

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СЕВЕРО-КАВКАЗСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Методические указания
по выполнению практических работ
по дисциплине
«ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ЭНЕРГЕТИКЕ»
для студентов направления подготовки
11.03.04 «Электроника и нанoeлектроника»
Направленность (профиль)
«Интеллектуальные программируемые системы и устройства»

Ставрополь
2026

Печатается по решению
Учебно-методического совета
Северо-Кавказского федерального
университета

УДК
ББК

Дюдюн Д.Е. Интеллектуальные устройства в энергетике: Методические указания к практическим занятиям. — Ставрополь: Изд-во СКФУ, 202_. — ____ с.

Настоящие методические указания к практическим занятиям по дисциплине «Интеллектуальные устройства в энергетике» предназначены для студентов направления подготовки 11.03.04 Электроника и наноэлектроника, направленность (профиль) «Интеллектуальные устройства в энергетике». В методических указаниях приведены разделы теоретического материала, необходимые изучения дисциплины, а также контрольные вопросы для формирования и контроля владения компетенциями. Приведён список основной литературы. В приложении представлен список дополнительной литературы, позволяющий студентам более глубоко познакомиться с изучаемым предметом.

Методические указания составлены в соответствии с требованиями ФГОСВО по направлению подготовки 11.03.04 Электроника и наноэлектроника, рабочими учебными планами и программами дисциплины «Интеллектуальные устройства в энергетике»».

УДК
ББК

© ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский
федеральный университет»,
202_

Содержание

Введение.....	4
1. Расчет непосредственных преобразователей постоянного напряжения (НПН).....	5
2. Расчет автономных инверторов.....	14
3. Средства реализации транзисторных преобразователей.....	43
4. Преобразовательные ячейки со звеном повышенной частоты.....	76
5. Квазирезонансные преобразователи.....	97
6. Источники питания персональных компьютеров.....	101
7. Преобразователи с многозонной импульсной модуляцией.....	107
Задачи для самостоятельного решения.....	121
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Таблица соотношений для расчета параметров элементов непосредственных преобразователей постоянного напряжения в постоянное (НПН).....	164
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Расчетные соотношения параметров элементов однотактных преобразователей с гальванической развязкой.....	165
Список основной литературы.....	169
Список дополнительной литературы.....	170

Введение

«Интеллектуальные устройства в энергетике» (ИУвЭ) 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.

1. Расчет 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.

1.1. 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 1.

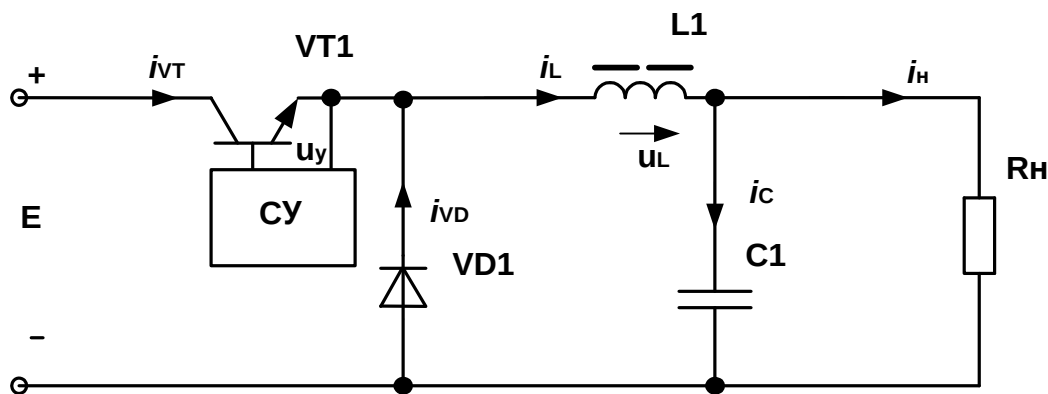


Рис. 1

Дано:

- 1.1. $E = 25 \text{ В.}$
- 1.2. $U_H = 10 \text{ В.}$
- 1.3. $I_H = 1 \text{ А.}$
- 1.4. $\kappa_{\Pi}' = 5 \text{ \%}.$
- 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:

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

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

В нашем случае U_H и I_H постоянны.

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

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 2 приведены временные диаграммы, поясняющие работу НПН понижающего типа.

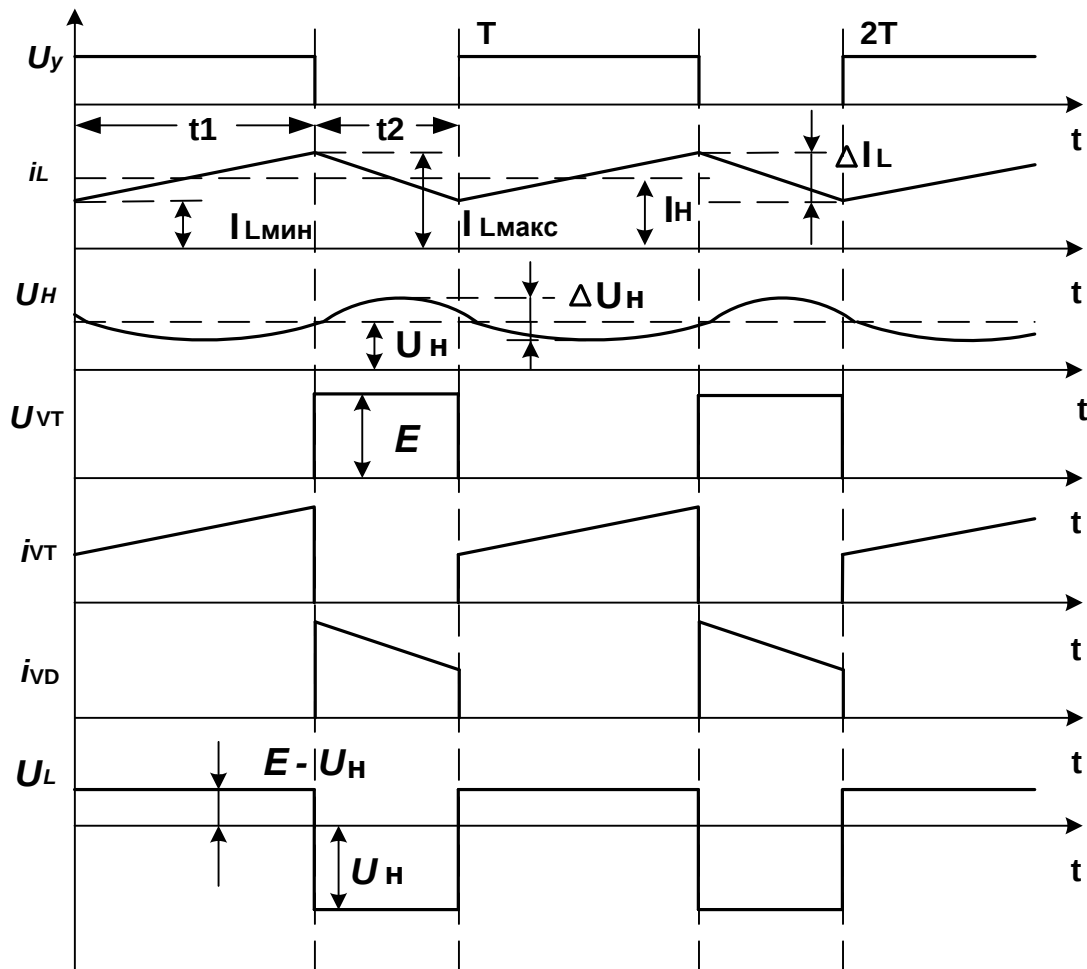
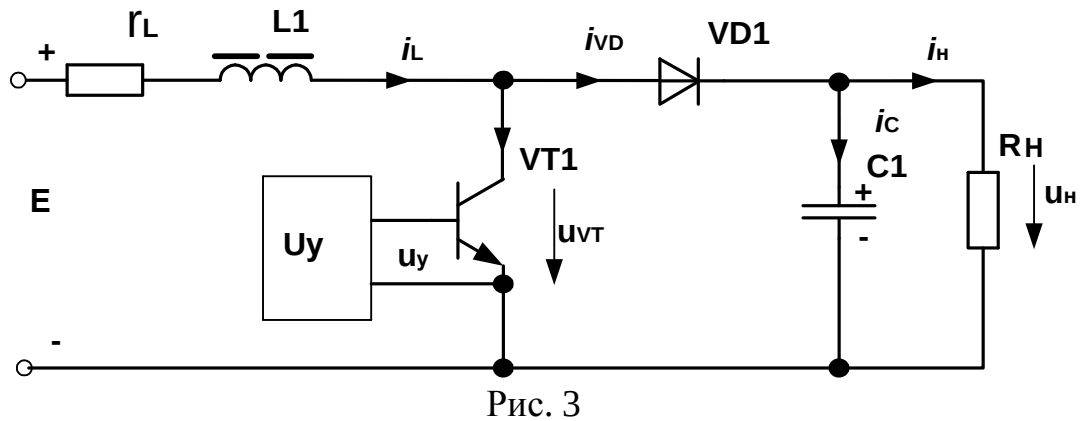


Рис. 2

1.2. 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.



Дано:

- 1.1. $E = 48 \text{ В.}$
- 1.2. $U_H = 96 \text{ В.}$
- 1.3. $I_H = 1 \text{ А.}$
- 1.4. $r_L = 5 \text{ Ом}$

 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:

$$\frac{U_H}{E} = \frac{1}{1 - \gamma},$$

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

$$\gamma = \frac{U_H - E}{U_H} = \frac{96 - 48}{96} = 0,5.$$

Временные диаграммы токов и напряжений, характерные для преобразователей повышающего типа, приведены на рисунке 4.

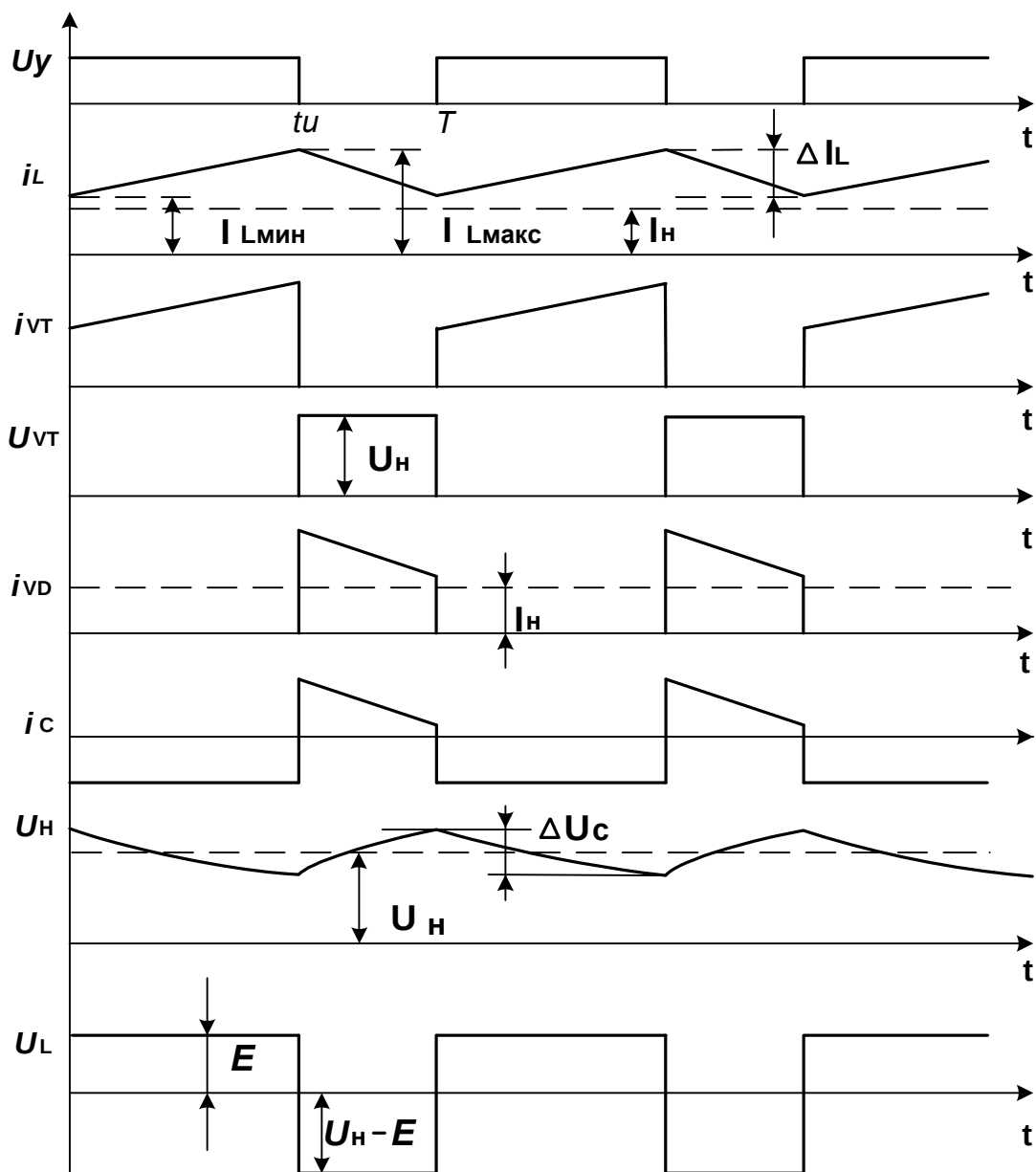


Рис. 4

Для решения задачи с учетом активного сопротивления дросселя воспользуемся регулировочными характеристиками НПН повышающего типа, приведенными на рисунке 5.

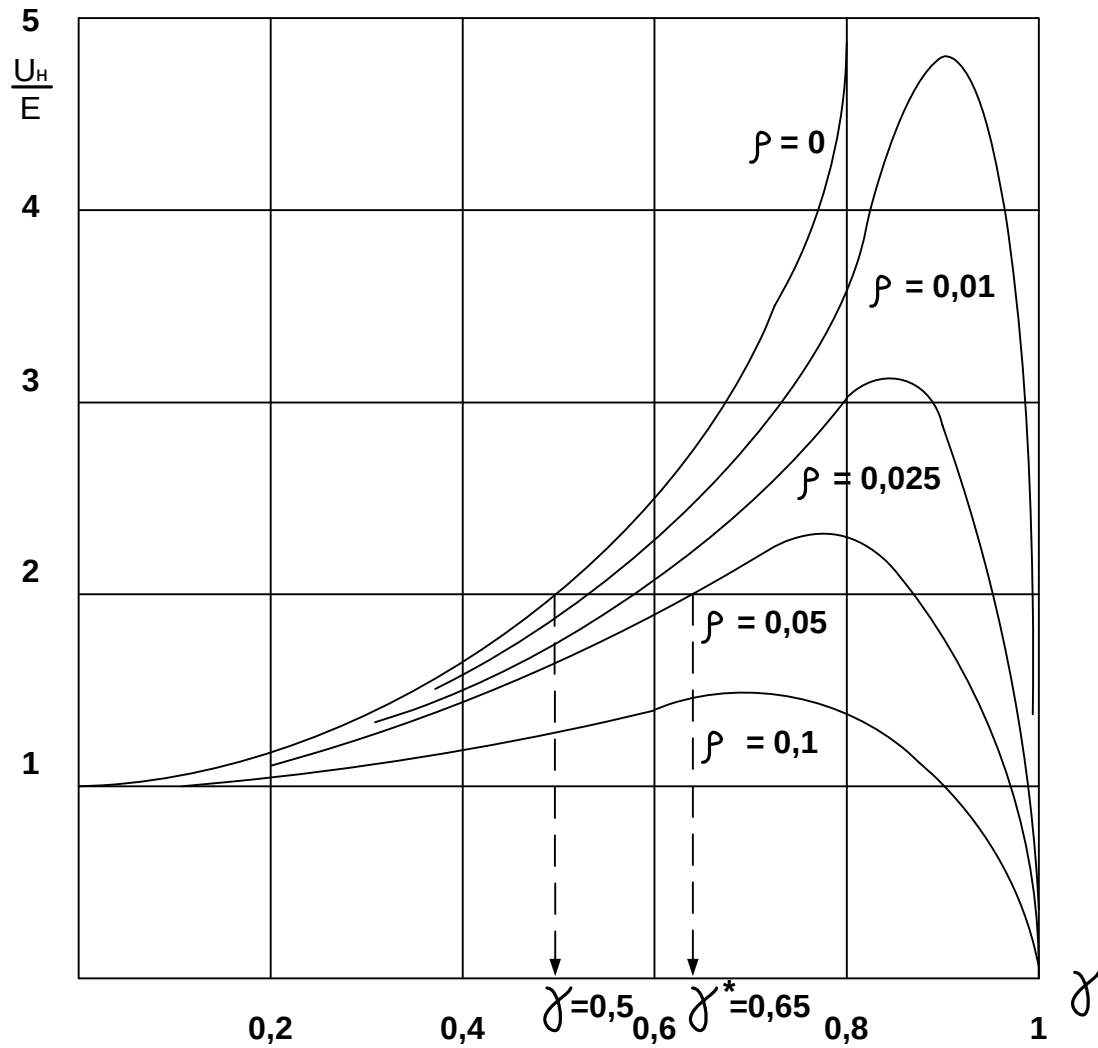


Рис. 5

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 $\Delta\gamma$

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

1.3. Определить амплитуду переменной составляющей напряжения нагрузки в НПИ 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 НПИ, рис. 6.

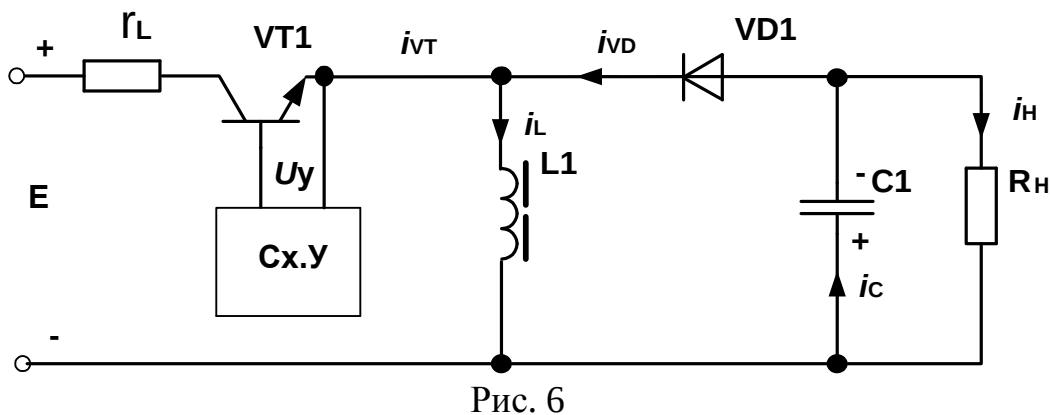


Рис. 6

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

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

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 (*), 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:

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

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

2. Расчет автономных инверторов

2.1. 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. 7.

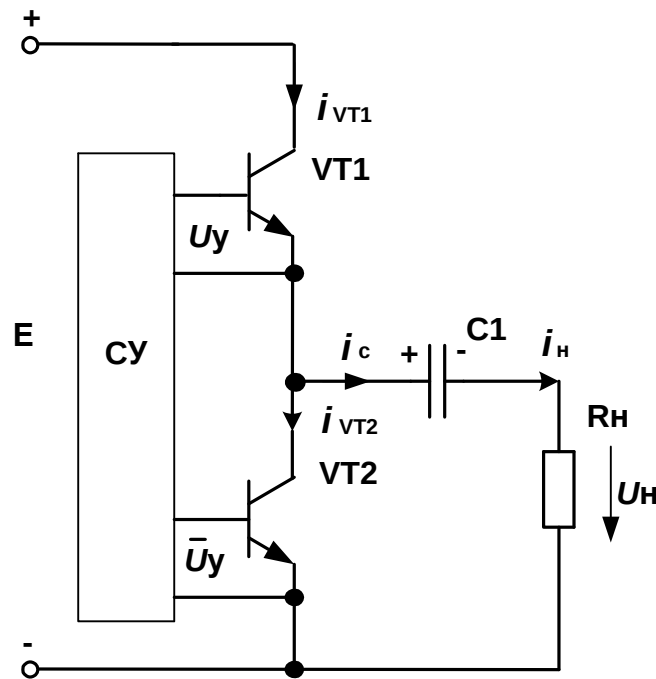


Рис. 7

1. Формализуем исходные данные, примем необходимые допущения.

