инвертирующего типа, работающего в режиме непрерывного тока дросселя, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	15	60	24	50
Диапазон отклонения напряжения питания $\Delta U_{П}$ (%)	± 15	± 20	± 25	± 20
Сопротивление нагрузки $R_{Н}$ (Ом)	100	10	50	20
Напряжение на нагрузке $U_{Н}$ (В)	-20	-30	-15	-40

9.2. Рассчитать электрические параметры элементов однофазного мостового инвертора, работающего на трансформаторную нагрузку при условии несимметрии полупериодов.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	300	50	200
Частота инвертирования f (кГц)	10	15	5	2
Напряжение нагрузки U_H (В)	20	500	200	200
Ток нагрузки I_H (А)	2	0,5	5	1
Сопротивление балластного резистора в цепи питания инвертора R_6 (Ом)	10	10	0,5	5
Несимметрия полупериодов Δt (мкс)	4	2	4	20

Определить среднее значение тока намагничивания, привести схему и временные диаграммы токов и напряжений силовой цепи инвертора.

9.3. Рассчитать параметры элементов силовой цепи квазидвухтактного преобразователя, выполненного на основе двух «прямоходовых» однотактных ячеек. Потерями пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	100	100	200
Напряжение нагрузки U_H (В)	200	100	50	40
Ток нагрузки I_H (А)	0,5	1	2	5
Коэффициент пульсаций выходного напряжения K (%)	2	2	5	1
Относительная длительность включенного состояния транзисторов γ (%)	0,4	0,45	0,3	0,25
Частота переключения транзисторов f (кГц)	1	15	5	10

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

10.1. Непосредственный преобразователь постоянного напряжения инвертирующего типа работает в режиме непрерывного тока дросселя. Потерь нет. Рассчитать электрические параметры элементов схемы.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Ток нагрузки I_H (А)	3	0,5	5	2
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,5	0,6	0,7	0,3
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	30	100	7	50
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке K'_n (%)	5	3	2	1

Привести временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

10.2. Определить напряжение источника питания трехфазного инвертора напряжения с симметричной активной нагрузкой, включенной по схеме «звезда».

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Мощность нагрузки одной фазы P_ϕ (Вт)	1000	3000	400	200
Угол управления тиристорами α (град)	180	180	120	120
Сопротивление нагрузки в фазе R_ϕ (Ом)	100	100	400	300

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

10.3. Рассчитать параметры RCD-цепи одиночного транзисторного ключа, прерывающего ток в цепи индуктивной нагрузки, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Индуктивность нагрузки L_H (мкГн)	50	500	100	10
Ток нагрузки I_H (А)	5	1	10	20
Допустимое напряжение транзистора $U_{кэ}$ (В)	500	450	200	800
Частота переключения f (кГц)	5	1	1	10

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

11.1. Рассчитать параметры конденсатора, установленного на выходе НПН понижающего типа, работающего в режиме непрерывного тока дросселя, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	300	50	200
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	400	20	50	80
Напряжение на нагрузке U_H (В)	40	20	25	6
Частота преобразования f (кГц)	15	10	8	5
Коэффициент сглаживания напряжения нагрузки $K_{сгл}$	12	15	15	20

Привести схему НПН. Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений на элементах схемы.

11.2. Рассчитать электрические параметры полупроводниковых элементов однотактной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, выполненной по схеме (рис. 4.2). Пульсациями напряжения на нагрузке пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания E (В)	100	24	50	200
Ток нагрузки I_H (А)	10	1	5	2
Ток намагничивания в % от тока нагрузки I_μ	15	20	10	5
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,5	0,6	0,4	0,4
Число витков первичной обмотки W_1 (витков)	100	50	100	100
Число витков вторичной обмотки W_2 (витков)	25	100	50	100
Число витков обмотки размагничивания W_p (витков)	25	100	25	40

Привести схему преобразователя и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

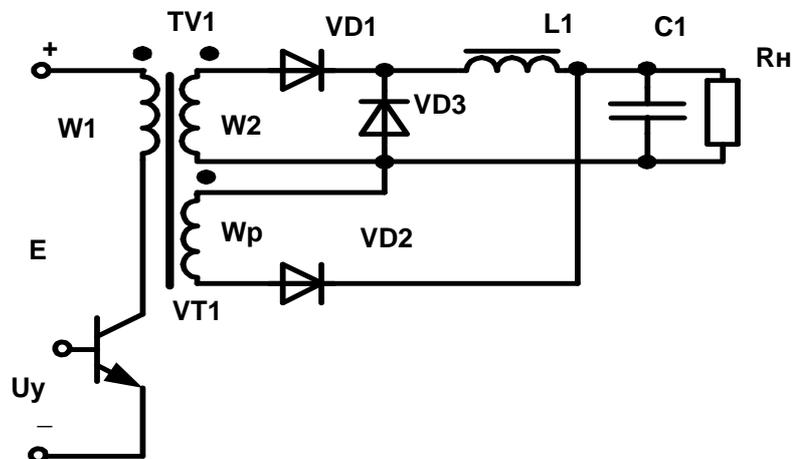


Рис. 4.2

11.3. Рассчитать параметры элементов однофазного одно-тактного инвертора с накопительным конденсатором. Определить КПД инвертора, мощность нагрузки. Потерями в схеме и пульсациями напряжения на конденсаторе пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	300	200	400
Ток нагрузки I_H (А)	5	2	1	0,5
Максимально допустимый постоянный ток ключа I_K (А)	20	8	5	10
Частота работы инвертора f (кГц)	1	10	15	20

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

12.1. Рассчитать электрические параметры конденсатора сглаживающего фильтра, установленного на выходе НПН повышающего типа, при условии, что ток дросселя непрерывен. Потерями пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	24	48	12	60
Минимальное сопротивление нагрузки R_H (Ом)	200	160	100	100
Напряжение на нагрузке U_H (В)	50	160	18	100
Частота преобразования f (кГц)	10	5	20	15
Амплитуда основной гармоники пульсаций напряжения нагрузки $U_{\sim 1}$ (В)	2	5	1	5

Привести схему. Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений.