Дано:

$$U_H = 100 \text{ В.}$$

$$R_H = 200 \text{ Ом.}$$

$$f = 1 \text{ кГц.}$$

Определить E ; $I_{П.СР}$; $U_{VT\text{макс}}$; $I_{VT\text{макс}}$; 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

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

5. Определим величину емкости конденсатора по выражению:

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

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

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

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

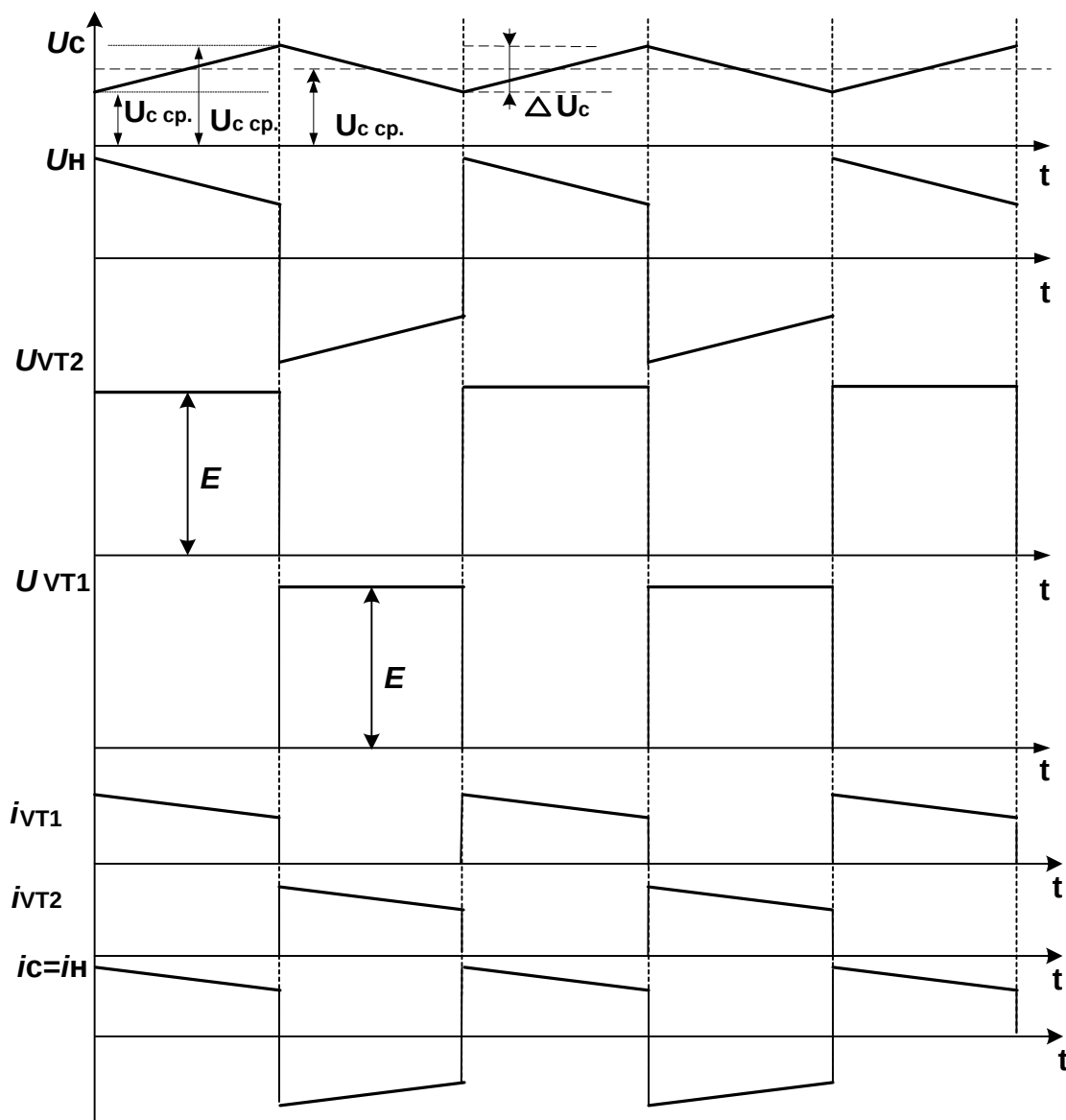


Рис. 8

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 8.

2.2. Определить величину индуктивности в однофазном однотоктном 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. 9.

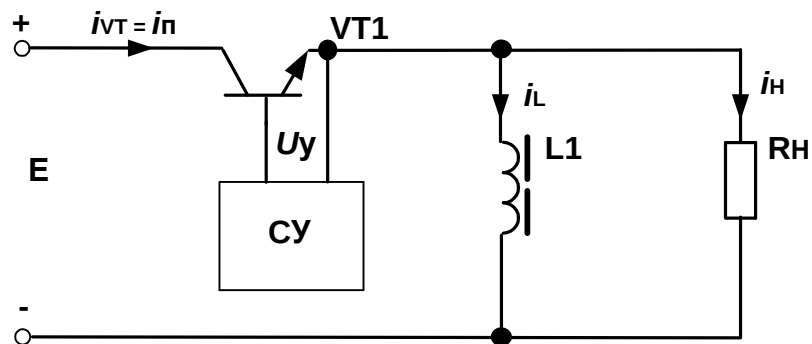


Рис. 9

2. Временные диаграммы, поясняющие работу инвертора, приведены на рисунке 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

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

6. Индуктивность дросселя

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

7. Постоянная времени

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

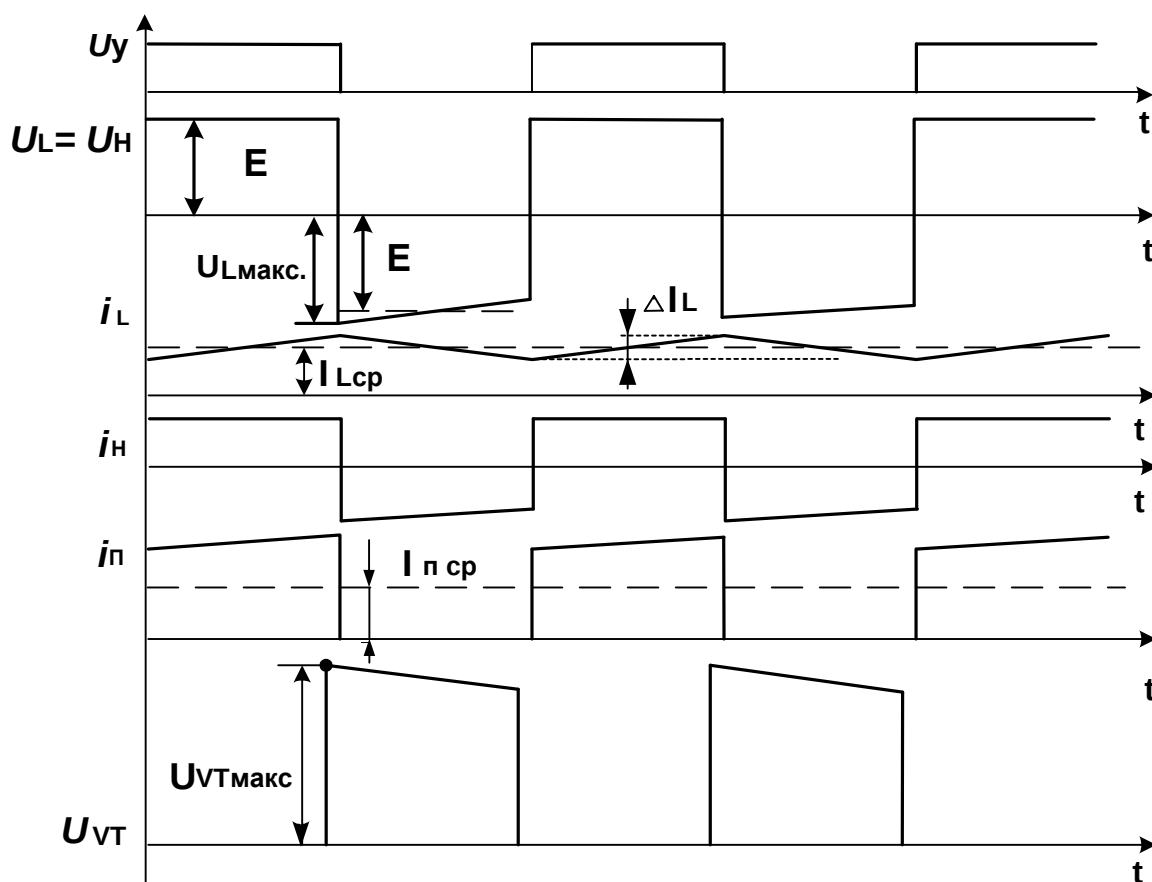


Рис. 10

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

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

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

Схема инвертора представлена на рисунке 11.

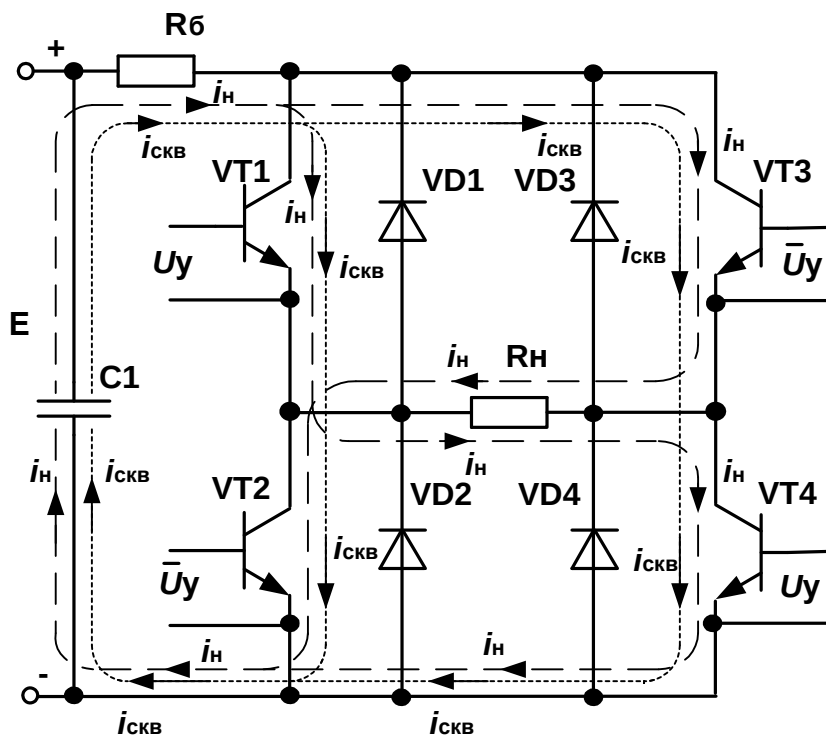


Рис. 11

Основные допущения:

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

Временные диаграммы токов и напряжений представлены на рис. 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

$$R_6 = \frac{E}{2I_{\text{КЭ макс}}} = \frac{100}{2 \cdot 3} = 16,6 \text{ Ом.}$$

С учетом коэффициента запаса по току транзистора принимаем $R_6 = 20 \text{ Ом.}$

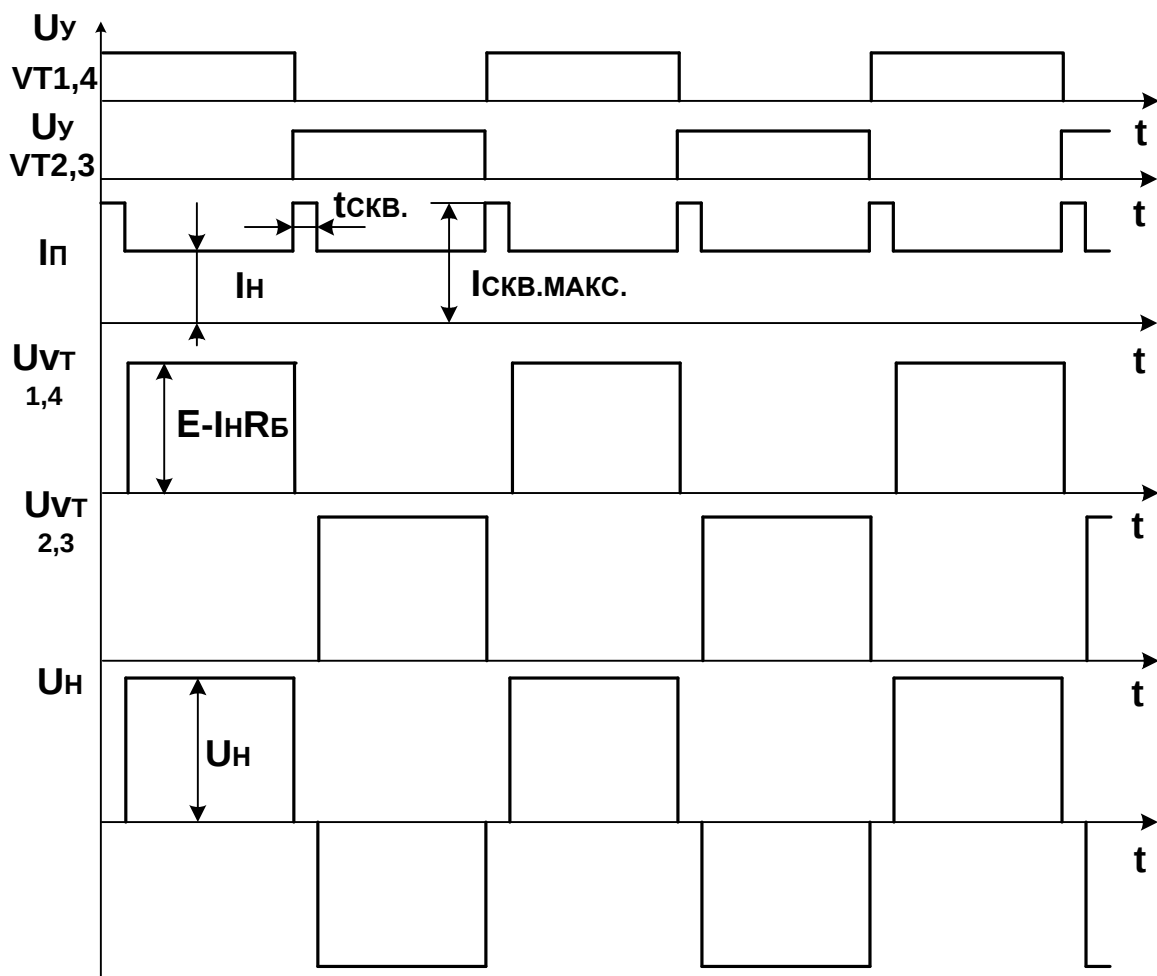


Рис. 12

3. Амплитуда тока нагрузки определится как

$$I_H = \frac{E}{R_H + R_6} = \frac{100}{80 + 20} = 1 \text{ А.}$$

4. Амплитуда напряжения на нагрузке

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

5. Мощность, выделяемая на нагрузке

$$P_H = I_H^2 R_H = \frac{E^2 R_H}{(R_H + R_6)^2} \left(1 - \frac{2t_{\text{СКВ}}}{T}\right) = \frac{100^2 \cdot 80}{(80 + 20)^2} \left(1 - \frac{2 \cdot 10^{-5}}{10^{-3}}\right) = 78,4 \text{ Вт.}$$

6. Мощность, выделяемая на балластном резисторе

$$P_6 = \frac{E^2}{R_6} \cdot \frac{2t_{\text{СКВ}}}{T} + \frac{E^2 R_6}{(R_H + R_6)^2} \left(1 - \frac{2t_{\text{СКВ}}}{T}\right) = \frac{100^2 \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{20 \cdot 10^{-3}} + \frac{100^2 \cdot 20}{(80 + 20)^2} \left(1 - \frac{2 \cdot 10^{-5}}{10^{-3}}\right) = 29,6 \text{ Вт.}$$

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

$$\eta_{\text{инв}} = \frac{P_H}{P_H + P_6} = \frac{78,4}{78,4 + 29,6} = 0,73.$$

8. Среднее значение потребляемого от источника тока

$$I_{\text{потр}} = I_H \left(1 - \frac{t_{\text{СКВ}}}{T}\right) + \frac{E 2t_{\text{СКВ}} f}{R_6} = 1 + \frac{100 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3}{20} = 1,01 \text{ А.}$$

9. Максимальный ток транзистора равен

$$I_{\text{КЭмакс}} = \frac{E}{2R_6} = \frac{100}{2 \cdot 20} = 2,5 \text{ А.}$$

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

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

2.4. 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 13.

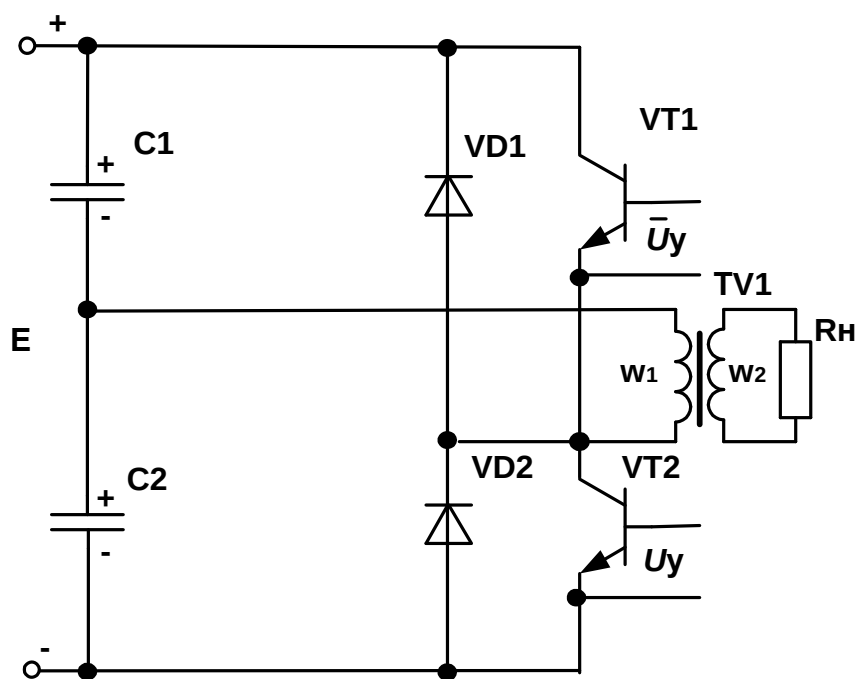


Рис. 13

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. 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 $\Delta t = \frac{1}{2f}$.

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

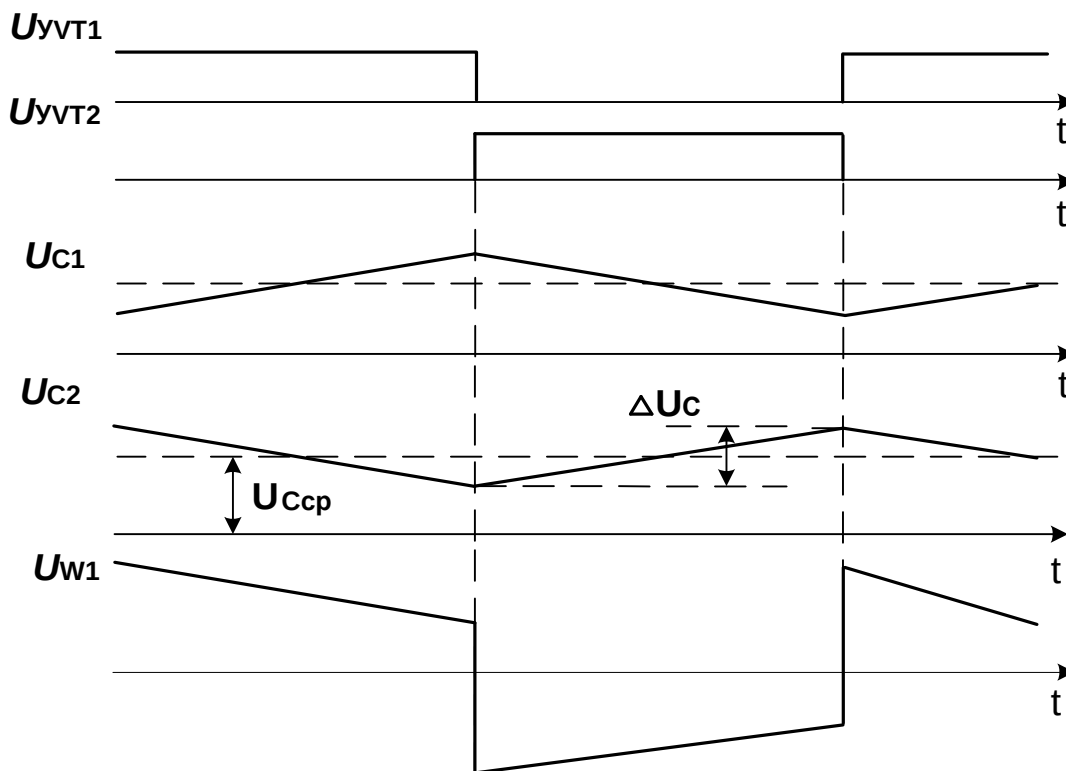


Рис. 14

2.5. 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 $I_{VD\text{макс}}$

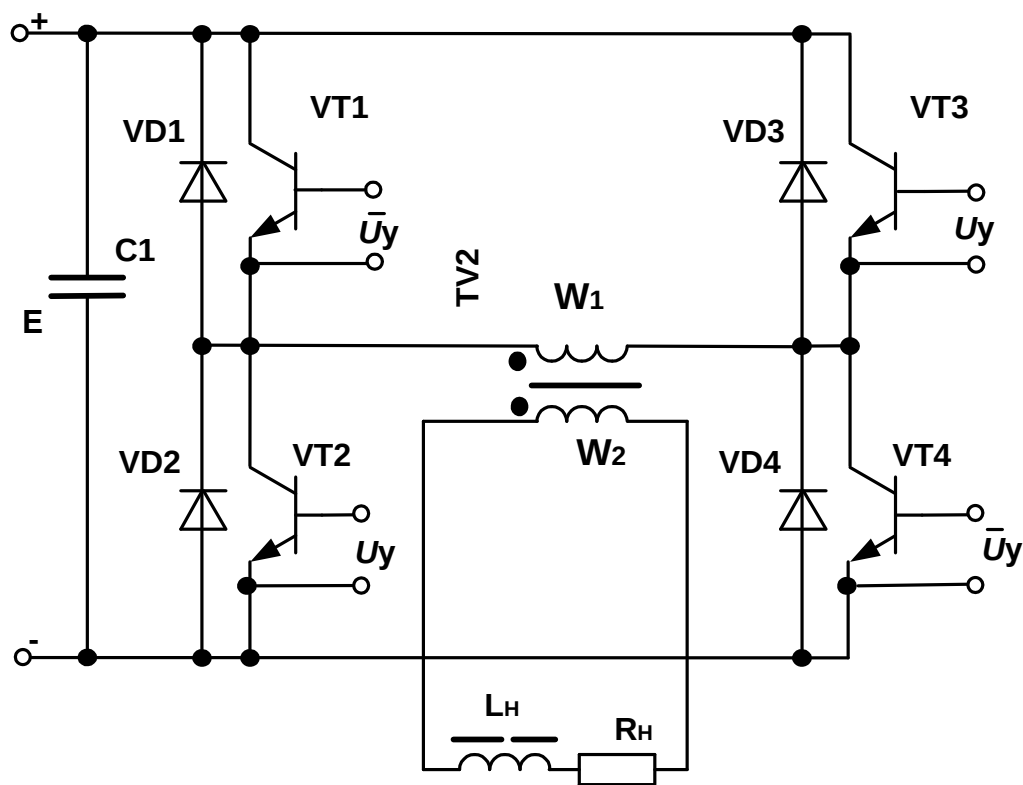


Рис. 15

2. По исходным данным идентифицируем схему (рис. 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

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

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

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

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 16.