12.2. Определить коэффициент полезного действия (КПД) однофазного мостового инвертора тока, выполненного на транзисторах, если

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	28	12	100
Активное сопротивление нагрузки R_H (Ом)	20	60	40	100
Индуктивное сопротивление нагрузки X_H (Ом)	$\sqrt{500}$	80	30	0
Напряжение на нагрузке U_H (В)	180	200	100	200
Амплитуда тока транзистора I_{VT} (А)	15	10	15	5

Индуктивность в цепи источника питания $L_d = \infty$. Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

12.3. Рассчитать силовую цепь однофазного однотактного инвертора напряжения с накопительным дросселем. Потерями пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	300	50	20
Ток нагрузки I_H (А)	50	5	200	100
Частота инвертирования f (кГц)	5	10	15	2

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

13.1. В схеме НПН инвертирующего типа определить величину максимального напряжения, прикладываемого к транзистору, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	24	50	70
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	28,5	9	28	25
Активное сопротивление дросселя $r_{др}$ (Ом)	1,5	1	2	5
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,7	0,2	0,4	0,5

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

13.2. В схеме однофазного инвертора тока определить напряжение источника питания, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Активное сопротивление нагрузки R_H (Ом)	12	80	6	200
Индуктивное сопротивление нагрузки X_H (Ом)	5	60	8	0
Напряжение на нагрузке U_H (В)	52	300	90	50
Потребляемый инвертором ток $I_{п}$ (А)	10	10	5	1,25
Коэффициент полезного действия кпд (%)	100	90	81	80

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

13.3. Рассчитать параметры разрядного резистора защитной RCD-цепи, установленной параллельно транзисторному ключу однофазного мостового инвертора напряжения, работающего на активно-индуктивную нагрузку, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	24	100	300
Ток нагрузки I_H (А)	5	10	2	1
Максимально допустимое напряжение транзистора $U_{кэ}$ (В)	400	450	800	1000
Максимально допустимый ток транзистора I_k (А);	10	25	5	3
Частота переключения ключа f (кГц)	1	15	5	10

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

14.1. Многофазный преобразователь постоянного напряжения понижающего типа работает в режиме непрерывного тока дросселей при идентичных параметрах всех модулей и идеальном распределении тока нагрузки между ними. Пульсациями тока в дросселях пренебречь. Определить среднее значение тока, протекающего через транзистор, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	1000	60	500	150
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,3	0,7	0,2	0,6
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	35	20	10	4,5
Количество модулей n (шт.)	5	3	7	4

Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений.

14.2. В однофазном мостовом транзисторном инверторе напряжения для ограничения сквозных токов установлен дроссель. Определить величину максимально допустимого коллекторного тока транзисторов при условии отсутствия «накачки» тока в дросселе.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	180	110	50	300
Время выключения транзистора t (мкс)	4	1	8	2
Индуктивность дросселя $L_{др}$ (мкГн)	20	5	10	15

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

14.3. Определить отношение числа витков первичной обмотки силового трансформатора к числу витков отпайки в схеме однотактной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, представленной на рис. 4.3. Потерями пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Среднее значение напряжения на нагрузке U_H (В)	20	300	60	100
Относительная длительность открытого состояния транзисторов γ	0,5	0,75	0,3	0,4
Отношение числа витков обмоток w_1/w_2	5	0,5	2	3
Максимально допустимое значение обратного напряжения диодов U_{VD} в цепи размагничивания (В)	150	150	300	600

Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений на элементах схемы.

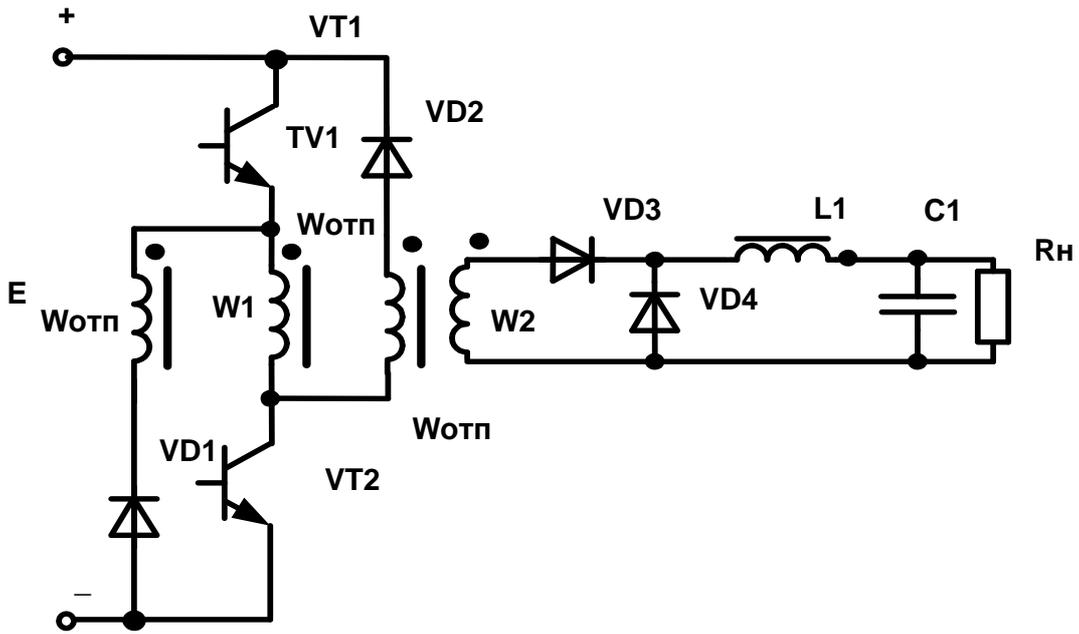


Рис. 4.3

15.1. В схеме ППН понижающего типа последовательно с диодом установлен дроссель. Определить величину индуктивности этого дросселя, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Ток нагрузки I_H (А)	1	0,1	1,6	5
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,7	0,5	0,4	0,8
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	100	400	150	20
Максимально допустимый ток транзистора $I_{КЭ}$ (А)	5	1	3	10
Время выключения диода $t_{ВЫКЛ}$ (мкс)	1	0,8	0,5	1,2

Привести схему ППН, работу иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений.

15.2. Рассчитать количество витков обмотки размагничивания W_p трансформатора однотактной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода по схеме рис. 4.4. при отсутствии потерь, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Среднее значение напряжения нагрузки U_H (В)	20	200	10	60
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,4	0,5	0,5	0,6
Число витков первичной обмотки W_1 (витков)	50	50	80	60
Число витков вторичной обмотки W_2 (витков)	20	100	20	40
Максимально допустимое постоянное напряжение $U_{кэ}$ (В)	500	500	300	400
Допустимый коэффициент загрузки транзистора по напряжению K_3	0,7	0,8	0,8	1

Привести временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

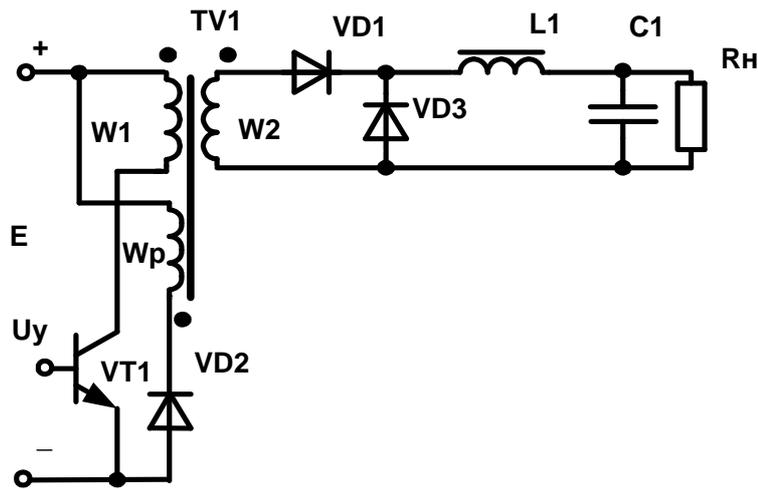


Рис. 4.4

15.3. Рассчитать среднее значение тока, потребляемого однофазным нулевым инвертором напряжения с трансформаторным выходом, работающим на активно-индуктивную нагрузку. Потерями пренебречь. $X_H = R_H$.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	24	100	200
Ток нагрузки I_H (А)	4	3	15	50
Напряжение нагрузки U_H (В)	200	200	150	50
Частота инвертирования f (кГц)	10	15	5	2

Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

16.1. Рассчитать параметры элементов схемы однотактной преобразовательной ячейки (рис. 4.5), выполненной на двух транзисторах, с прямым включением выпрямительного диода. Потерями в элементах ячейки пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Минимальное напряжение источника питания E (В)	20	300	50	100
Максимальное напряжение источника питания E (В)	30	250	70	150
Напряжение на нагрузке U_H (В)	40	250	20	120
Ток нагрузки I_H (А)	1	0,2	5	0,5
Частота квантования f (кГц)	12	20	5	10
Амплитуда пульсаций напряжения нагрузки $U_{\sim 1}$ (В)	2	5	0,5	5

Расчеты иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений на элементах схемы.

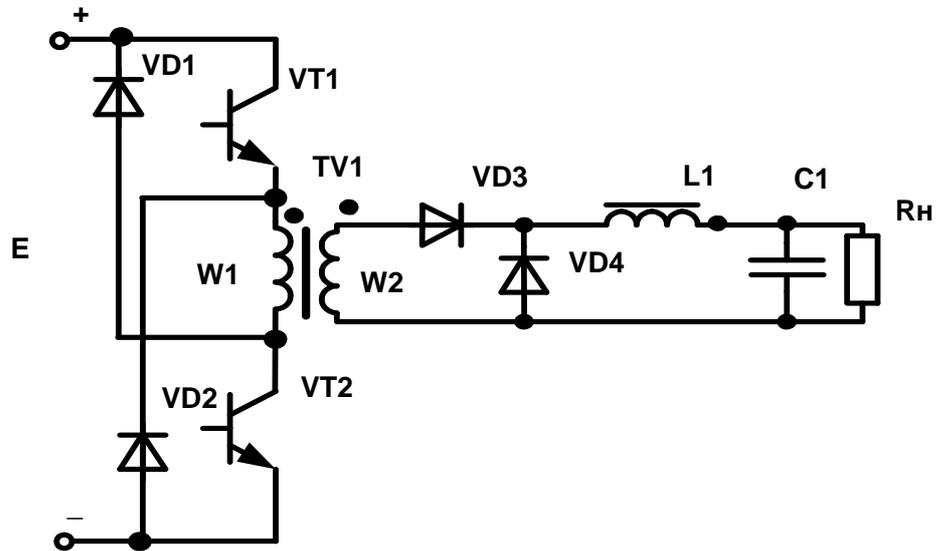


Рис. 4.5

16.2. Определить коэффициент полезного действия мостового инвертора тока, выполненного на тиристорах, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	250	60	135	100
Индуктивное сопротивление нагрузки X_H (Ом)	80	30	$\sqrt{50}$	0
Напряжение на нагрузке U_H (В)	300	125	200	200
Потребляемый инвертором ток I_{II} (А)	4	4	20	8
Активное сопротивление нагрузки R_H (Ом)	60	40	$\sqrt{50}$	50

16.3. Однофазный мостовой транзисторный инвертор напряжения с балластным резистором для ограничения сквозного тока работает на активную нагрузку. Рассчитать параметры элементов схемы, определить мощность нагрузки, среднее значение сквозного тока, КПД схемы, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	24	100	200
Максимально допустимый ток транзистора $I_{КЭ \text{ МАКС}}$ (А)	10	20	5	2
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	10	4	50	150
Частота инвертирования f (кГц)	5	2	10	20
Длительность протекания сквозного тока $t_{СКВ}$ (мкс)	6	15	5	2

Потерями пренебречь, кроме балластного резистора. Привести временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

17.1. Определить напряжение питания трехфазного мостового инвертора напряжения, работающего на симметричную активную нагрузку, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Действующее значение напряжения в линии U_{AB} (В)	380	220	415	200
Угол управления тиристорами α (град)	180	180	120	120

Привести схему инвертора и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

17.2. Определить среднее значение напряжения на нагрузке, подключенной к выходу «прямоходовой» однотактной преобразовательной ячейки, выполненной на двух транзисторах с размагничивающими диодами.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение питания U_n (В)	100	24	50	200
Число витков первичной обмотки W_1 (витков)	200	120	50	100
Число витков вторичной обмотки W_2 (витков)	50	60	150	100

Алгоритм работы ключей на периоде частоты преобразования указан в таблице.

интервал вариант	$\frac{T}{4}$	$\frac{T}{3}$	$\frac{T}{2}$	$\frac{2T}{3}$	$\frac{3T}{4}$
	1	VT1;VT2	VT2		
2	VT1;VT2		VT1	—	
3	VT1;VT2	VT1		—	
4	—		VT1;VT2	VT2	

17.3. Рассчитать параметры элементов силовой цепи преобразователя напряжения, выполненного на базе полумостового нерегулируемого инвертора с трансформаторным выходом, и выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора, если сглаживающий фильтр на выходе выпрямителя отсутствует, а потерями пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	24	200	50
Напряжение на нагрузке U_H (В)	50	12	400	200
Ток нагрузки I_H (А);	5	10	1	5
Коэффициент пульсаций напряжения на- грузки $K'_П$ (%);	3	5	5	8
Частота инвертирования f (кГц)	2	15	5	10

Привести характерные временные диаграммы токов и напряжений.