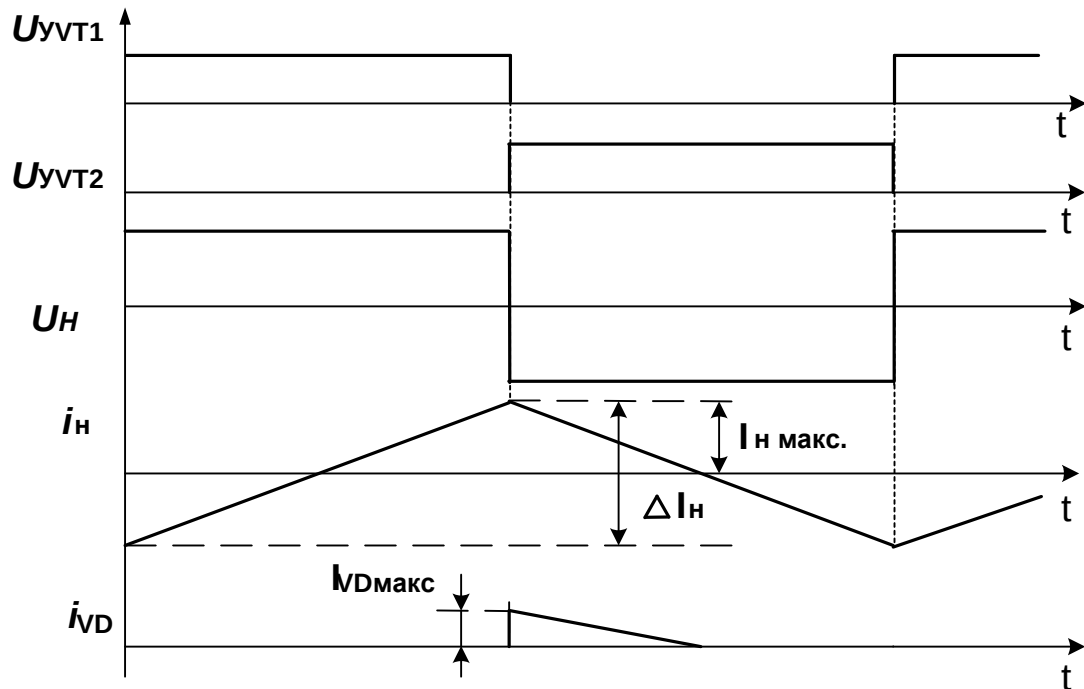


Рис. 16

2.6. 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. $P_H = 3000$ Вт.

1.2. $R_\phi = 10$ Ом.

1.3. Упр.кл. — 180°.

Определить E .

Схема силовой части инвертора приведена на рисунке 17.

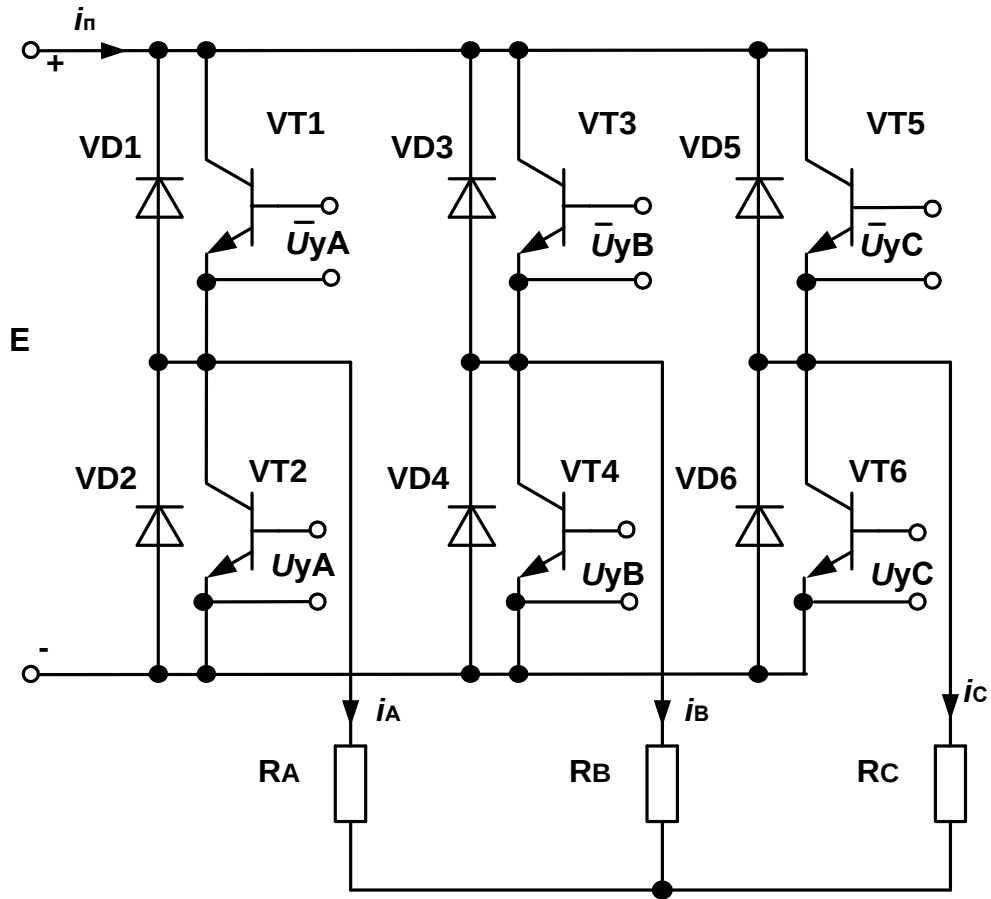


Рис. 17

На рисунке 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:

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

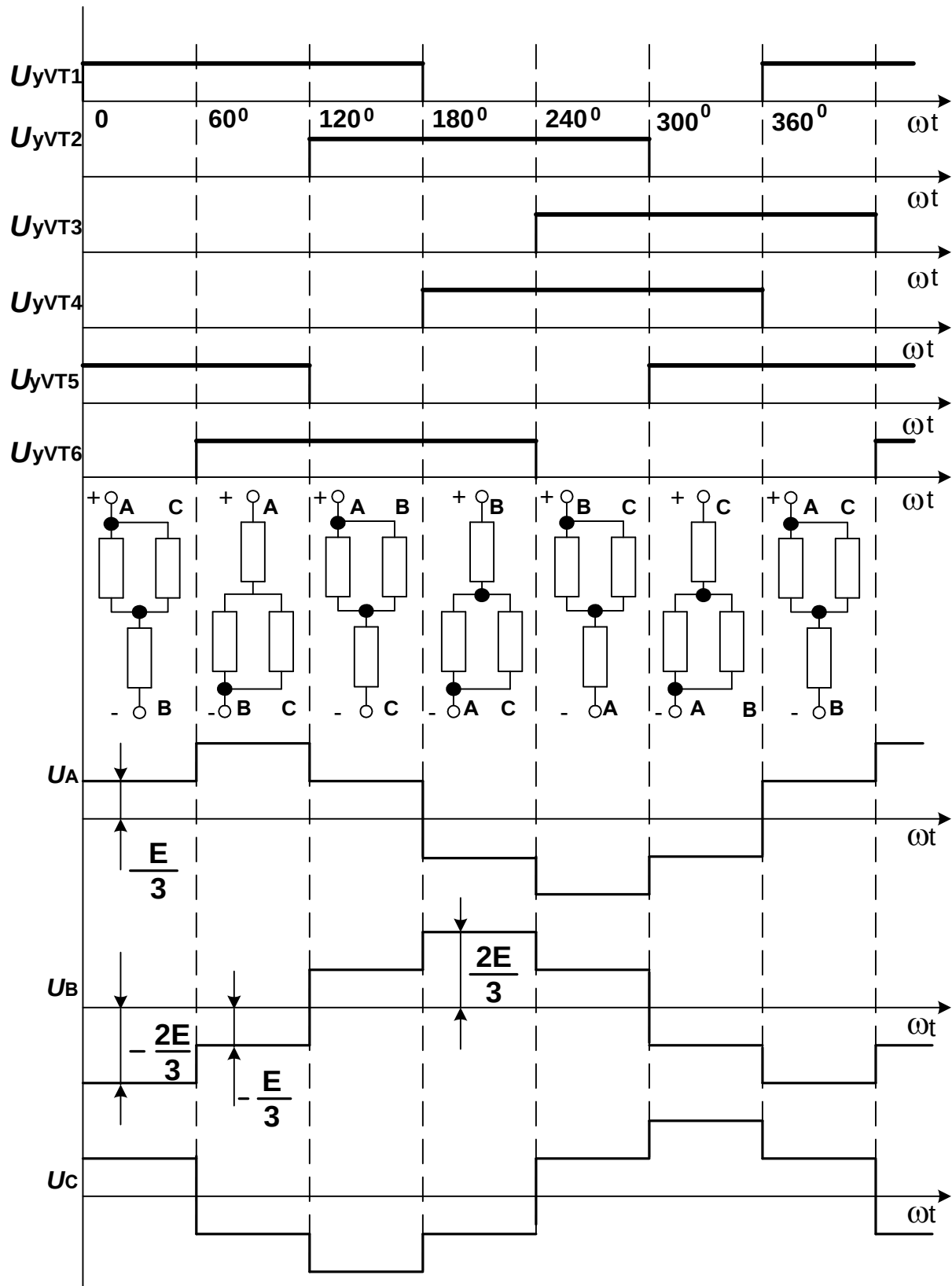


Рис. 18

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:

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

2.7. 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 $f = 400 \text{ Гц.}$

$$R_{\text{н}} = 30 \text{ Ом.}$$

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

$$I_{\text{VСмакс}} = 4 \text{ А.}$$

$$I_{\text{н}} = 5 \text{ А.}$$

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 19, а электромагнитные процессы, протекающие в инверторе, характеризуются временными диаграммами (рис. 20).

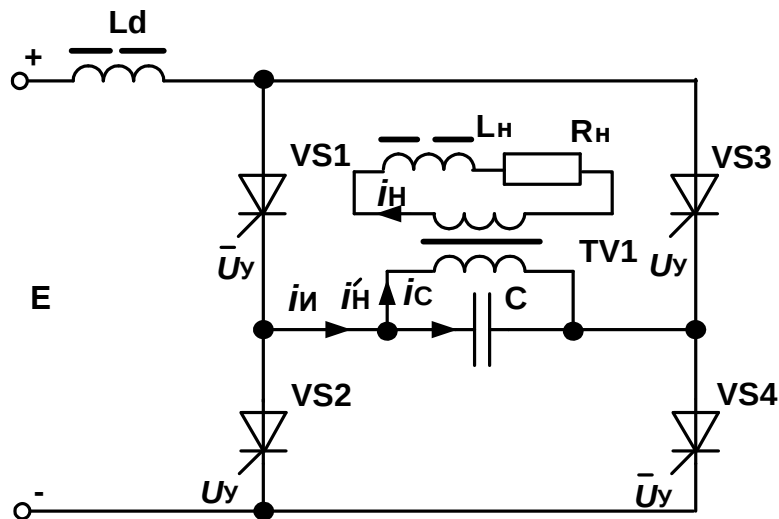


Рис. 19

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:

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

где

$$I_{\text{и}} = I_{V_{\text{макс}}} = 4 \text{ А.}$$

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.

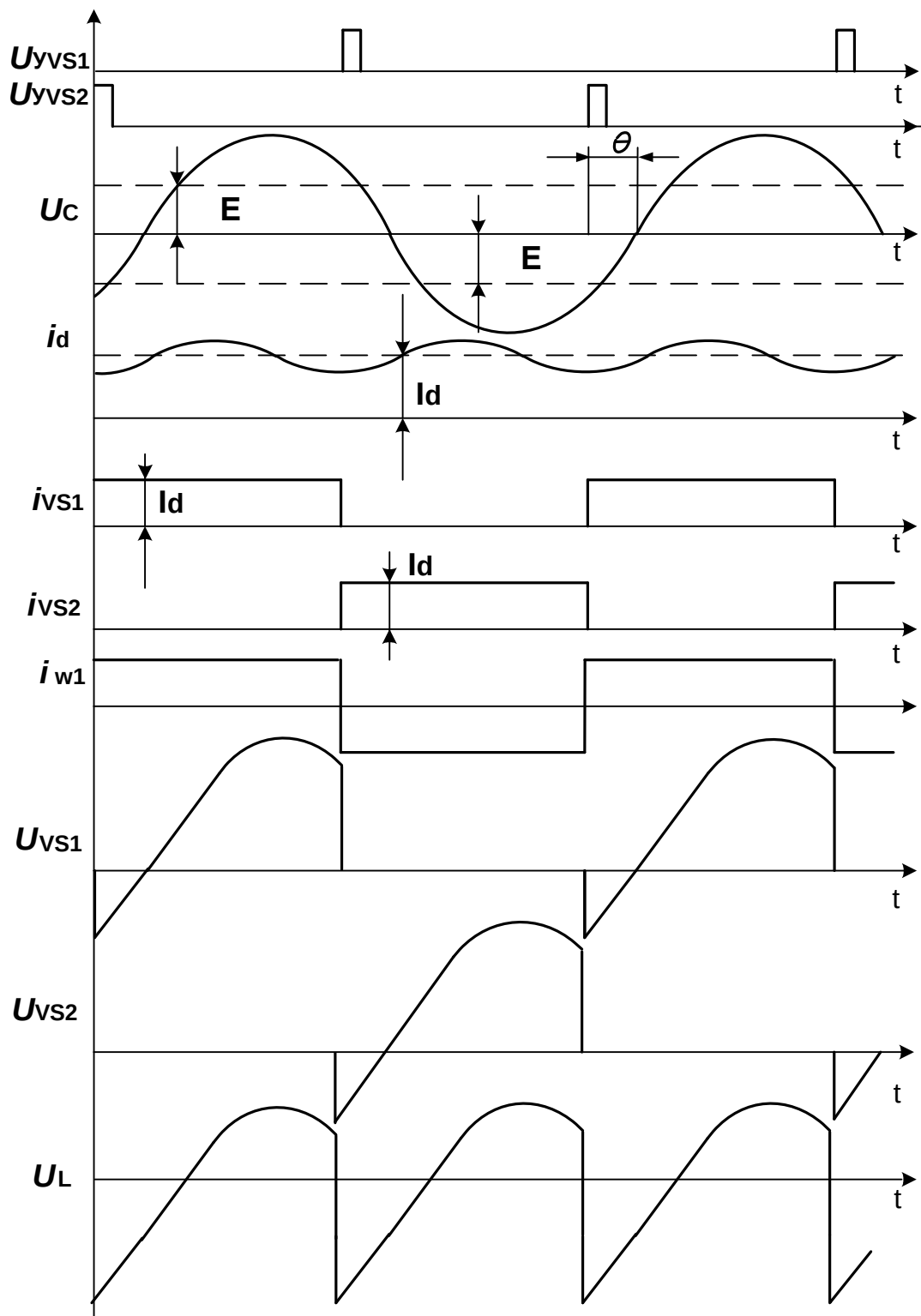


Рис. 20

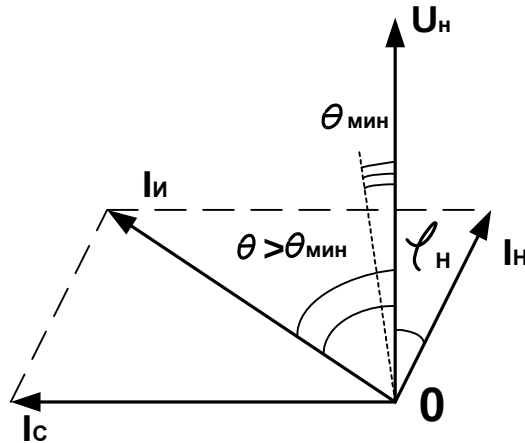


Рис. 21

На рис. 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 $\theta_{\min}$, который определяется временем восстановления запирающих свойств тиристоров.

Определим проекции вектора инвертируемого тока на вертикальную и горизонтальную оси:

$$I_{\text{и}} \cos \theta = I_{\text{н}} \cos \varphi_{\text{н}}, \quad (1)$$

$$I_{\text{и}} \sin \theta = I_{\text{с}} - I_{\text{н}} \sin \varphi_{\text{н}}. \quad (2)$$

Если умножить оба уравнения на напряжение нагрузки $U_{\text{н}}$, то получим выражения, характеризующие баланс активной и реактивной мощности. Активная мощность, отдаваемая инвертором, потребляется нагрузкой $R_{\text{н}}$, 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 запираения проводивших тиристоров. Разделив (2) на (1), получим

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

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

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

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

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

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

2.8. Рассчитать параметры элементов однофазного мостового инвертора напряжения с трансформаторным выходом, работающего на активно-индуктивную нагрузку с $\cos \varphi_n = 0,707$, 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. $P_n = 300 \text{ Вт};$
- 1.3. $U_{n \text{ эфф}} = 200 \text{ В};$
- 1.4. $\cos \varphi_n = 0,707;$
- 1.5. $f = 10^4 \text{ Гц.}$

Определить: $i_n, i_{\text{пмакс}}, i_1, I_{V\text{Тмакс}}, I_{V\text{Дмакс}}, I_{\text{п ср.}}$

Схема инвертора приведена на рис. 22.

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

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

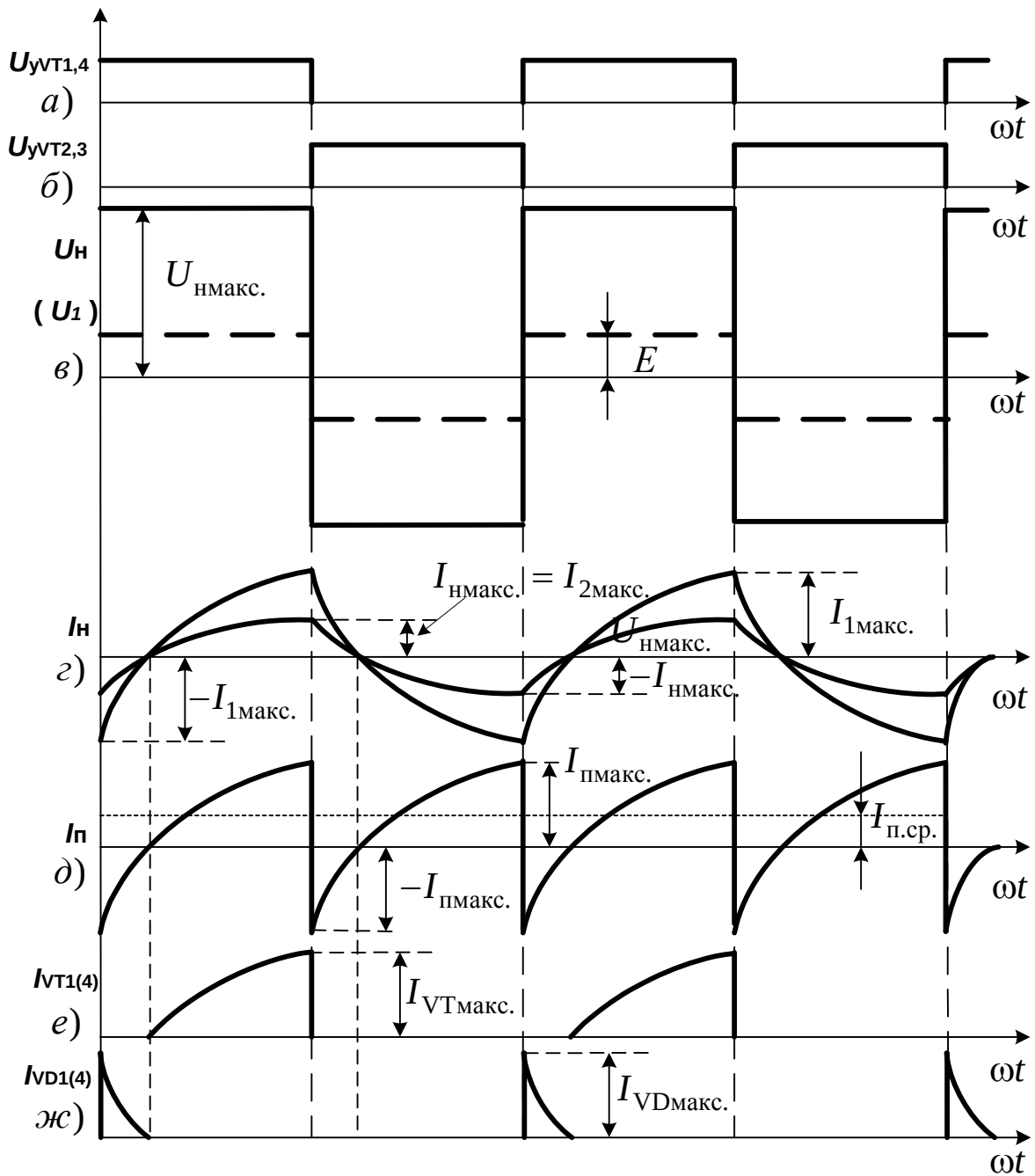


Рис. 23

Решение в этом случае можно свести к нахождению тока нагрузки в схеме, представленной на рис.24.

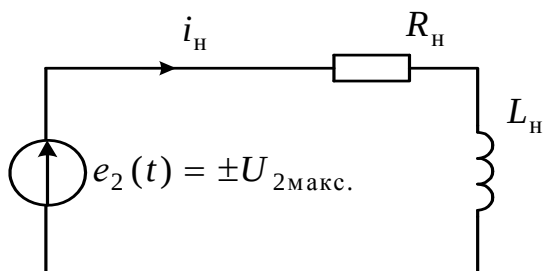


Рис. 24

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 $i_n(t)$

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

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

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

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

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. 25).