18.1. Определить отношение числа витков обмотки $w_{отп}$ к числу витков первичной обмотки w_1 трансформатора однотактной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, приведенной на рис. 4.6.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Среднее значение напряжения на нагрузке U_H (В)	30	15	50	80
Относительная длительность открытого со- стояния транзистора γ	0,6	0,6	0,5	0,4
Число витков первичной обмотки W_1 (витков)	100	30	200	80
Число витков вторичной обмотки W_2 (витков)	20	30	100	40
Максимально допустимое постоянное напря- жение транзистора $U_{КЭМАКС}$ (В)	300	50	400	400

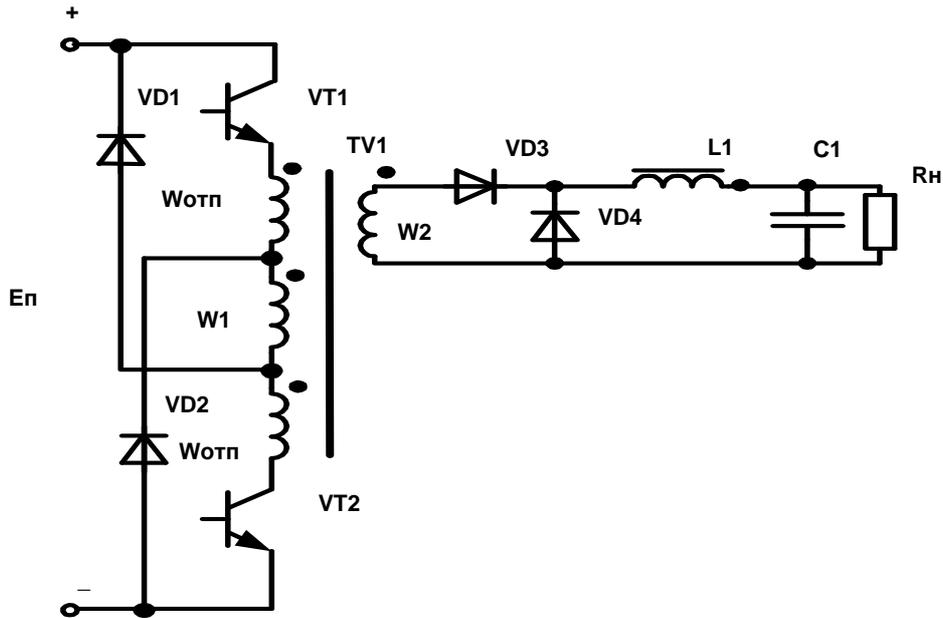


Рис. 4.6

Привести характерные временные диаграммы токов и напряжений.

18.2. Рассчитать электрические параметры элементов однофазного мостового инвертора с ограничивающим сквозной ток балластным дросселем, шунтированным обратным диодом. Инвертор работает на трансформаторную нагрузку. Определить величину индуктивности $L_{\text{бал}}$ дросселя, при которой отсутствует эффект накачки тока в дросселе, если прямое падение напряжения на диоде $\Delta U_{VD} = 1,5 \text{ В}$.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	300	100	20
Напряжение на нагрузке U_H (В)	50	100	20	100
Ток нагрузки I_H (А)	1	5	10	2
Длительность протекания сквозного тока $t_{\text{СКВ}}$ (мкс)	8	1	15	5
Частота инвертирования f (кГц)	5	15	2	10
Отношение $\frac{I_{\text{макс.кл}}}{I_{\text{ном.кл}}}$	1,5	2	1,5	2

18.3. Рассчитать электрические параметры резисторов, обеспечивающих статическое выравнивание токов в параллельно включенных транзисторных насыщенных ключах, если динамическое сопротивление у каждого последующего ключа больше на 0,03 Ом, а падение напряжения больше на 0,02 В соответственно.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Количество параллельно включенных транзисторов n (шт)	3	2	3	4
Суммарный ток в ключах I_{Σ} (А)	40	20	15	12
Динамическое сопротивление первого транзистора $r_{\text{МИН}}$ (Ом)	0,1	0,1	0,08	0,06
Остаточное напряжение на первом транзисторе $\Delta U_{\text{МИН}}$ (В)	0,2	0,3	0,5	0,4
Максимально допустимое значение тока транзистора $I_{\text{МАКС}}$ (А)	15	14	6	4

19.1. В трехфазном мостовом инверторе напряжения, работающем на симметричную нагрузку, соединенную в треугольник, определить напряжение источника питания, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Потребляемая инвертором мощность $P_{\text{П}}$ (Вт)	600	1000	300	1200
Угол проводимости ключей инвертора α (град);	120	180	180	120
Действующее значение линейного тока $I_{\text{ЛИН}}$ (А)	5	50	10	3

Потерями пренебречь.

19.2. Рассчитать электрические параметры элементов одно- тактной преобразовательной ячейки с обратным включением выпрямительного диода, приведенной на рис. 4.7.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	24	50	200
Напряжение на нагрузке U_H (В)	20	100	50	100
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	20	50	200	1000
Относительная длительность открытого состояния транзистора γ	0,4	0,5	0,5	0,6
Частота инвертирования f (кГц)	2	15	5	10
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке $K'_П$ (%)	15	5	10	5

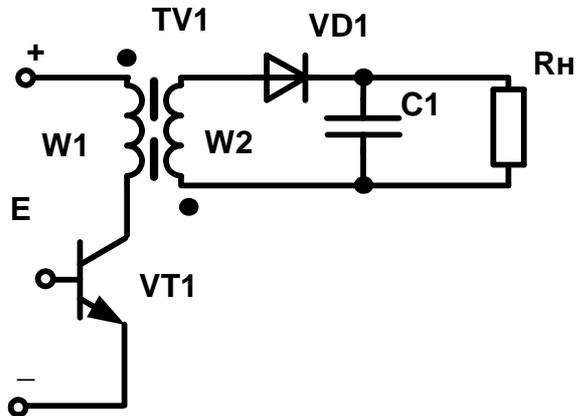


Рис. 4.7

19.3. Определить параметры диода RCD-цепи, подключенной параллельно транзисторному ключу однофазного мостового инвертора напряжения, работающего на активно-индуктивную нагрузку, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Ток нагрузки I_H (А)	1	2	5	10
Индуктивность в цепи нагрузки L_H (Гн)	0,008	0,01	0,001	0,001
Емкость конденсатора в RCD-цепи C (мкФ)	0,01	0,02	0,05	0,01
Сопротивление зарядного резистора R_3 (Ом)	4	5	2	10
Частота переключения ключей инвертора f (кГц)	2	5	20	10
Время выключения ключа $t_{\text{выкл}}$ (мкс)	2	1,5	1	1

20.1. В инверторе тока, выполненном по мостовой схеме, определить потребляемую от источника питания мощность, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение на нагрузке E (В)	169	338	150	300
Активное сопротивление нагрузки R_H (Ом)	12	5	3	8
Индуктивное сопротивление нагрузки X_H (Ом)	5	12	4	6
Коэффициент полезного действия КПД (%)	90	90	85	80

Индуктивность дросселя в цепи источника питания $L_d = \infty$.

20.2. В однофазном инверторе напряжения, работающем на активную нагрузку, определить амплитуду сквозного тока, если для его ограничения установлены балластные резисторы.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	300	50	200
Ток нагрузки I_H (А)	5	10	10	2
Схема инвертора	мостовая	полумостовая	полумостовая	мостовая
Коэффициент полезного действия КПД (%)	70	90	80	60

Привести схему инвертора, построить временные диаграммы напряжения на нагрузке, тока нагрузки, потребляемого от источника тока.

20.3. Определить параметры элементов RCD-цепи транзисторного ключа, прерывающего ток электрической цепи, если

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Ток, прерываемый ключом I_H (А)	5	1	20	10
Индуктивность в цепи нагрузки L (мкГн)	200	100	50	500
Максимально допустимое напряжение на ключе U_{VTMAX} (В)	500	250	400	1000
Частота переключения f (кГц);	20	10	10	1
Время выключения ключа $t_{ВЫКЛ}$ (мкс)	1	1,5	2	3

21.1. Определить минимально необходимую индуктивность дросселя, обеспечивающего режим непрерывного тока дросселя непосредственного преобразователя постоянного напряжения понижающего типа, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	60	300	150
Ток нагрузки I_H (А)	16	0,5	10	10
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	2,5	20	24	10
Частота преобразования f (кГц)	5	10	1	15

21.2. Рассчитать электрические параметры элементов однофазного мостового транзисторного инвертора напряжения, работающего на трансформатор с активно-индуктивной нагрузкой, если $X_H = R_H$.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	300	100	20
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	50	100	20	100
Ток нагрузки I_H (А)	1	5	10	2
Частота инвертирования f (кГц)	3	1	5	8

Потерями пренебречь. Привести схему и характерные временные диаграммы токов и напряжений.

21.3. Рассчитать номинальную емкость герметичной никель-кадмиевой (НКГ) аккумуляторной батареи, обеспечивающей питание источников вторичного электропитания (ИВЭП) в системе гарантированного электропитания (СГЭП), выполненной по схеме рис. 4.8.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение в общей шине питания E_{Π} (В)	48	36	120	200
Номинальное напряжение АБ U_{AB} (В)	12	24	12	24
Напряжение первого канала U_{H1} (В)	5	15	24	10
Ток нагрузки первого канала I_{H1} (А)	10	5	3	5
Напряжение второго канала U_{H2} (В)	24	12	5	5
Ток нагрузки второго канала I_{H2} (А)	2	4	10	15
Время работы СГЭП от аккумуляторной батареи Δt (мин)	20	15	15	10
Кпд каждого преобразователя (%)	80	90	85	90

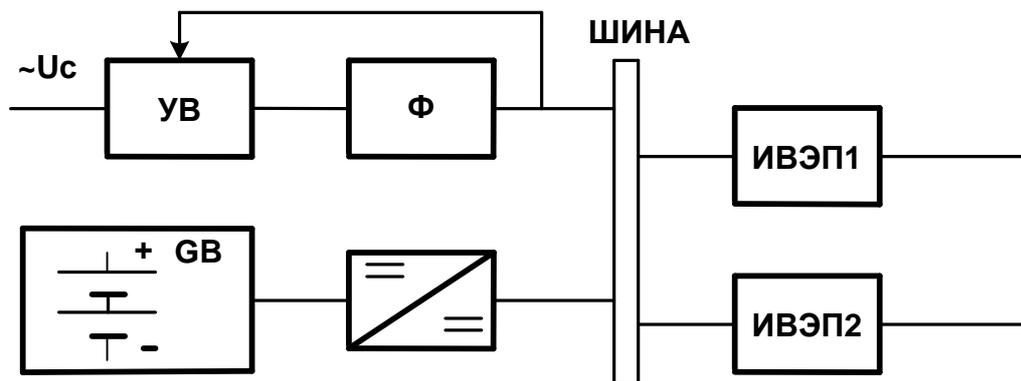


Рис.4.8

22.1. Определить тип непосредственного преобразователя постоянного напряжения (НПН), рассчитать диапазон изменения относительной длительности открытого состояния регулирующего транзистора, привести схему силовой цепи.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания $E_{\text{П}}$ (В)	80	50	100	40
Диапазон отклонения напряжения питания в (%)	± 25	± 20	± 25	± 20
Сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ (Ом)	90	140	400	10
Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$ (А)	1	0,5	0,15	3,5

Потерями пренебречь.

22.2. Рассчитать минимально необходимую величину емкости конденсатора, которую требуется установить на входе однофазного мостового инвертора напряжения, работающего на активно-индуктивную нагрузку при $X_{\text{Н}} = R_{\text{Н}}$.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания $E_{\text{Н}}$ (В)	200	50	100	20
Диапазон отклонения напряжения питания в (%)	± 10	± 20	± 15	± 25
Сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ (Ом)	100	10	400	20
Частота инвертирования $f_{\text{И}}$ (кГц)	10	5	15	3

Потерями пренебречь.

22.3. Определить номинальную емкость герметичной никель-кадмиевой аккумуляторной батареи и время работы системы гарантированного электропитания (СГЭП) от АБ. Структурная схема СГЭП приведена на рис. 4.9.

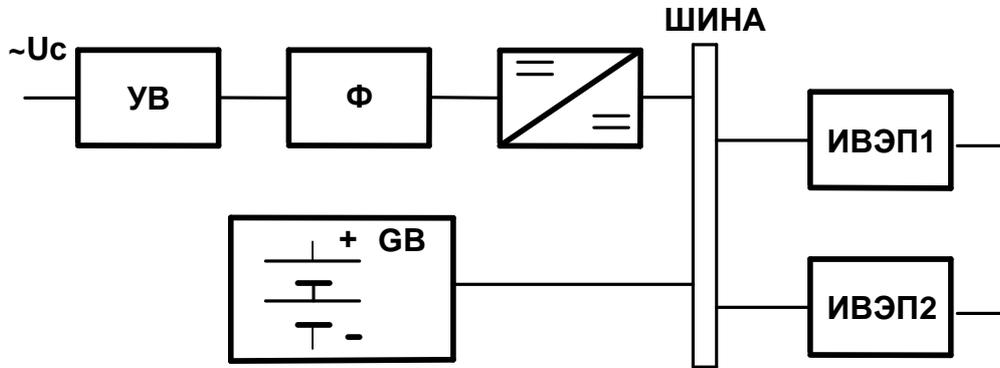


Рис. 4.9

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Номинальное напряжение АБ $U_{АБ}$ (В)	48	36	24	12
Напряжение первого канала $U_{Н1}$ (В)	5	24	15	12
Ток нагрузки первого канала $I_{Н1}$ (А)	10	5	6	5
Напряжение второго канала $U_{Н2}$ (В)	24	12	5	5
Ток нагрузки второго канала $I_{Н2}$ (А)	2,5	10	20	8
Ток разряда аккумуляторной батареи не должен превышать	$2C_H$	$3C_H$	$2C_H$	$3C_H$
Кпд каждого преобразователя (%)	75	80	85	80