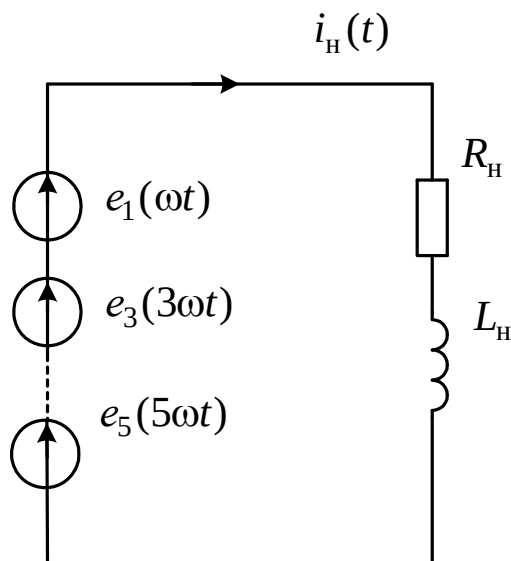


Рис. 25

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

$$i_1(t) = \frac{U_{1\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi_{H1}) = \frac{4 \cdot 200}{\sqrt{2\pi R}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) =$$

$$= \frac{180}{R} \sin(\omega t - 45^\circ).$$

Третья гармоника тока нагрузки

$$i_3(t) = \frac{U_{3\max}}{\sqrt{R^2 + (3\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi_{H3}) = \frac{4 \cdot 200}{3\pi R \sqrt{1+9}} \sin(3\omega t - \varphi_{H3}) =$$

$$= \frac{28,84}{R} \sin(3\omega t - 72^\circ),$$

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

$$i_5(t) = \frac{U_{5\text{макс}}}{\sqrt{R^2 + (5\omega L)^2}} \sin(\omega t - \varphi_{\text{н5}}) = \frac{4 \cdot 200}{5\pi R \sqrt{1+25}} \sin(5\omega t - \varphi_{\text{н5}}) =$$

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

где $\varphi_{\text{н5}} = \arctg \frac{5\omega L}{R} = 79^\circ$.

12. Эффективное значение тока нагрузки при учете только первой гармоники

$$I_{\text{нэфф1}} = I_{1\text{эфф}} = \frac{I_{1\text{макс}}}{\sqrt{2}} = \frac{127}{R} \quad (11)$$

с учетом двух гармоник

$$I_{\text{нэфф2}} = \sqrt{I_{1\text{эфф}}^2 + I_{3\text{эфф}}^2} = \sqrt{\frac{180^2}{2R^2} + \frac{26,84^2}{2R^2}} = \frac{128,7}{R},$$

а при учете трех гармоник

$$I_{\text{нэфф2}} = \sqrt{I_{1\text{эфф}}^2 + I_{3\text{эфф}}^2 + I_{5\text{эфф}}^2} = \sqrt{\frac{180^2}{2R^2} + \frac{26,84^2}{2R^2} + \frac{9,988^2}{2R^2}} =$$

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

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)

$$P_{\text{н}} = I_{\text{нэфф2}}^2 R = \frac{128,7^2}{R^2} R,$$

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

$$P_{н2} = \frac{U_{1нэфф}^2 + U_{3нэфф}^2}{R_2} = \frac{\frac{180^2}{2} + \frac{26,84^2}{2}}{55,2} = 299,95 \text{ Вт}.$$

Временные диаграммы работы инвертора представлены на рис. 26.

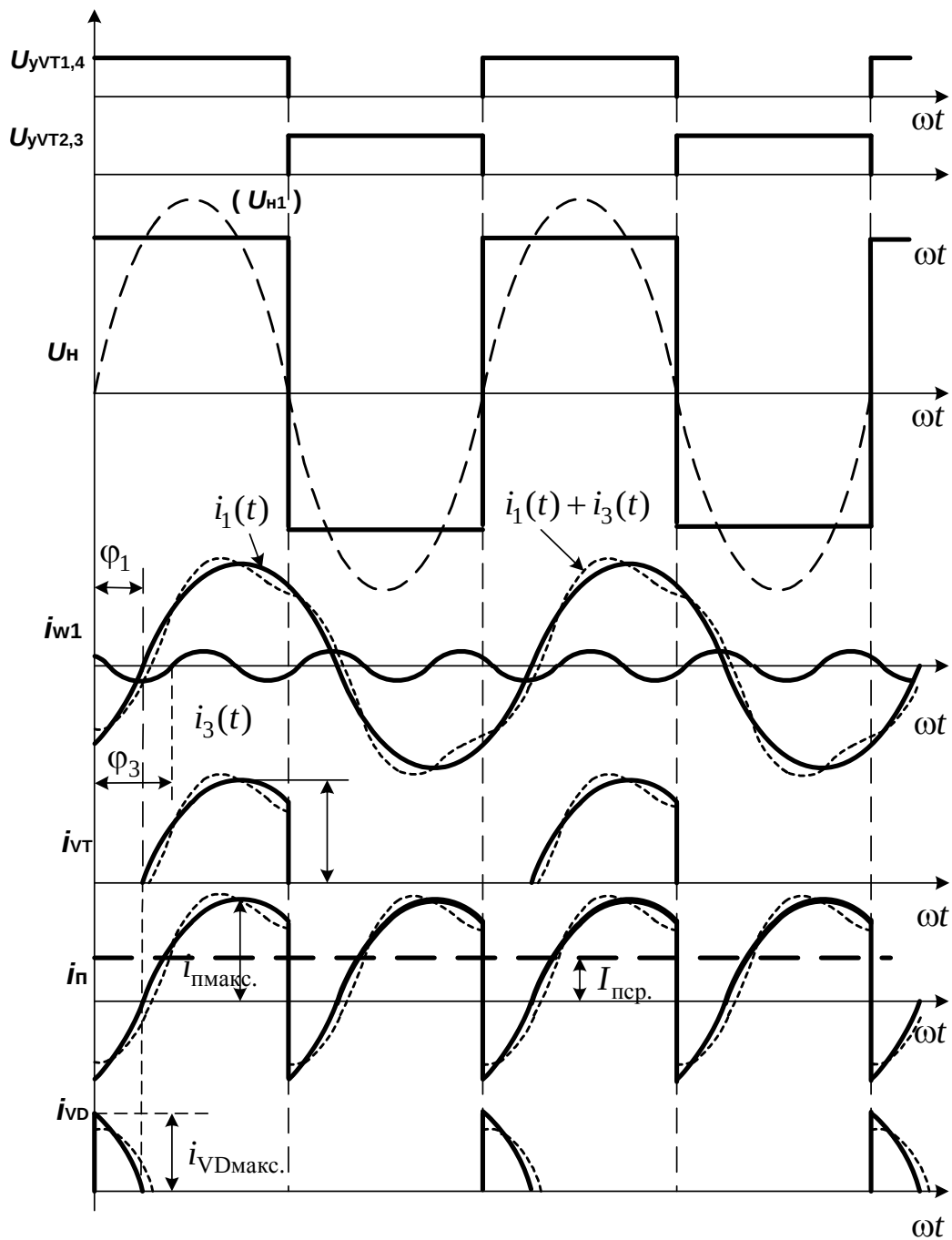


Рис. 26

3. Средства реализации транзисторных преобразователей

3.1. 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:

$$E = 200 \text{ В.}$$

$$I_{H \text{ макс}} = 10 \text{ А.}$$

$$f = 10 \text{ кГц.}$$

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

$$\gamma = 0,5.$$

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

Схема ключа приведена на рисунке 27.

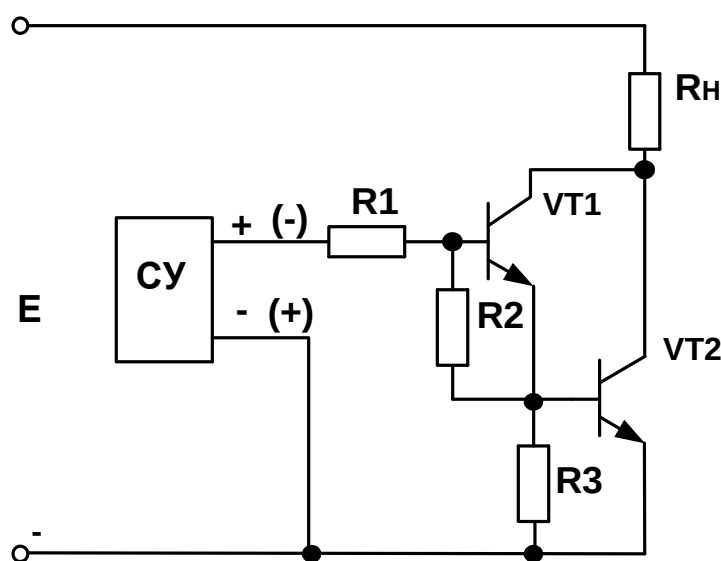


Рис. 27

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 28.

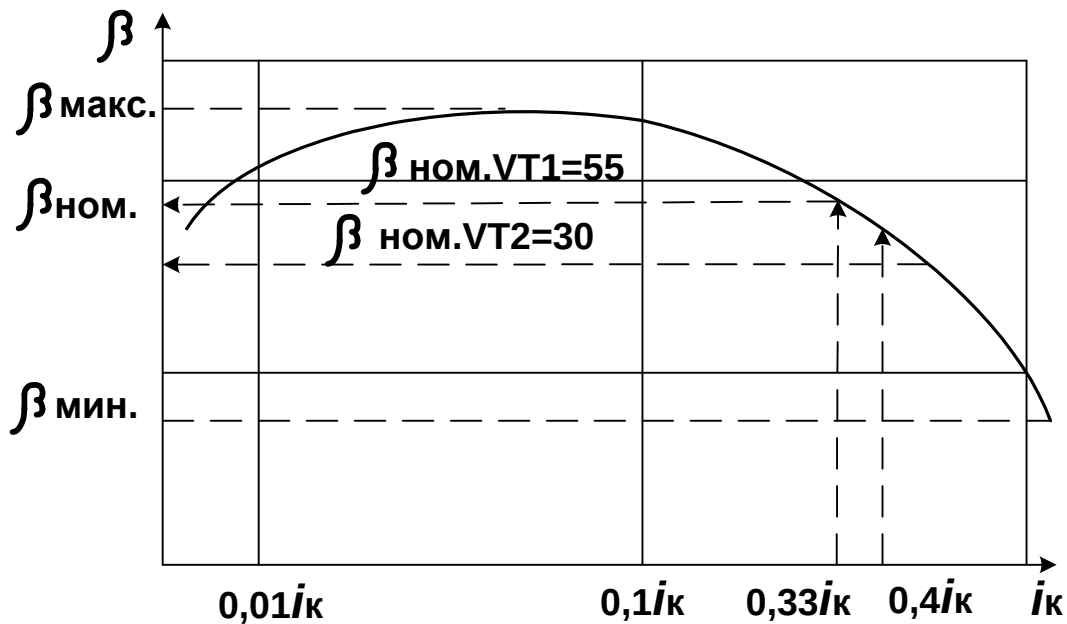


Рис. 28

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 КТ814А. 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. 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 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 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 запираания 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.

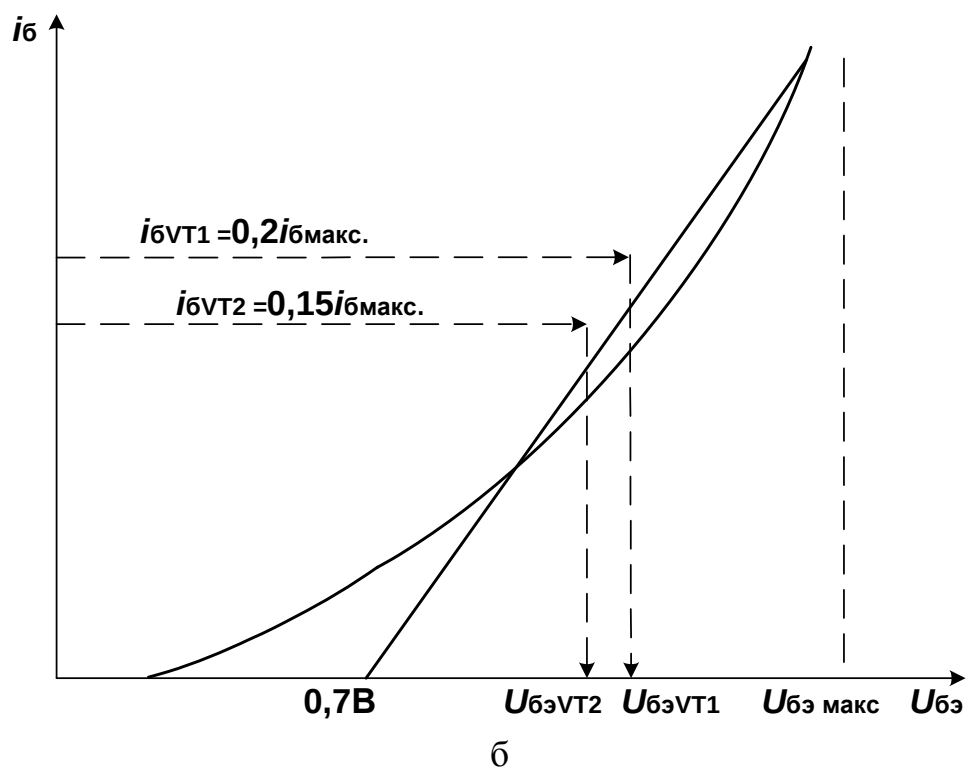
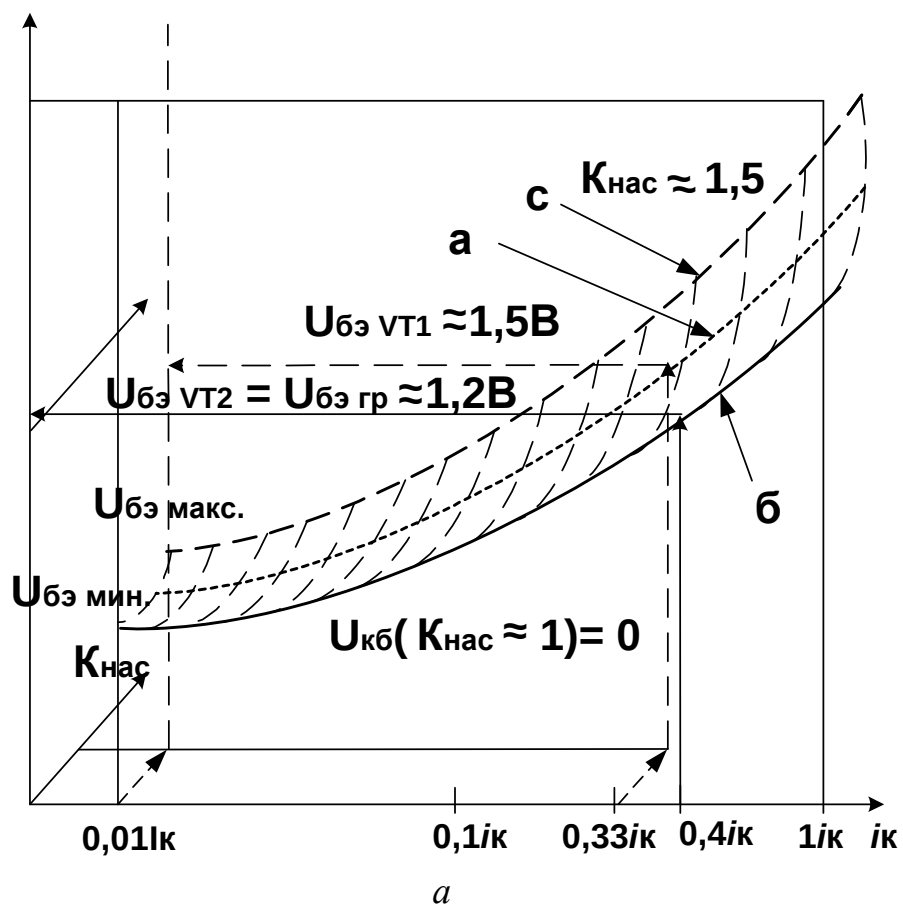


Рис. 29

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

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

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

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 1мкс, 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.

3.2. 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:

$U_{кэ\text{ макс}} = 350 \text{ В}$; $I_{к\text{пост. макс}} = 10 \text{ А}$; $I_{к\text{VT макс}} = 15 \text{ А}$; $P_{\text{ макс}} = 75 \text{ Вт}$; $\beta = (10 \div 60)$; $\Delta U_{э\text{кэ нас}} \leq 1,5 \text{ В}$ 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 30, диаграммы, поясняющие работу ключа, на рисунке 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, VD3, R_z , VT2, $-E$ и $+E$, VT3, C4, 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

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

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

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

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:

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

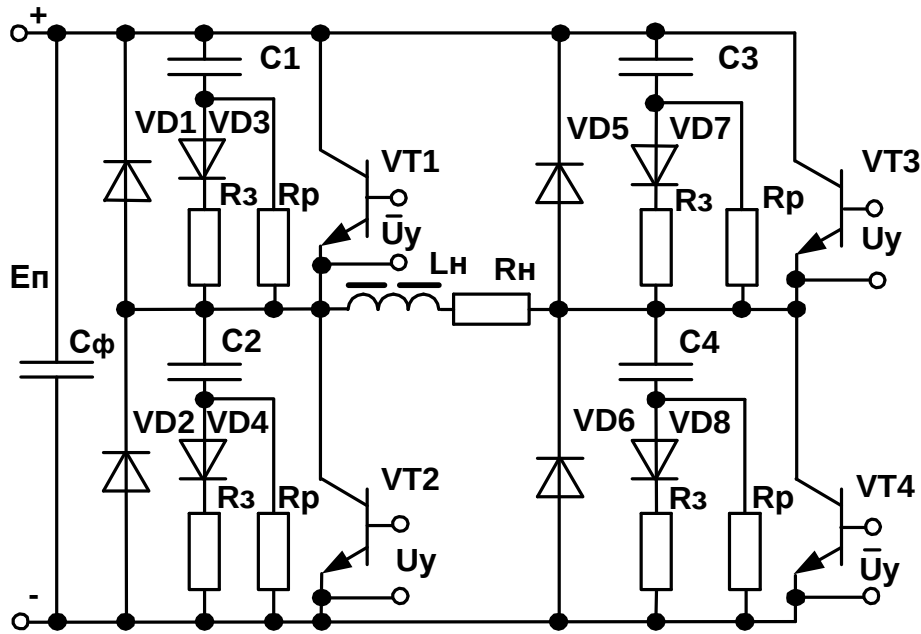


Рис. 30

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:

$$R_p = \frac{\frac{1}{2f} - t_{\text{выкл}}}{(3 \div 5)C} = \frac{\frac{1}{2 \cdot 15 \cdot 10^3} - 0,5 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 300 \text{ Ом.}$$

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 31 качественно показаны временные диаграммы тока, напряжения и мгновенной мощности на интервалах включения и выключения в ключе инвертора, приведенного на рисунке 30.

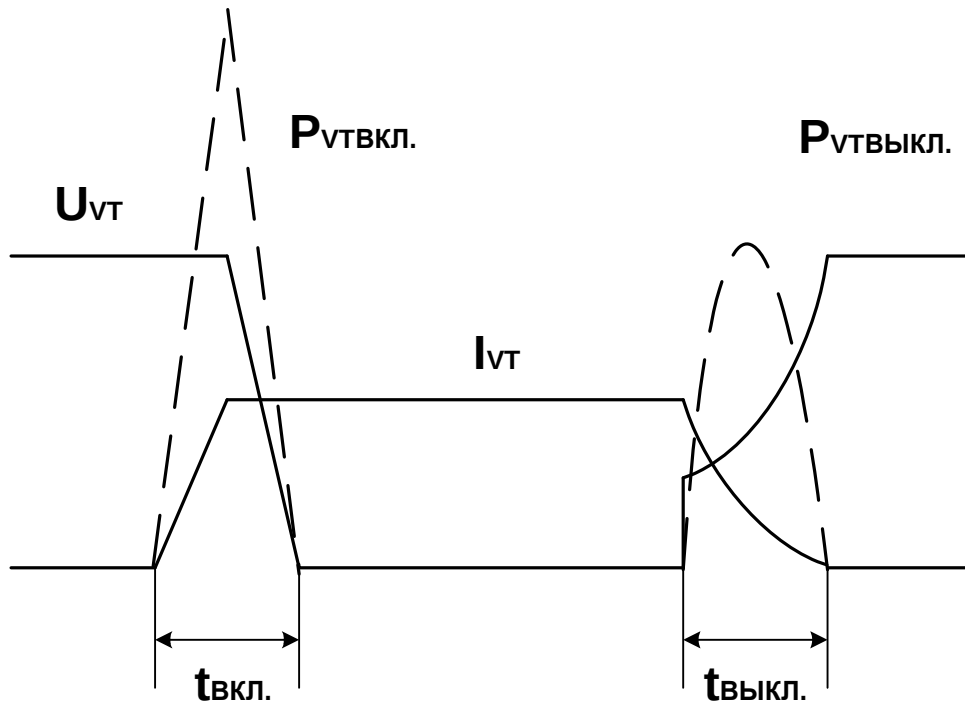


Рис. 31

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

$$P_{\text{дин}} = P_p + P_z + 0,5EI_{\text{н}}t_{\text{квл}}f =$$

$$= 6,6 + 2,8 + 0,5 \cdot 200 \cdot 5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 13,1 \text{ Вт.}$$

7. Формирование траектории включения транзистора с помощью индуктивности (см. рис. 32), включенной в коллекторную цепь транзистора, позволяет избавиться от зарядного резистора, а при выполнении условия

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

$$C = \frac{I_{\text{н}}}{E} t_{\text{выкл}} \frac{2}{9} = \frac{2 \cdot 5}{9 \cdot 200} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = 2,8 \text{ нФ}$$

достигается минимум общих коммутационных потерь:

$$P_{\text{д}} = (EI_{\text{н}}t_{\text{вкл}}f + EI_{\text{н}}t_{\text{выкл}}f)(1 - \frac{4K}{3} + K^2) =$$

$$= 2 \cdot 200 \cdot 5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 [1 - \frac{4 \cdot 2}{3 \cdot 3} + (\frac{2}{3})^2] = 8,3 \text{ Вт,}$$

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

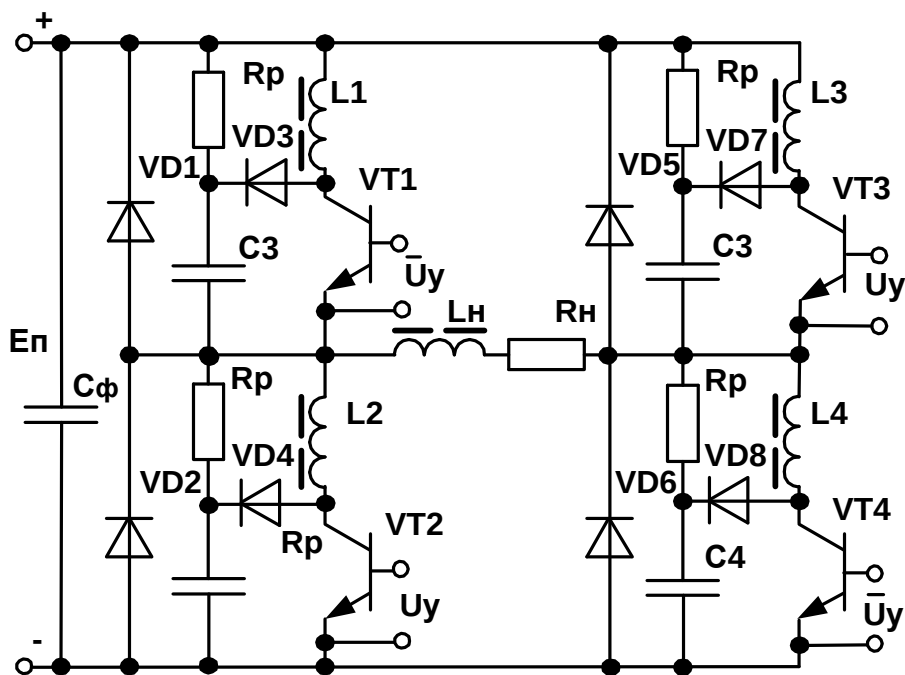


Рис. 32

Качественные временные диаграммы тока и напряжения и мгновенное значение мощности на интервалах включения и выключения в ключе инвертора для этого случая приведены на рисунке 33.