23.1. Рассчитать электрические параметры элементов силовой цепи однофазной преобразовательной ячейки с размагничивающей обмоткой, подключенной параллельно конденсатору выходного фильтра. Определить относительные минимальную и максимальную длительности открытого состояния силового транзистора, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Минимальное напряжение источника питания $E_{\text{МИН}}$ (В)	25	300	50	100
Максимальное напряжение источника питания $E_{\text{МАКС}}$ (В)	30	240	70	150
Напряжение на нагрузке $U_{\text{Н}}$ (В)	45	200	25	90
Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$ (А)	1	0,2	5	0,5
Частота квантования f (кГц)	2	20	15	7,5
Амплитуда пульсаций напряжения нагрузки $U_{\sim 1}$ (В)	1	7	0,5	5
Отношение числа витков обмоток $\frac{w_1}{w_2}$	0,3	0,5	1	2
Отношение числа витков обмоток $\frac{w_1}{w_P}$	1,25	1,4	1,1	1,3

Потерями пренебречь.

23.2. В трехфазном мостовом инверторе напряжения определить величину активного сопротивления нагрузки в фазе, при условии:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	600	36	300	120
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	180	120
Действующее значение тока в фазе I_{Φ} (А)	5	20	10	3

23.3. На входе мостового транзисторного инвертора напряжения для ограничения сквозных токов установлен дроссель. Определить максимальное значение тока дросселя при условии:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания $E_{\text{П}}$ (В)	120	48	24	300
Индуктивность обмотки дросселя $L_{\text{др}}$ (мкГн)	100	220	68	1200
Частота инвертирования f (кГц)	5	10	2	15
Время протекания сквозного тока через транзисторы в (%) от периода инвертирования	4	5	2	10

24.1. Определить, на сколько должно возрасти напряжение источника питания непосредственного преобразователя постоянного напряжения, если увеличить ток нагрузки, а сопротивление нагрузки и относительную длительность открытого состояния силового транзистора оставить постоянными. Считать ток в дросселе непрерывным.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	60	36	200
Начальный ток нагрузки $I_{\text{Н}}$ (А)	0,2	0,5	0,4	1,5
Конечный ток нагрузки $I_{\text{Н}}$ (А)	0,4	1	1,5	2
Сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ (Ом)	200	100	100	120

Определить тип НПН, привести характерные временные диаграммы напряжений и токов.

24.2. Рассчитать электрические параметры элементов автономного идеального транзисторного инвертора напряжения, выполненного по нулевой схеме и работающего на трансформаторную нагрузку.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	50	300	100	20
Напряжение на нагрузке U_H (В)	50	100	20	100
Ток нагрузки I_H (А)	1	5	10	2
Частота инвертирования f (кГц)	5	15	2	10

24.3. В однотактной инверторной ячейке с размагничивающей обмоткой и прямым включением выпрямительного диода определить величину максимальной относительной длительности открытого состояния силового транзистора, при которой отсутствует намагничивание сердечника трансформатора. Схема ячейки приведена на рис. 4.10.

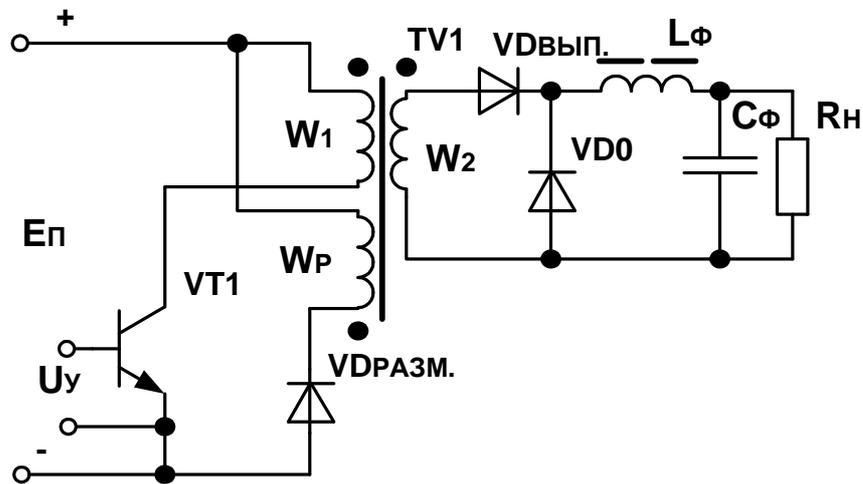


Рис. 4.10

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E_{II} (В)	50	100	200	300
Максимально допустимое значение напряжения $U_{КЭМАКС}$ (В)	150	200	300	300

25.1. Непосредственный преобразователь постоянного напряжения работает в режиме непрерывного тока дросселя, определить максимальное значение тока, протекающего через транзистор, если:

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E (В)	100	60	300	150
Ток нагрузки I_H (А)	15	1,5	1,5	10
Сопротивление нагрузки R_H (Ом)	15	20	240	12
Частота преобразования f (кГц)	5	10	1	15

Привести временные диаграммы тока транзистора и напряжения на нем.

25.2. Рассчитать электрические параметры элементов силовой цепи транзисторного инвертора напряжения, выполненного по полумостовой схеме и работающего на трансформаторно-выпрямительную нагрузку.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E_{II} (В)	80	60	300	150
Напряжение нагрузки U_H (В)	200	40	50	150
Ток нагрузки I_H (А);	1,5	5	15	0,5
Коэффициент пульсаций выходного напряжения K_{II} (%)	5	2	4	10
Частота инвертирования f (кГц)	5	10	1	15

Потерями пренебречь, привести характерные временные диаграммы токов и напряжений.

25.3. Однотактная преобразовательная ячейка с обратным включением выпрямительного диода работает на активную нагрузку. Определить величину индуктивности первичной обмотки трансформатора при условии отсутствия потерь в преобразователе.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания $E_{\text{П}}$ (В)	50	300	100	20
Сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ (Ом)	50	100	20	100
Среднее значение напряжения нагрузки $U_{\text{Н}}$ (В)	150	50	48	24
Частота инвертирования f (кГц)	3	1	5	8

5 ПОРЯДОК ВЫБОРА ВАРИАНТА

В соответствии со своим паролем для системы модемной связи вариант* контрольной работы № 2 выбирается из таблицы № 1 по формуле:

$$V = (N \cdot k) \operatorname{div} 100,$$

где V — номер Вашего искомого варианта* контрольной работы, при $V = 0$ выбирается вариант 100;

$N = 100$ — общее число вариантов*;

K — значение двух последних цифр пароля, в общем случае число в интервале $0 \dots 99$;

Div — целочисленное деление (см. курс лекций по «Информатике»).

Пример: вариант* 47 — в сборнике задач по контрольной работе № 2 выбираем задачи (22.1.б. ÷ 22.3.б.).

Таблица № 1

	а	б	в	г
1.1. ÷ 1.3.	1	26	51	76
2.1. ÷ 2.3.	2	27	52	77
3.1. ÷ 3.3.	3	28	53	78
4.1. ÷ 4.3.	4	29	54	79
5.1. ÷ 5.3.	5	30	55	80
6.1. ÷ 6.3.	6	31	56	81
7.1. ÷ 7.3.	7	32	57	82
8.1. ÷ 8.3.	8	33	58	83
9.1. ÷ 9.3.	9	34	59	84
10.1. ÷ 10.3.	10	35	60	85
11.1. ÷ 11.3.	11	36	61	86
12.1. ÷ 12.3.	12	37	62	87
13.1. ÷ 13.3.	13	38	63	88
14.1. ÷ 14.3.	14	39	64	89
15.1. ÷ 15.3.	15	40	65	90
16.1. ÷ 16.3.	16	41	66	91
17.1. ÷ 17.3.	17	42	67	92
18.1. ÷ 18.3.	18	43	68	93
19.1. ÷ 19.3.	19	44	69	94
20.1. ÷ 20.3.	20	45	70	95
21.1. ÷ 21.3.	21	46	71	96
22.1. ÷ 22.3.	22	47	72	97
23.1. ÷ 23.3.	23	48	73	98
24.1. ÷ 24.3.	24	49	74	99
25.1. ÷ 25.3.	25	50	75	100

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица соотношений для расчета параметров элементов непосредственных преобразователей постоянного напряжения в постоянное (НПН)

Тип НПН	$\frac{U_H}{E}$	Дроссель			Конденсатор		
		$L_{гр.}$	ΔI_L	$I_{Lэфф}$	$U_{смакс}$	C	
Пониж. типа	γ	$\frac{(1-\gamma)R_{нмакс}}{2f}$	$\frac{U_H(1-\gamma)}{Lf}$	$\sqrt{I_H^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	U_H	$\frac{1-\gamma}{16Lf^2\kappa'_п}$	
Повыш. типа	$\frac{1}{1-\gamma}$	$\frac{\gamma(1-\gamma)^2 R_{нмакс}}{2f}$	$\frac{U_H(1-\gamma)\gamma}{Lf}$	$\sqrt{\left(\frac{I_H}{1-\gamma}\right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	U_H	$\frac{\gamma(1+\kappa'_п)}{2R_{нмин}f\kappa'_п}$	
Инверт. типа	$\frac{\gamma}{1-\gamma}$	$\frac{(1-\gamma)^2 R_{нмакс}}{2f}$	$\frac{U_H(1-\gamma)}{Lf}$	$\sqrt{\left(\frac{I_H}{1-\gamma}\right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	U_H	$\frac{\gamma(1+\kappa'_п)}{2R_{нмин}f\kappa'_п}$	
Тип НПН	Транзистор		Диод			$\gamma_{мин}$	$\gamma_{макс}$
	$I_{VTмакс}$	$U_{VTмакс}$	$I_{VDср}$	$I_{VDмакс}$	$U_{обр}$		
Пониж. типа	$I_H + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$	$I_H(1-\gamma)$	$I_H + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$	$\frac{U_H}{E_{макс}}$	$\frac{U_H}{E_{мин}}$
Повыш. типа	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	U_H	$I_H(1-\gamma)$	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	U_H	$\frac{U_H - E_{макс}}{U_H}$	$\frac{U_H - E_{мин}}{U_H}$
Инверт. типа	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$	$I_H(1-\gamma)$	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$	$\frac{U_H}{E_{макс} + U_H}$	$\frac{U_H}{E_{мин} + U_H}$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Расчетные соотношения параметров элементов однотактных преобразователей с гальванической развязкой

Параметр	Схема			
	Рис П.2.1.	Рис. П.2.2.	Рис. П.2.3.	Рис. П.2.4.
$\gamma_{\text{макс}}$		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}}}{E_{\text{мин}}}$		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}}}{U_{\text{H}} K_{\text{тр}} + E_{\text{мин}}}$
γ		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}}}{E}$		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}}}{U_{\text{H}} K_{\text{тр}} + E}$
$\gamma_{\text{мин}}$		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}}}{E_{\text{макс}}}$		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}}}{U_{\text{H}} K_{\text{тр}} + E_{\text{макс}}}$
$L_{\phi} \geq L_{\text{кр.}}$		$\frac{U_{\text{H}} (1 - \gamma_{\text{мин.}})}{2fI_{\text{нмин.}}}$		$\frac{E\gamma(1 - \gamma)K_{\text{тр}}}{2fI_{\text{H}}} (*)$
ΔI_{L}		$\frac{U_{\text{H}} (1 - \gamma_{\text{мин.}})}{L_{\phi} f}$		$\frac{U_{\text{H}} K_{\text{тр}} (1 - \gamma_{\text{мин}})}{L_{\phi} f}$
C'_{ϕ}		$\frac{U_{\text{H}} (1 - \gamma_{\text{мин}})}{16L_{\phi} f^2 \Delta U_{\sim\text{H}}}$		$\frac{I_{\text{Hмакс}} \gamma_{\text{макс}}}{2f \Delta U_{\sim\text{H}}}$
C''_{ϕ}			$\frac{0,5(I_{\text{Hмакс}} - I_{\text{Hмин}})L_{\phi}}{\Delta U_{\text{H}} U_{\text{H}}}$	
$I_{\text{VTмакс}}$		$\frac{I_{\text{Hмакс}} + \frac{\Delta I_{\text{L}}}{2}}{K_{\text{тр}}}$		$\frac{I_{\text{Hмакс}}}{K_{\text{тр}} (1 - \gamma_{\text{макс}})} + \frac{\Delta I_{\text{L}}}{2}$