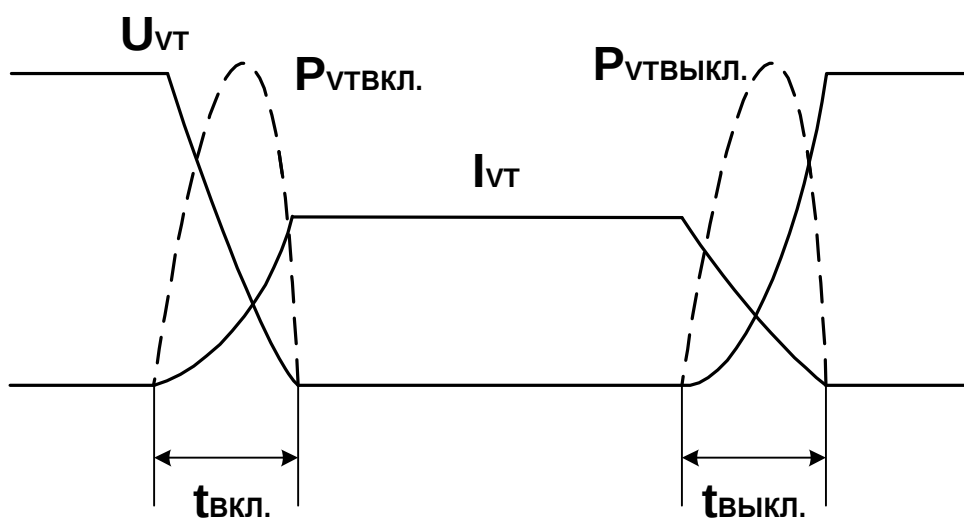


Рис. 33

3.3. 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 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:

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

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

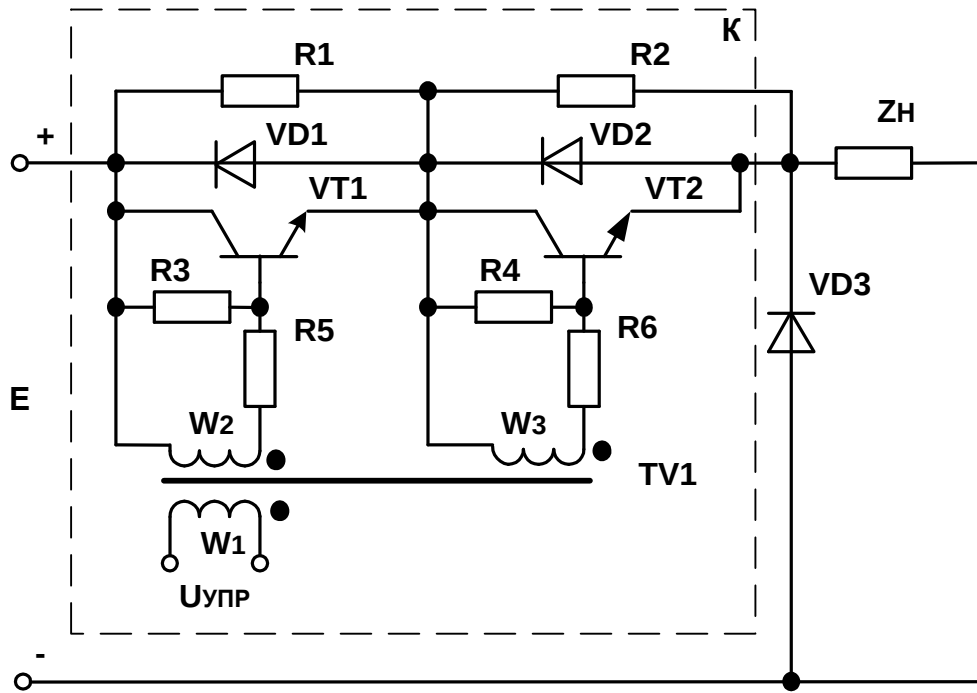


Рис. 34

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:

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

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. 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 35.

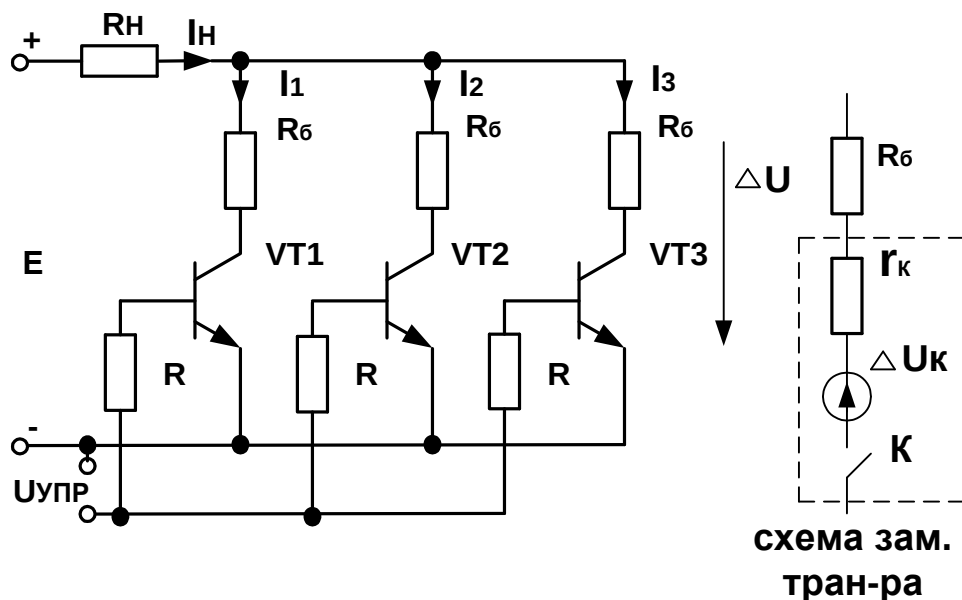


Рис. 35

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: $R_{\bar{\sigma}}$.

2. Для параллельно включенных транзисторов с балластными резисторами справедливы уравнения

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

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

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

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

3. Из выражения (2) находим

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

Подставляя в (3) исходные параметры и $R_{\bar{\sigma}} = 0$, 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

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

При этом

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

а разброс токов в транзисторах составляет

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

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

3. Определим допустимый разброс токов по выражению:

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

где n — число параллельно включенных транзисторов.

Разность токов между максимально и минимально загруженными 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:

$$I_1 (r_{к1} + R_6) + U_{кэ1} = I_2 (r_{к2} + R_6) + U_{кэ2} = I_3 (r_{к3} + R_6) + U_{кэ3};$$

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

Подставляя значения токов I_1 и I_3 в первое уравнение

$$\left(\frac{I_{н}}{3} + 0,5\Delta I\right)(r_{к1} + R_6) + U_{кэ1} = \left(\frac{I_{н}}{3} - 0,5\Delta I\right)(r_{кэ3} + R_6) + U_{кэ3},$$

получим $R_6 = 0,64 \text{ Ом}$.

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

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

6. Потери мощности на каждом из балластных резисторов

$$P_{R_6} = \left(\frac{I_{н \text{ эфф}}^2}{n} R_6 = \frac{I_{н}}{3} \sqrt{\gamma}\right)^2 R_6 = \left(\frac{12}{3} \sqrt{0,36}\right)^2 \cdot 0,64 = 3,7 \text{ Вт},$$

а падение напряжения на ключе возросло с $1,32 \text{ В}$ до $3,9 \text{ В}$.

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

$$\Delta U_R = I_{к} R_6 \approx (2 \div 3) U_{кэ \text{ нас}},$$

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

3.5. 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 $I_k = 5 \text{ А}$; $I_6 = 1 \text{ А}$; $t_{\text{вкл}} = 1 \text{ мкс}$.

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 36 приведена схема транзисторного ключа постоянного тока с пропорциональным токовым управлением.

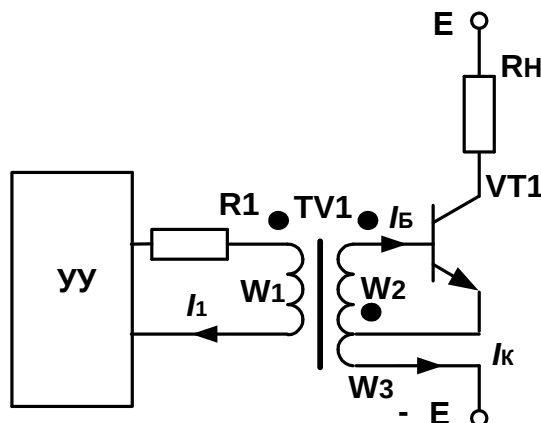


Рис. 36

2. Основные расчетные соотношения:

$$\text{а) } U_{W2} = U_{\text{бэ}}; \quad \text{б) } I_{\text{б}} W_2 = I_{\text{к}} W_3; \quad \text{в) } I_{\text{к}} = I_3; \quad I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}} K_{\text{нас}}}{h_{21\text{мин}}}.$$

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

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

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

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

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

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

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:

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

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

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

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

7. Рассчитываем число витков базовой обмотки W_2 , исходя из условия $U_{\text{бз}} = U_{W2} = 2 \text{ В}$.

$$W_2 = \frac{10^4 U_{W2}}{4k_{\phi} B f S_c k_c} = \frac{10^4 \cdot 2}{4 \cdot 1 \cdot 0,2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,09 \cdot 1} \approx 3 \text{ витка},$$

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

$$S_{W3} = \frac{I_k \sqrt{\gamma}}{j} = \frac{8 \sqrt{0,5}}{5} = 1,12 \text{ мм}^2,$$

второй (базовой) обмотки

$$S_{W2} = \frac{I_k K_{\text{нас}} \sqrt{\gamma}}{h_{21\text{мин}} j} = \frac{8 \cdot 1,2 \sqrt{0,5}}{10 \cdot 5} = 0,45 \text{ мм}^2,$$

первичной обмотки

$$S_{W1} = \frac{I_k \sqrt{\gamma_1} W_3}{j W_1} = \frac{8 \cdot 1,2 \sqrt{0,1} \cdot 1}{5 \cdot 27} = 0,022 \text{ мм}^2.$$

3.6. 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 37.

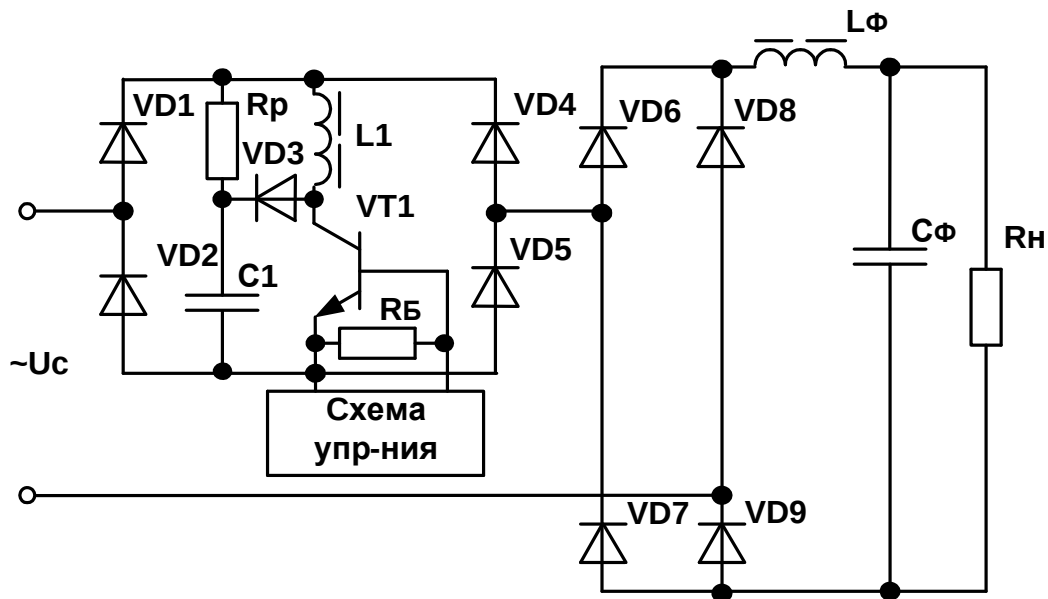


Рис. 37

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.

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

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

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

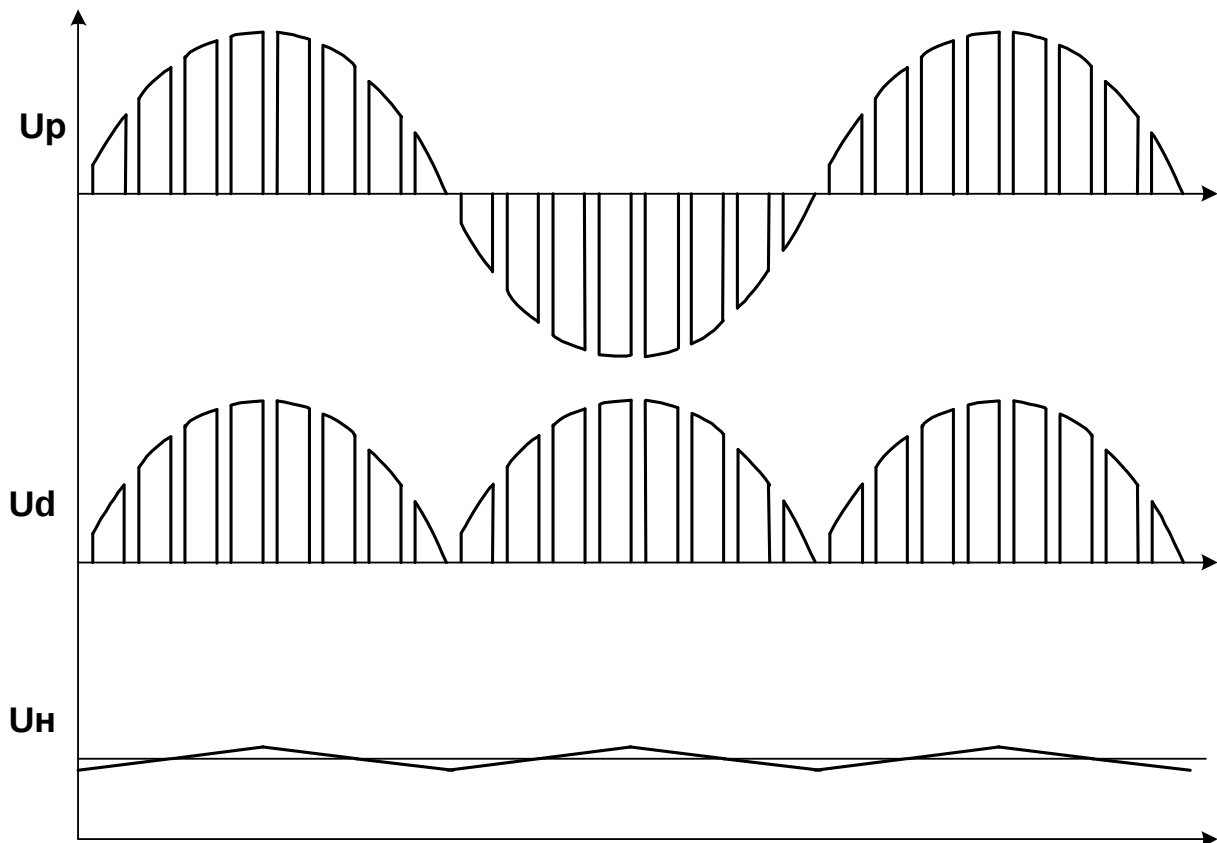


Рис. 38

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:

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

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

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

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:

$$R_{\text{р}} = \frac{\frac{1}{f_{\text{к}}} (1 - \gamma)}{(3 \div 5)C_1} = \frac{\frac{1}{10 \cdot 10^3} (1 - 0,57)}{5 \cdot 3,6 \cdot 10^{-9}} = 2,4 \text{ кОм}.$$

Мощность разрядного резистора

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

Выбираем резистор С2-29-2 — 4 кОм.

На рис. 38 приведены диаграммы напряжений, характеризующие работу схемы на рис. 37.

3.7. 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 39.

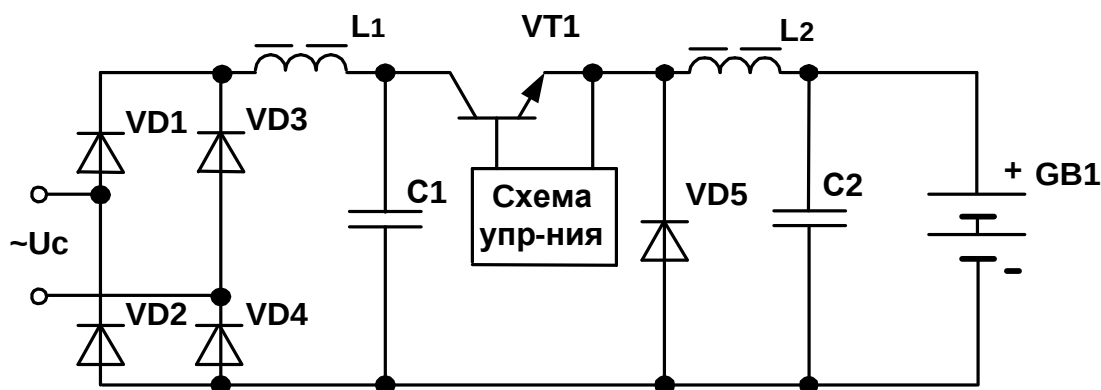


Рис. 39

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:

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

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

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

6. Находим напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору:

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

Выбираем биполярный транзистор 2Т878Б с параметрами:

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

$$\Delta U_{кэ \text{ нас}} = (0,35...0,45...1,5) \text{ В при } I_k = 15 \text{ А и } I_0 = 3 \text{ А};$$

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

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

полевой транзистор IRFP450А с параметрами:

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

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

IGBT-транзистор IRG4PC40UD с параметрами:

$$U_{кэ} = 600 \text{ В}; I_k = 20 \text{ А}; \Delta U_{кэнас} = (1,72...2,1) \text{ В}; t_{вкл} = 52 \text{ нс};$$

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

7. Потери в ключе на биполярном транзисторе определяются выражением:

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

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

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

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

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

Наименьшими потерями обладает схема преобразователя, выполненного на полевом транзисторе.

4. Преобразовательные ячейки со звеном повышенной частоты

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

4.1. Рассчитать электрические параметры элементов одноктактной 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. $U_{\text{н}} = 20 \text{ В.}$

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:

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

В этом выражении два неопределенных параметра $\kappa_{\text{тр}}$ 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

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

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

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

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

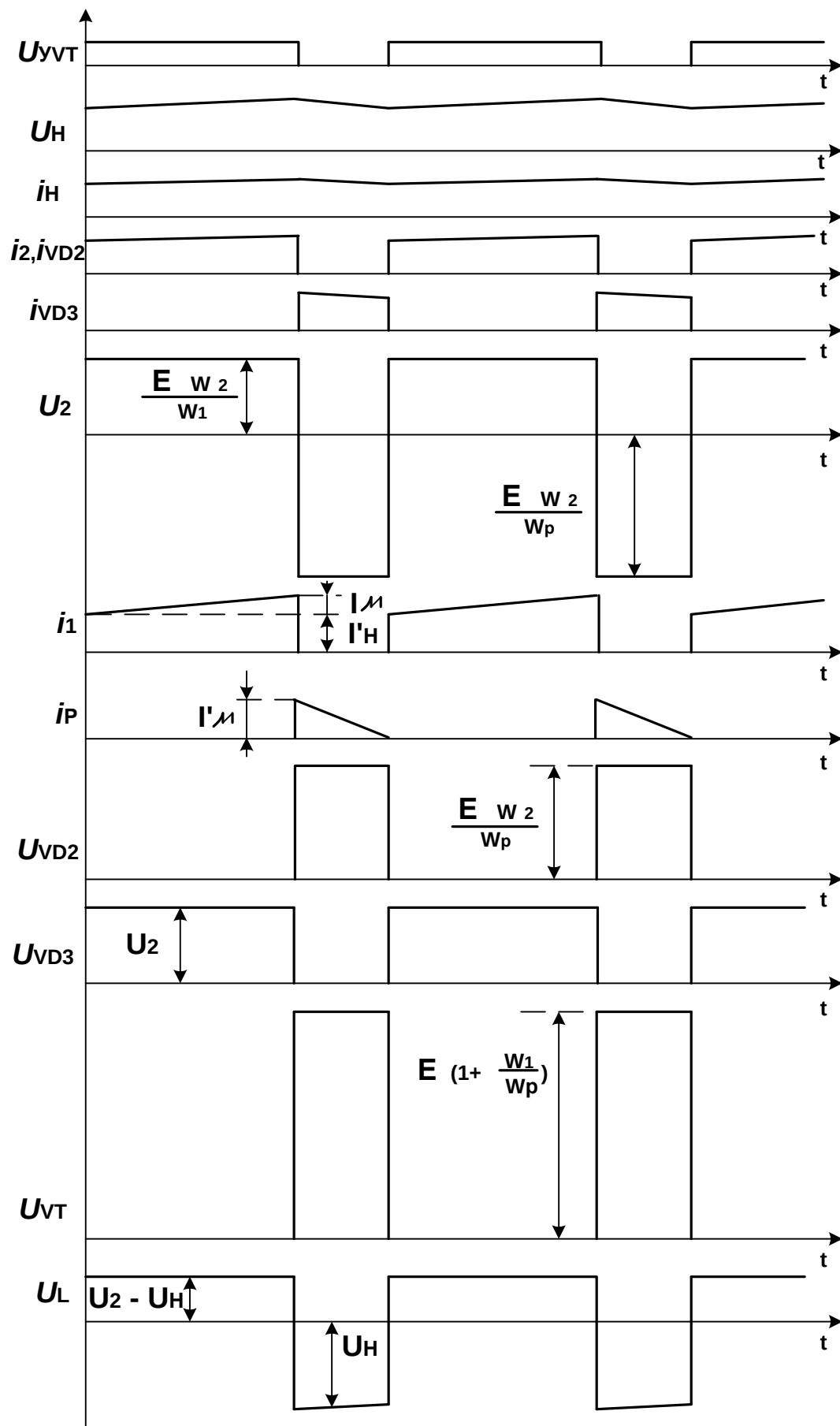


Рис. 41

Действующее значение тока вторичной обмотки

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

6. Средний ток выпрямительного диода

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

7. Средний ток нулевого диода

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

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 определяется выражением:

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

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 $I_{\mu} = 0,1I_1 = 0,12 \text{ A}$.

Действующее значение тока первичной обмотки

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

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

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

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:

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

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

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

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

4.2. Определить относительную длительность открытого состояния транзистора одноконтурной 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 42 приведена схема одноконтурного преобразователя с обратным включением выпрямительного диода, а на рисунке 43 временные диаграммы, поясняющие его работу.

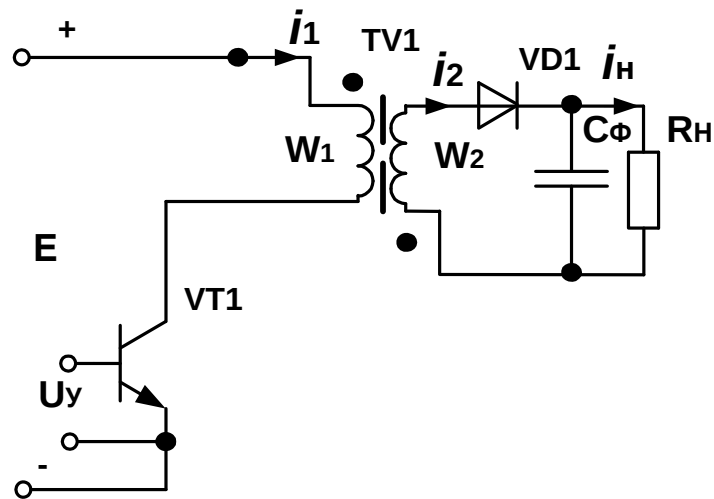


Рис. 42

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.

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

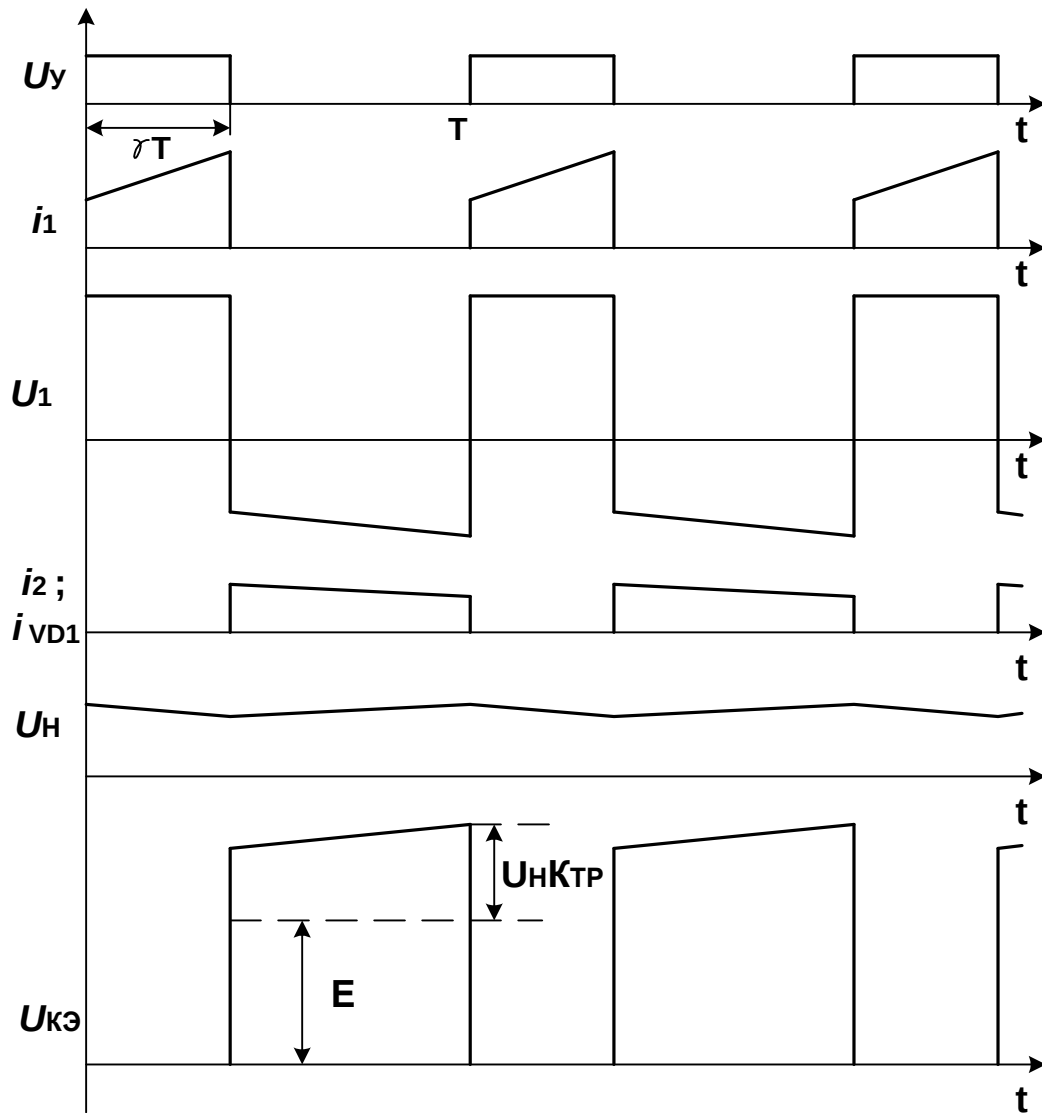


Рис. 43

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 $U_{\text{кэ макс}} < U_{\text{кэ доп}} = 450 \text{ В}$, принимаем $U_{\text{кэ макс}} = 400 \text{ В}$, а максимальное напряжение на нагрузке

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

и определим коэффициент трансформации из вышеприведенного выражения

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

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)

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

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

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

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

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.

4.3. 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 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

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

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

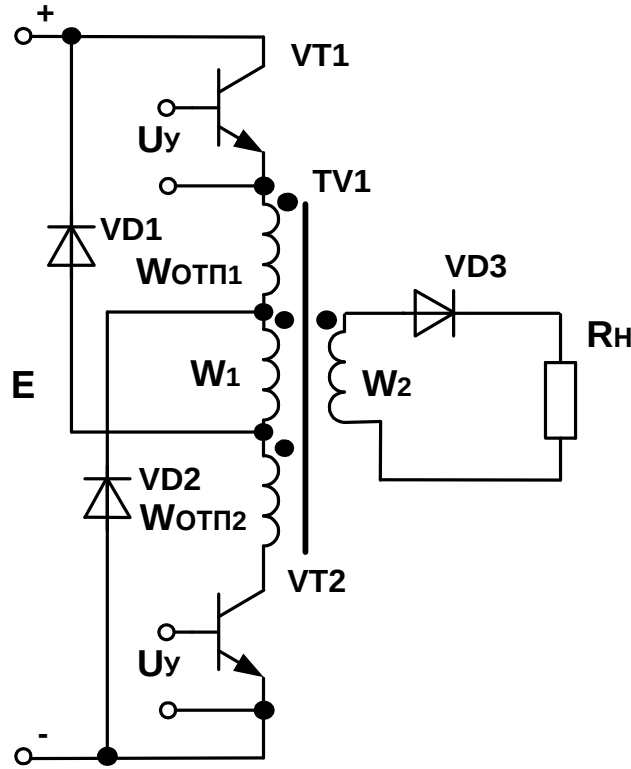


Рис. 44

5. При выключенных транзисторах ток намагничивания включает диоды и протекает по контуру: VD1; $+E$; $-E$; VD2. Напряжение источника питания E приложено к обмотке W_1 , а к транзисторам приложено напряжение, равное сумме напряжений обмоток W_1 и $W_{отп}$

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

6. При включенных транзисторах к диодам приложено обратное напряжение

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

4.4. В схеме, приведенной на рисунке 45, определить индуктивность дросселя в цепи источника подмагничивания, обеспечивающего размах пульсаций тока в контуре размагничивания $0,04\text{ А}$ 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. $U_H = 40\text{ В}$.

1.2. $f = 20\text{ кГц}$.

1.3. $\Delta I_p = 0,04\text{ А}$.

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 46.

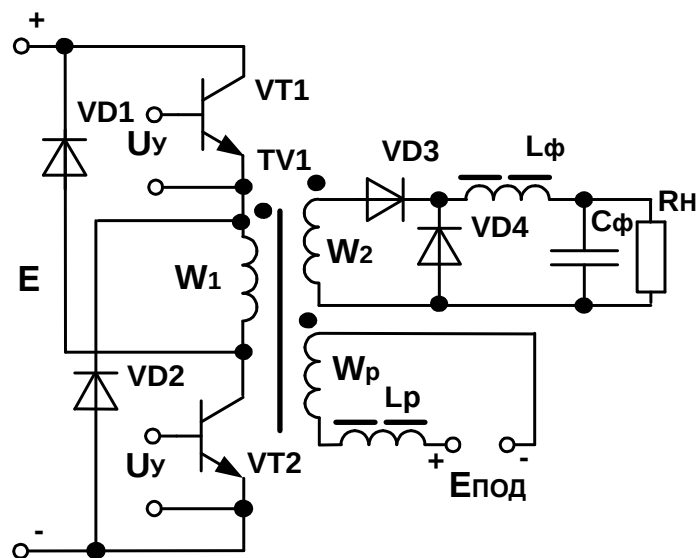


Рис. 45

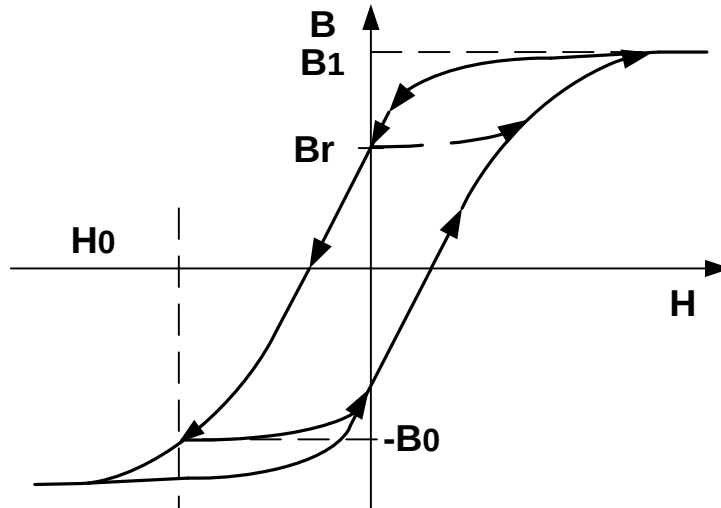


Рис. 46

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

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

а

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

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 47.

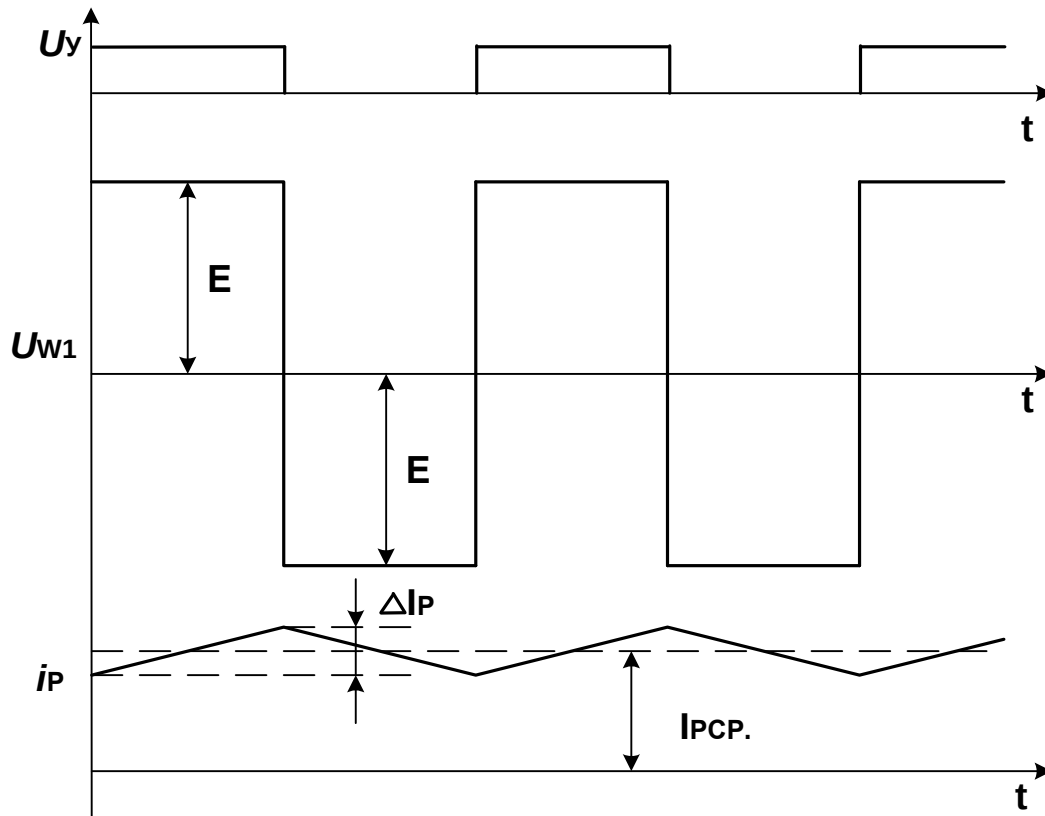


Рис. 47

4.5. Определить максимально допустимое напряжение транзистора, работающего в квазидвухтактном преобразователе, выполненном по схеме, приведенной на рисунке 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 $U_{\text{кэ макс. доп}}$

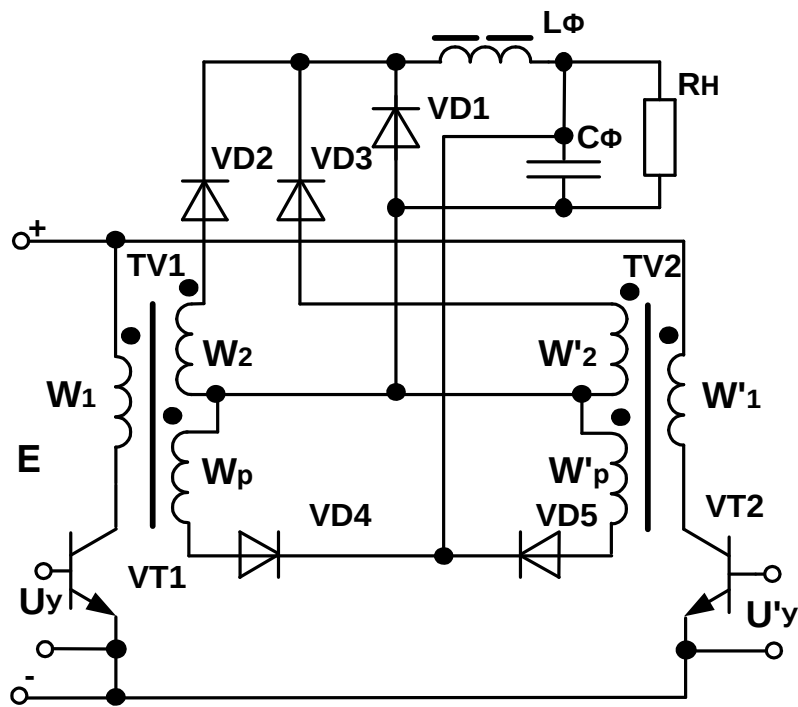


Рис. 48

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 49.

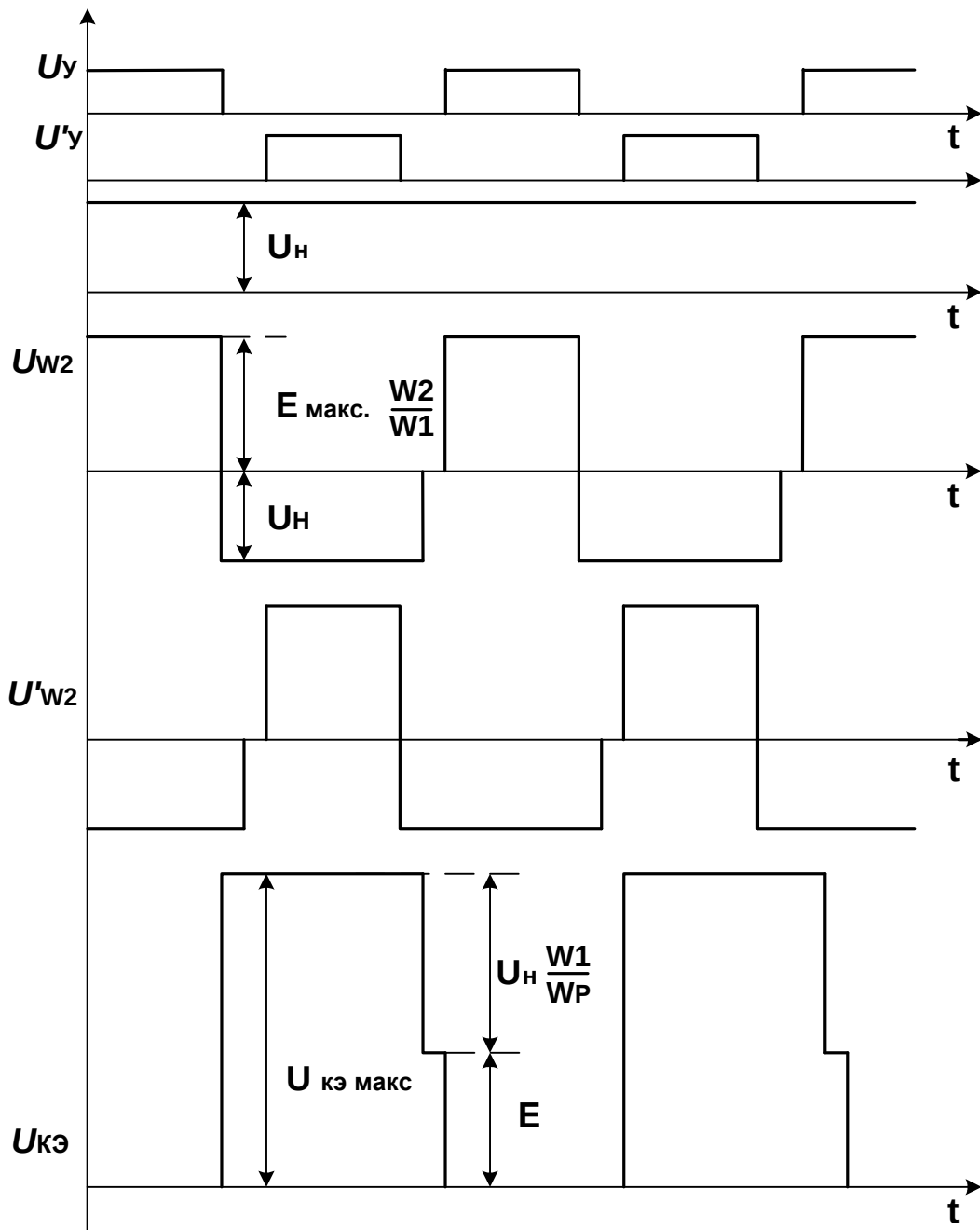


Рис. 49

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

$$U_H = \frac{EW_2 2\gamma}{W_1}.$$

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:

$$U_{(-)W1\text{макс}} = \frac{U_{\text{н}} W_1}{W_p} = \frac{U_{\text{н}} 2W_1}{W_2} = 25 \cdot 2 \cdot 1,6 = 80 \text{ В.}$$

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.

4.6. 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 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 .

5. Квазирезонансные преобразователи

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 КПР — 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 !!!)

5.1. 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. 51.