Параметр	Схема			
	Рис П.2.1.	Рис. П.2.2.	Рис. П.2.3.	Рис. П.2.4.
$U_{VT\max}$	$E_{\max} \left(1 + \frac{W_1}{W_P}\right)$	E_{\max}	$E_{\max} + \frac{U_H}{K_{тр}}$	
P_{VT}	$\frac{I_{нмакс} \Delta U_{VTнас}}{K_{тр}} \gamma_{\max} + 0,5 U_{VT\max} I_{VT\max} f(t_{вкл} + t_{выкл}) +$ $+ U_{VT\max} I_{VT0} (1 - \gamma)$			
$I_{VDвып.ср}$	$\left(I_{нмакс} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \gamma_{\max}$		$I_{нмакс}$	
$U_{VDвып.макс}$	$E_{\max} \frac{W_2}{W_P}$	$\frac{E_{\max}}{K_{тр}}$	$\frac{E_{\max}}{K_{тр}}$	
$I_{VD0ср}$	$\left(I_{нмакс} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) (1 - \gamma_{\min})$		—	
$U_{VD0макс}$	$E_{\max} K_{тр}$		—	
$I_{VDразм.ср}$	$I_{\mu} \frac{W_1}{W_P} (1 - \gamma_{\min})$	$I_{\mu} (1 - \gamma_{\min})$	—	—
$U_{VDразм.макс}$	$E_{\max} \left(1 + \frac{W_P}{W_1}\right)$	E_{\max}	—	E_{\max}
I_2	$I_{нмакс} \sqrt{\gamma_{\max}}$		$\frac{I_{нмакс}}{\sqrt{1 - \gamma_{\max}}}$	
I_1	$\frac{I_{нмакс} \sqrt{\gamma_{\max}}}{K_{тр}}$		$\frac{I_{нмакс}}{K_{тр}} \sqrt{\frac{\gamma}{1 - \gamma}}$	

Схемы однотактных преобразователей с гальванической развязкой

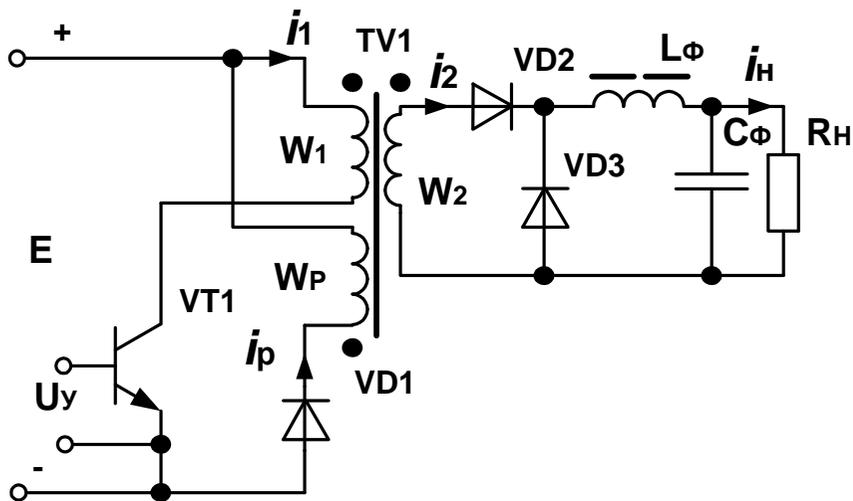


Рис. П.2.1

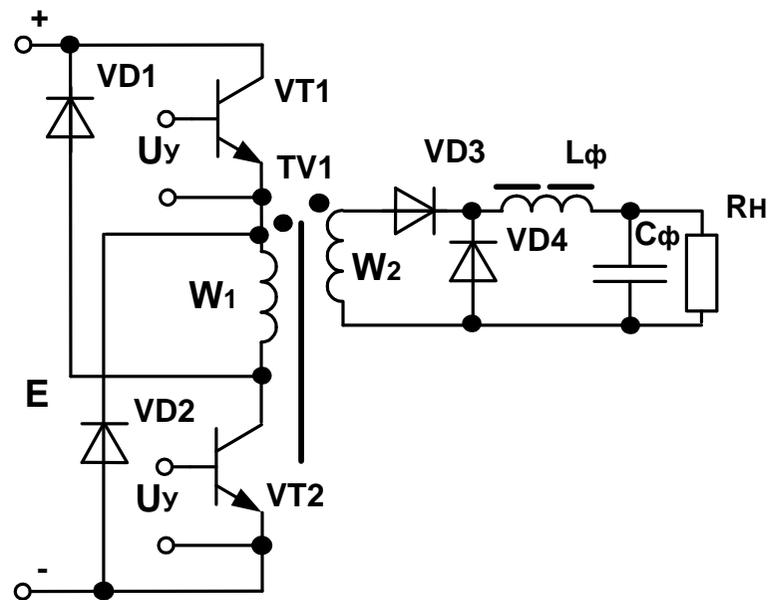


Рис. П.2.2

Продолжение приложения 2

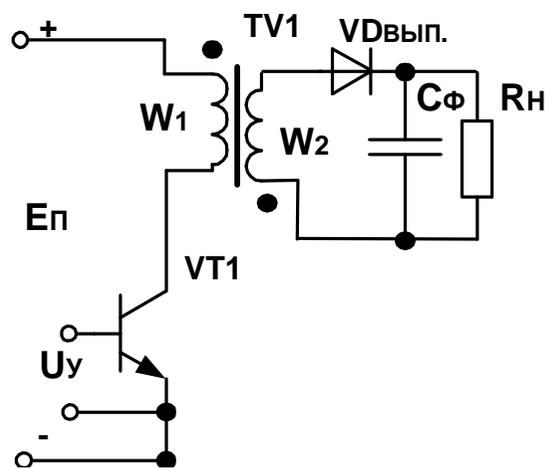


Рис. П.2.3

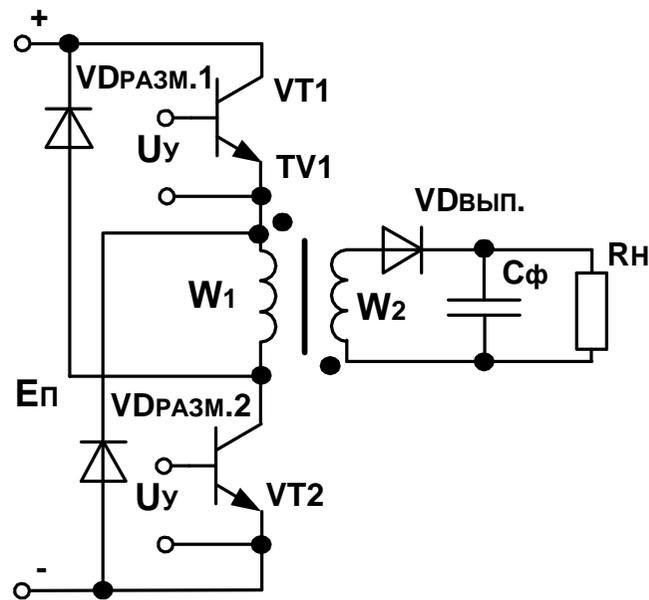


Рис. П.2.4