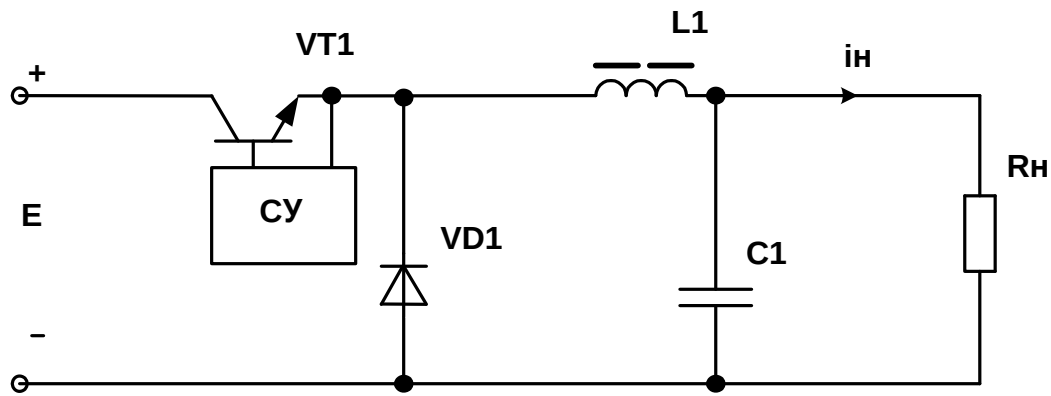


Рис. 51

3. Чтобы нарисовать схему понижающего КРП нужно вместо транзисторно-диодного переключателя VT1 и VD1 в схеме, приведенной на рис. 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. 52 представлен понижающий КРП с однополупериодным КРК с ПНТ.

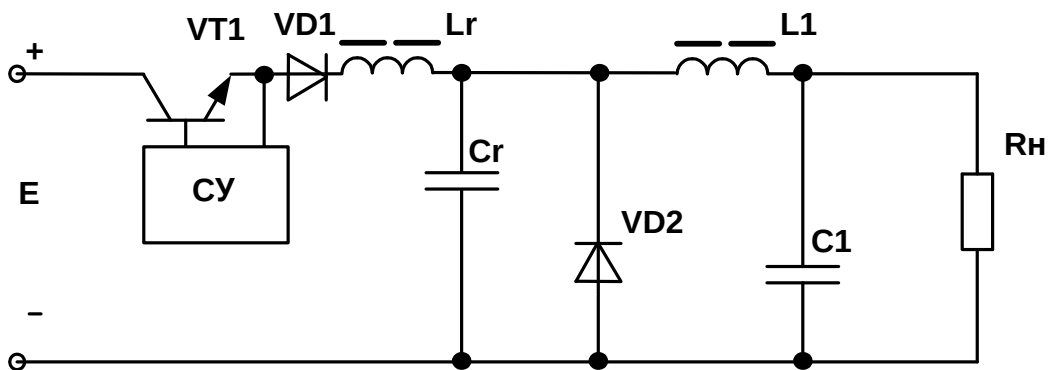


Рис. 52

На рис. 53 представлен понижающий КРП с двухполупериодным КРК с ПНТ.

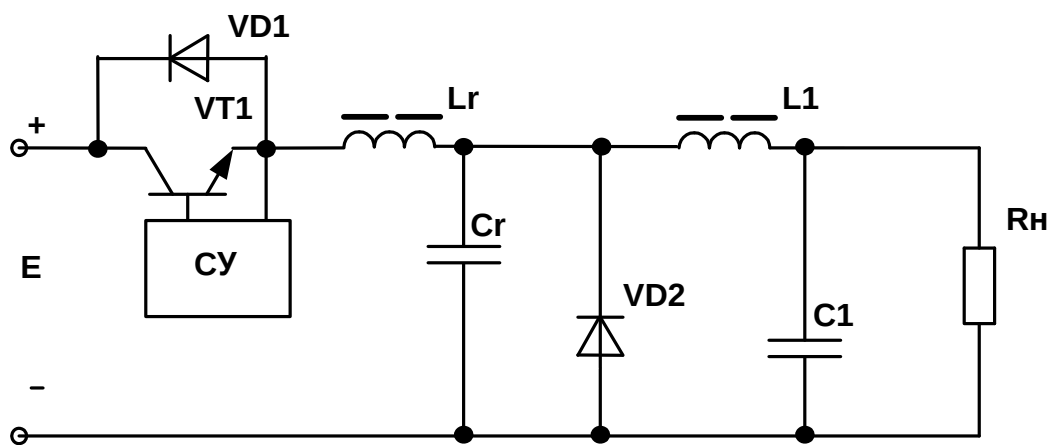


Рис. 53

На рис. 54 представлен понижающий КРП с двухполупериодным КРК с ПНН.

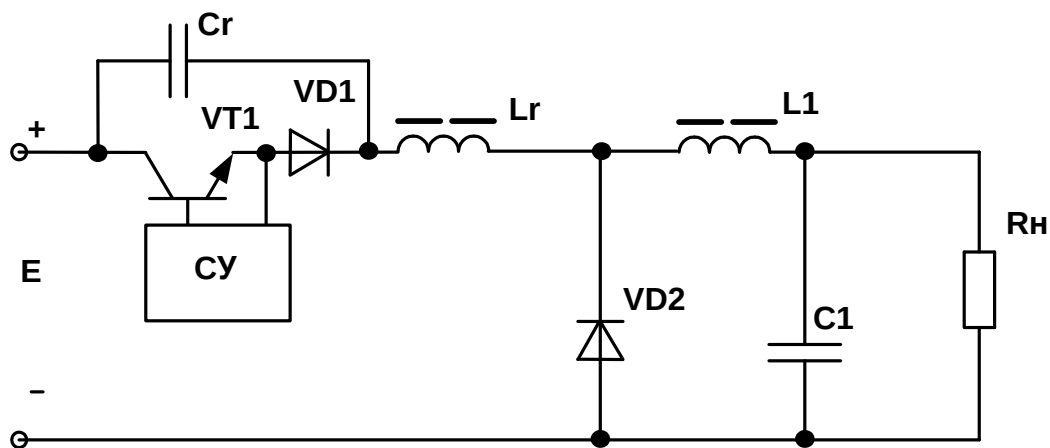


Рис. 54

На рис. 55 представлен понижающий КРП с однополупериодным КРК с ПНН.

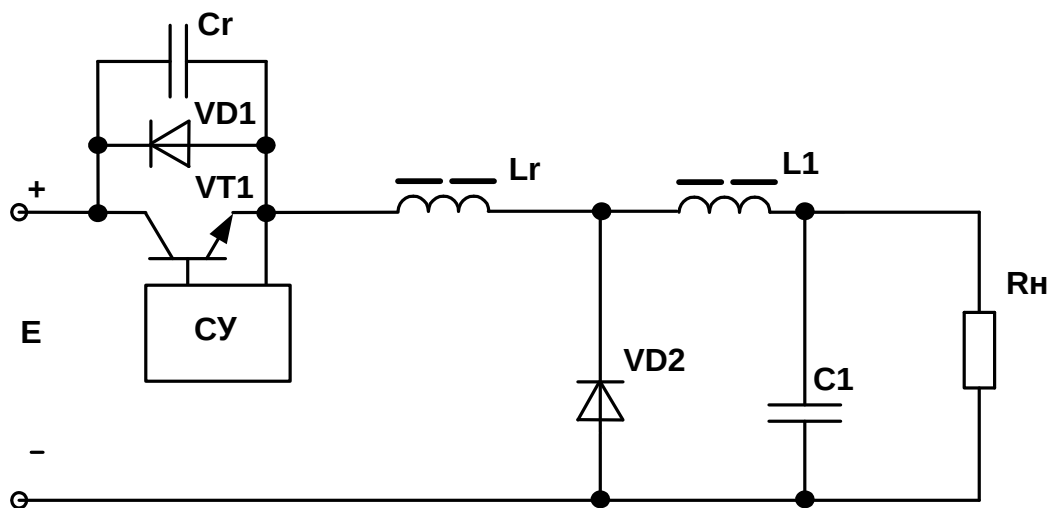


Рис. 55

6. Источники питания персональных компьютеров

6.1. Рассчитать основные параметры аккумуляторной батареи АБ системы гарантированного электропитания СГЭП радиоэлектронной аппаратуры РЭА, структурная схема которой приведена на рисунке 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. $U_{\text{с ном}} = \sim 220 \text{ В} \pm 10 \%$.
- 1.2. $f = 50 \text{ Гц}$.
- 1.3. $U_{\text{с мин, доп}} = 0,8 U_{\text{с ном}}$
- 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. 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.

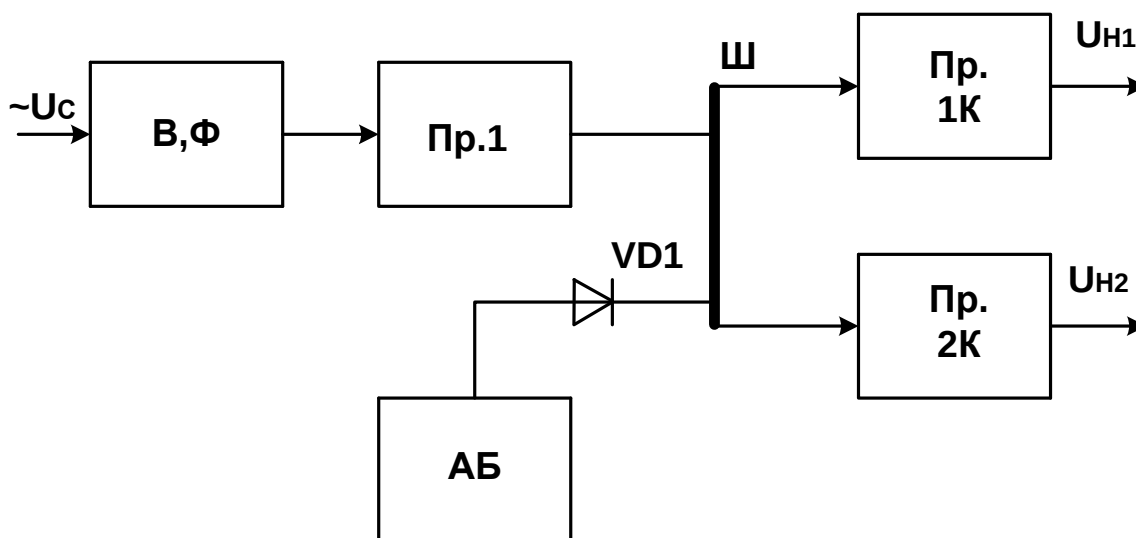


Рис. 56

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 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 ($0,7 \div 0,9$). Примем $\eta = 0,8$.

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

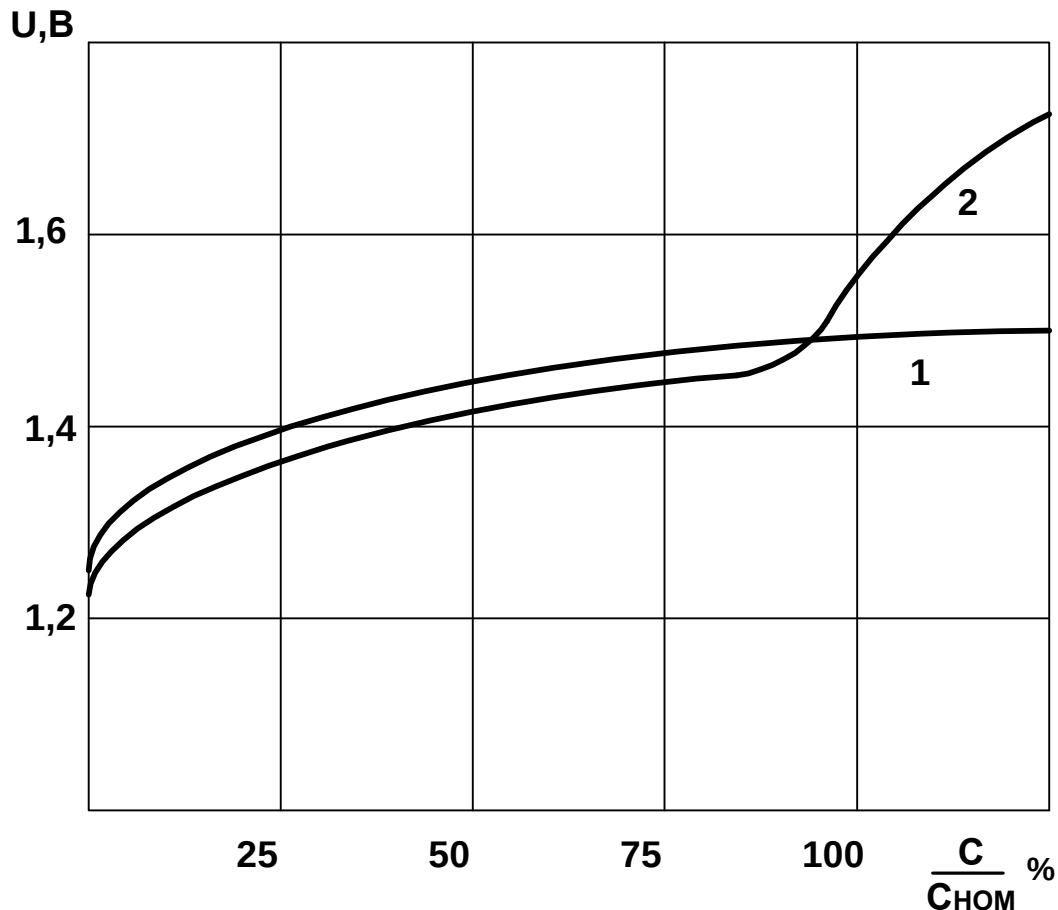


Рис. 57

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 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:

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

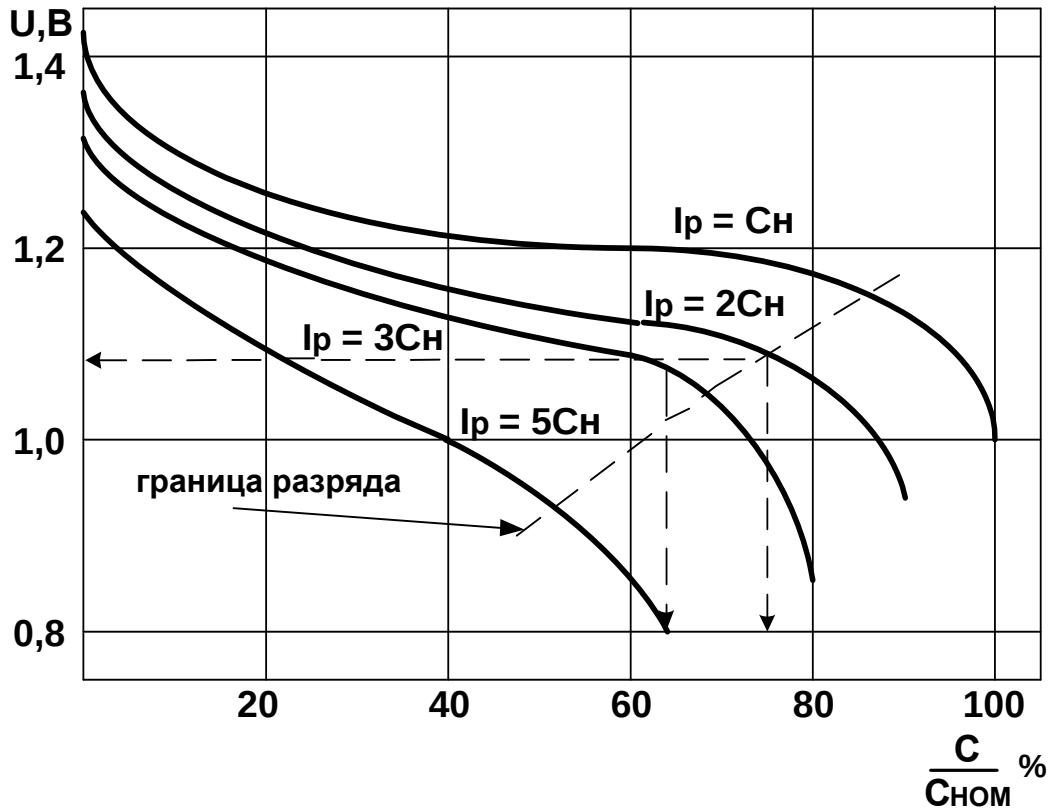


Рис. 58

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. 58) до границы, после которой разрядные характеристики становятся крутопадающими (эта граница выделена штриховой линией). На рис.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 $I_p = \kappa C_{ном}$). 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:

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

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

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

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 $0,8U_{\text{с ном}}$ 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.

7. Преобразователи с многозонной импульсной модуляцией

7.1. Преобразователь с многозонной импульсной модуляцией (см. рис. 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 (K9, K10) — $\alpha_p = 45^\circ$, а импульсов управления ключами (K11, K12) — $\beta_p = 45^\circ$.

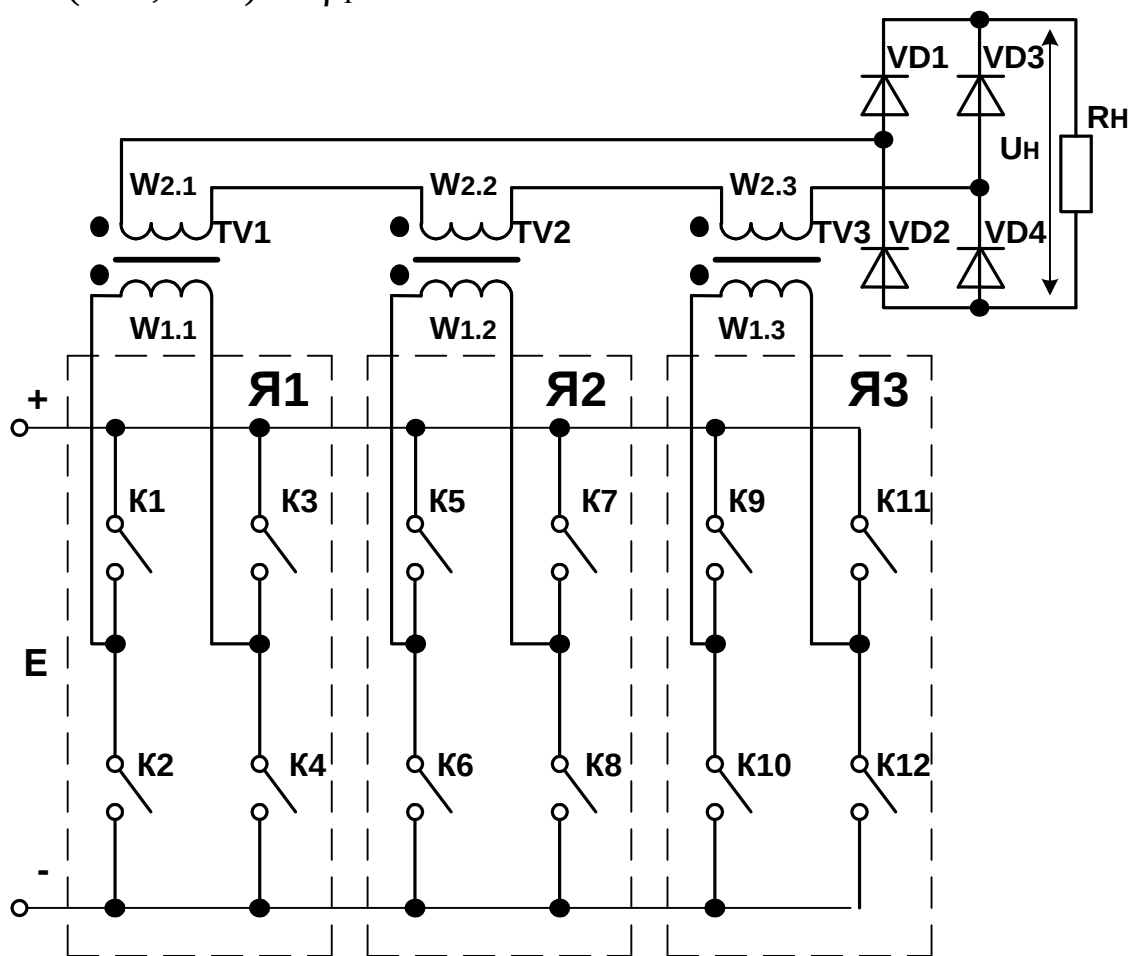


Рис. 59

1. Формализуем задачу.

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

Дано:

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

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

Диаграммы, поясняющие работу преобразователя, приведены на рис. 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:

$$\begin{aligned} K_{\Pi} &= \frac{2U_{W2.3} \sin \gamma \pi}{\pi(U_{W2.1} + U_{W2.2} + \gamma U_{W2.3})} = \\ &= \frac{2 \cdot 40 \sin(0,5 \cdot 180^\circ)}{3,14(100 + 60 + 0,5 \cdot 40)} = 0,142. \end{aligned}$$

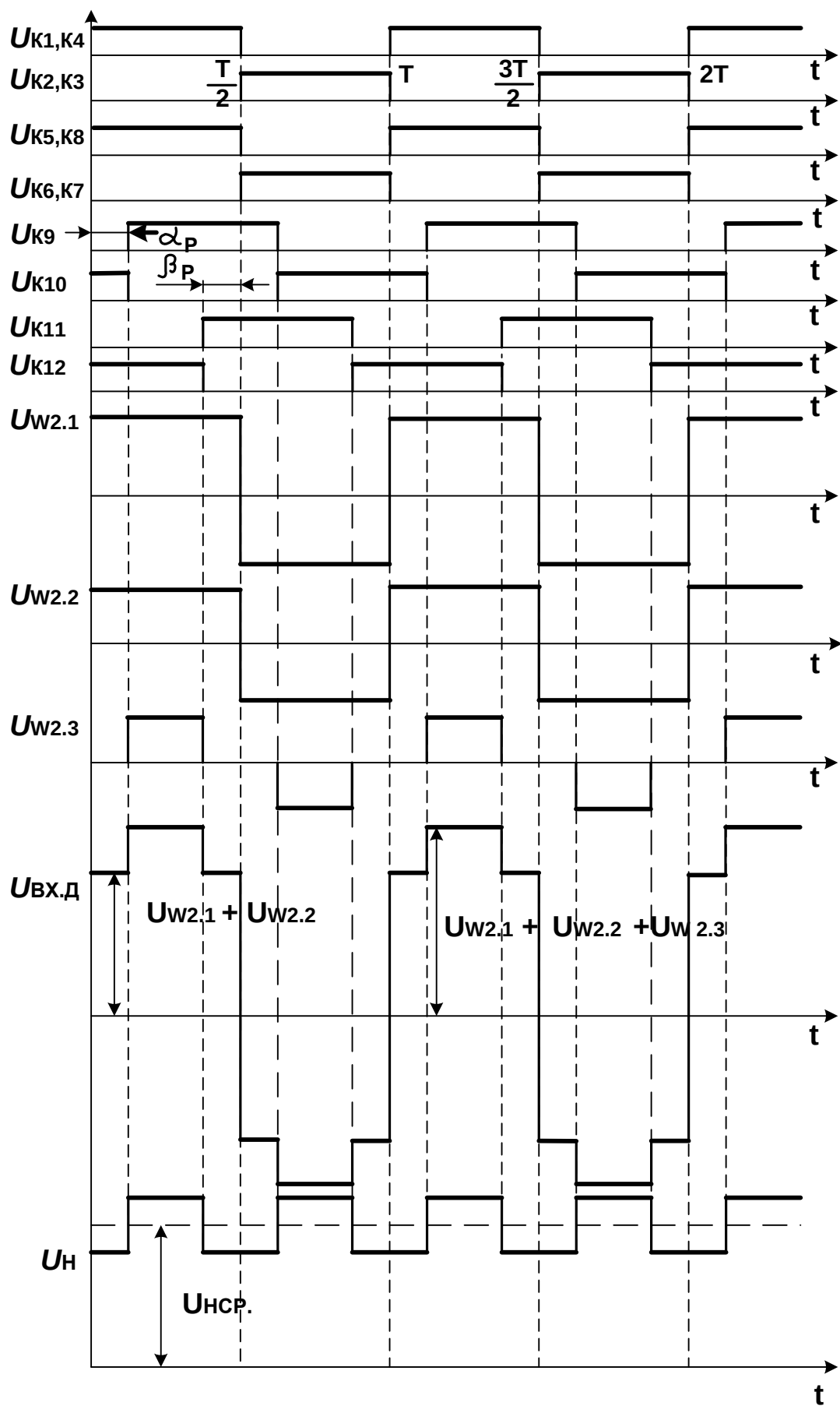


Рис. 60

7.2. В преобразователе с многозонной импульсной модуляцией (МИМ), структурная схема которого приведена на рис. 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.

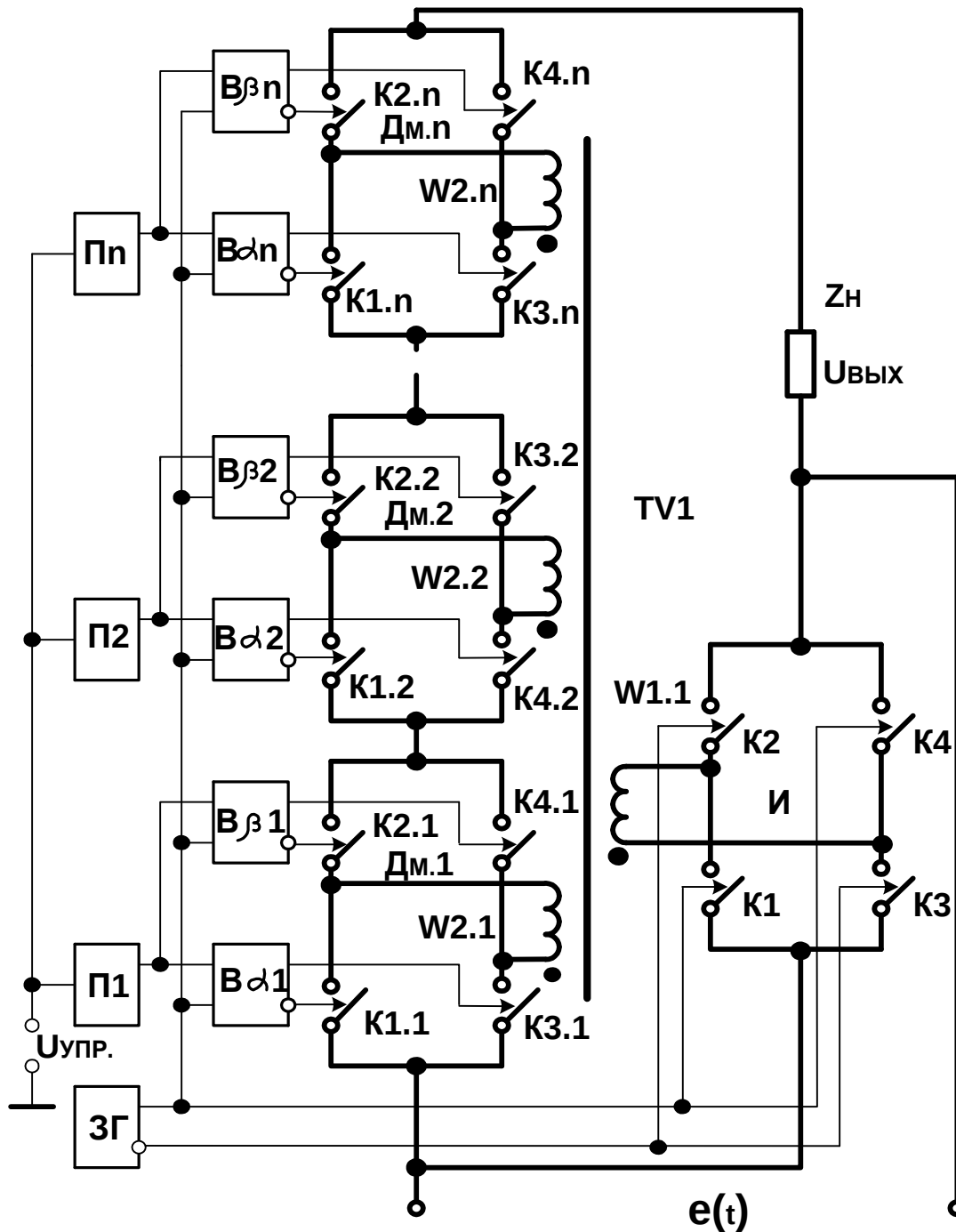


Рис. 61

1. Формализуем задачу.

Дано:

a. $e(t) = E = 100 \text{ В}$.

b. $q = 4$.

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

Определить $U_{pi}(B)$.

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:

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

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

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

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.

$$U_1 = E m_1 = 100 \cdot 0,37 = 37 \text{ В.}$$

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

$$U_2 = E m_2 = 100 \cdot 0,51 = 51 \text{ В.}$$

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

$$U_3 = E m_3 = 100 \cdot 0,7 = 70 \text{ В.}$$

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

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

7.3. В преобразователе, схема которого приведена на рис. 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 неперверсивная 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;

$\omega = 2\pi f_n$ — 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

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

кажающих гармоник,

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

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

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

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

частота первой «нижней» гармоники,

$$f_{1\text{B}} = \frac{\kappa \omega + \Omega}{2\pi} = f_{\text{H}} + f_{\text{C}} = 10000 + 50 = 10050 \text{ Гц} \quad \text{— частота}$$

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:

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

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 $\kappa = 1, 3, 5, \dots$

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

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 62 приведена зависимость напряжения искажающих гармоник от частоты, а на рис. 63 приведены временные диаграммы выходного напряжения преобразователя при регулировании в третьей зоне с $\gamma = 0,5$.

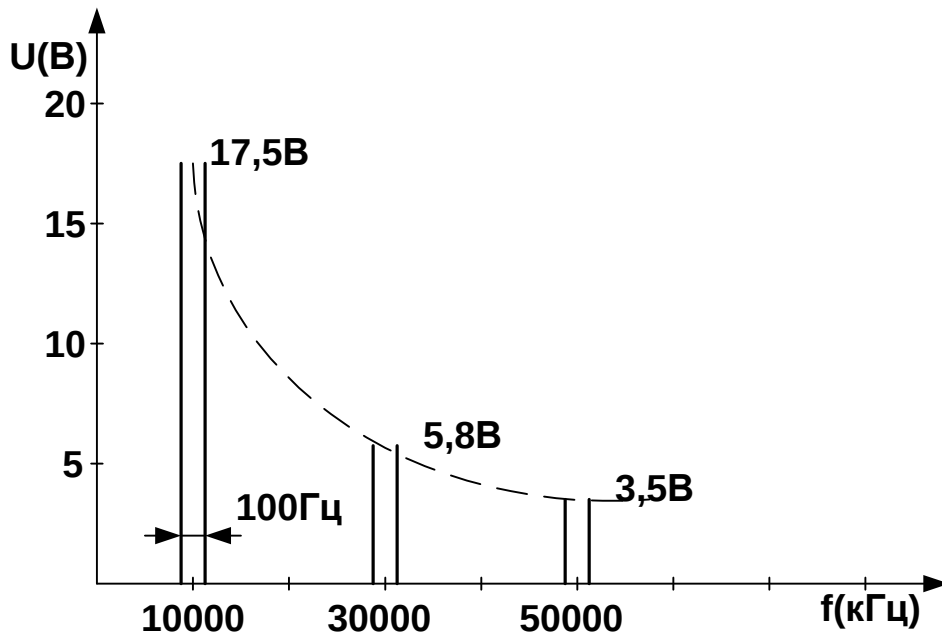


Рис. 62

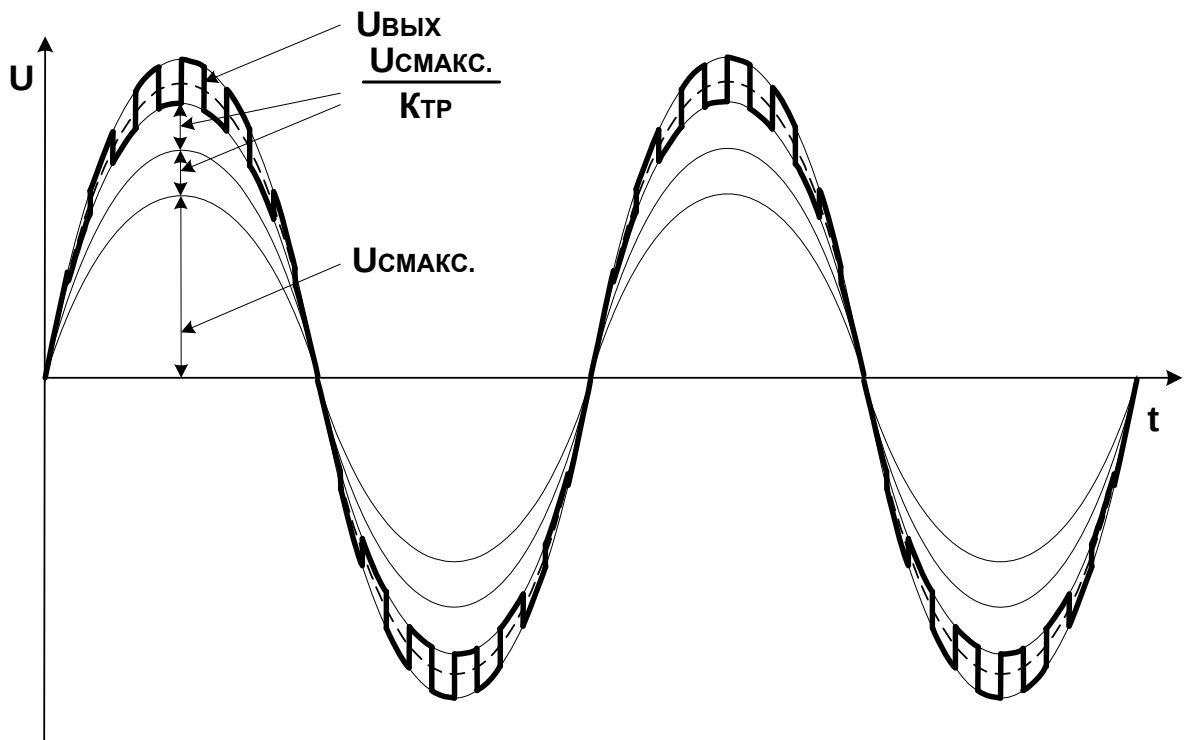


Рис. 63

Задачи для самостоятельного решения

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_n (Ом)	12	60	3	8
Индуктивное сопротивление нагрузки X_n (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_n (Ом)	30	200	90	10
Среднее значение тока нагрузки I_n (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_n (А)	20	5	25	10
Максимальное значение напряжения, прикладываемого к транзистору U_{VT} (В)	100	200	50	40
Сопротивление нагрузки R_n (Ом)	10	50	4	5
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке K'_n (%)	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_n (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 $E(\text{В})$	200	100	200	100
Угол управления тиристорами α (град)	180	120	120	180
Действующее значение фазного тока $I_{\text{ф}}$ (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 $E(\text{В})$	49	98	110	310
Время протекания сквозного тока $t_{\text{скв}}$ (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_H (А)	5	4	1	6
Сопротивление нагрузки R_H (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. 1.1. с дополнительными отпайками $W_{отп}$ первичной обмотки W_1 трансформатора. Потерями в преобразователе пренебречь.

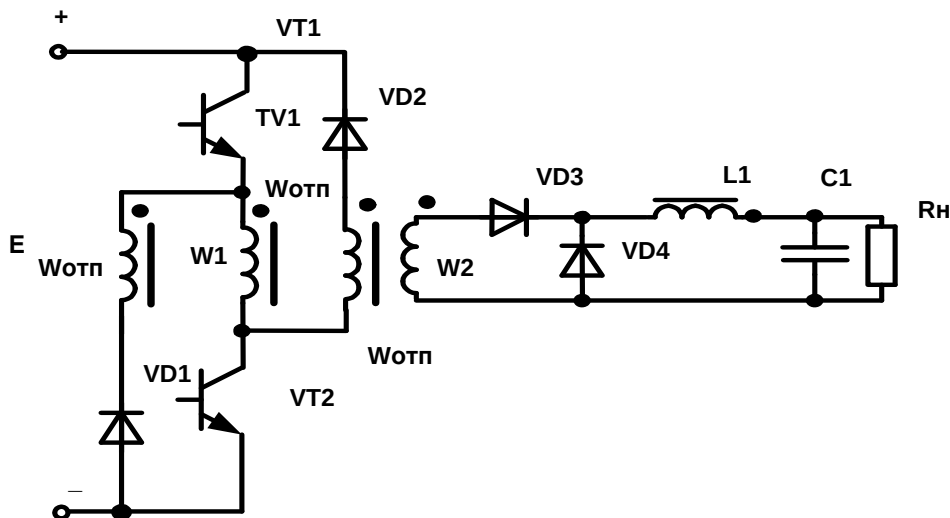


Рис. 1.1

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
Сопротивление 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_n (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_n (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 $U_{КЭ\text{МАКС}}$ (В)	400	800	200	1000
Максимально допустимый ток транзистора $I_{К\text{МАКС}}$ (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 $t_{\text{ВЫКЛ}}$ (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 $\Delta U_{\text{п}}$ (В)	± 20	± 15	± 15	± 20
Сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ (Ом)	2,5	60	150	8
Напряжение на нагрузке $U_{\text{н}}$ (В)	5	120	-15	24
Частота преобразования f (кГц)	15	7,5	20	10
Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке $K'_{\text{п}}$ (%)	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 $P_{\text{п}}$ (Вт)	600	3000	300	1200
Угол управления тиристорами α (град)	120	180	180	120
Действующее значение напряжения в фазе $U_{\text{ф}}$ (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_H (Ом)	100	10	50	20
Напряжение на нагрузке U_H (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» одноктактных 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 одноконтурной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, выполненной по схеме (рис. 1.2). 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.

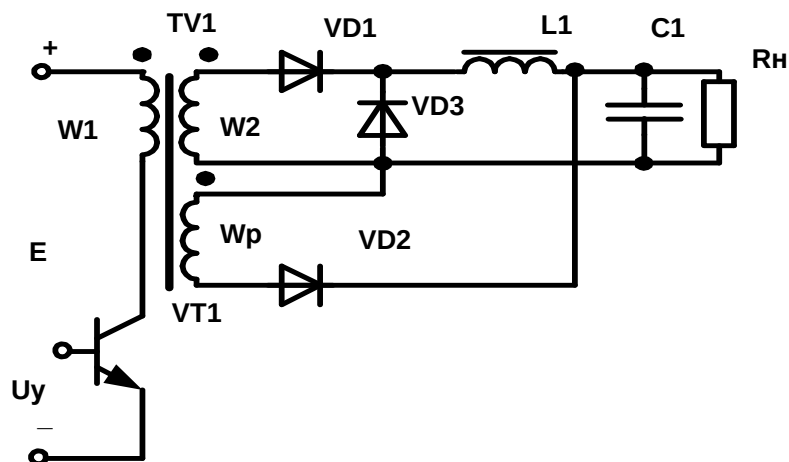


Рис. 1.2

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 $E(\text{В})$	50	28	12	100
Активное сопротивление нагрузки $R_{\text{H}}(\text{Ом})$	20	60	40	100
Индуктивное сопротивление нагрузки $X_{\text{H}}(\text{Ом})$	$\sqrt{500}$	80	30	0
Напряжение на нагрузке $U_{\text{H}}(\text{В})$	180	200	100	200
Амплитуда тока транзистора $I_{\text{VT}}(\text{А})$	15	10	15	5

Индуктивность в цепи источника питания $L_{\text{д}} = \infty$. Привести схему и временные диаграммы токов и напряжений на элементах схемы.

12.3. Рассчитать силовую цепь однофазного однотоктного инвертора напряжения с накопительным дросселем. Потерями пренебречь.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания $E(\text{В})$	100	300	50	20
Ток нагрузки $I_{\text{H}}(\text{А})$	50	5	200	100
Частота инвертирования $f(\text{кГц})$	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_{Π} (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 одноконтурной преобразовательной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, представленной на рис. 1.3. 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.

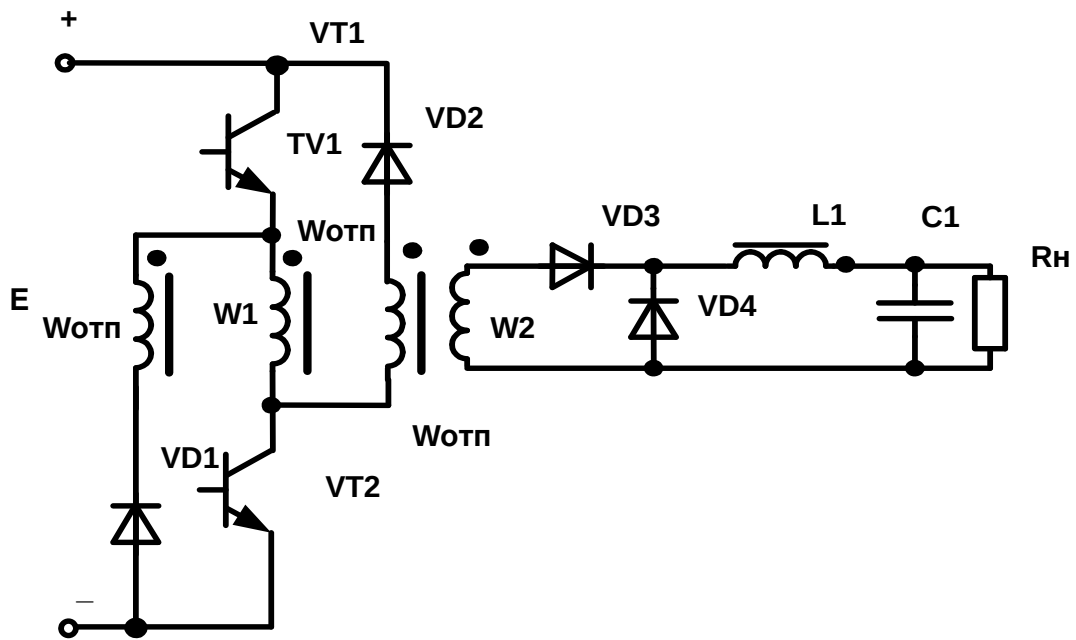


Рис. 1.3

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 $t_{\text{выкл}}$ (мкс)	1	0,8	0,5	1,2

Привести схему ППН, работу иллюстрировать временными диаграммами токов и напряжений.

15.2. Рассчитать количество витков обмотки размагничива-
ния W_p трансформатора однотактной преобразовательной ячейки
с прямым включением выпрямительного диода по схеме рис. 1.4.
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 со- стояния 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 напря- жение $U_{кэ}$ (В)	500	500	300	400
Допустимый коэффициент загрузки транзисто- ра по напряжению K_3	0,7	0,8	0,8	1

Привести временные диаграммы токов и напряжений на
элементах схемы.

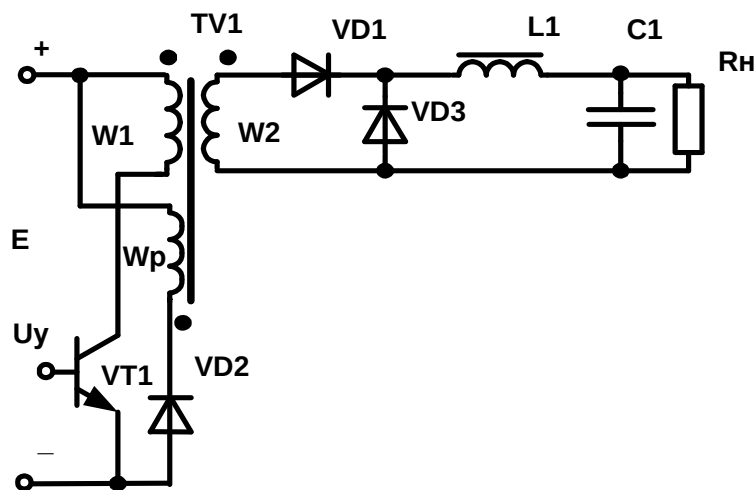


Рис. 1.4

15.3. Рассчитать среднее значение тока, потребляемого однофазным нулевым инвертором напряжения с трансформаторным выходом, работающим на активно-индуктивную нагрузку. Потери 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 одноканальной преобразовательной ячейки (рис. 1.5), выполненной на двух транзисторах, с прямым включением выпрямительного диода. Потери 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.

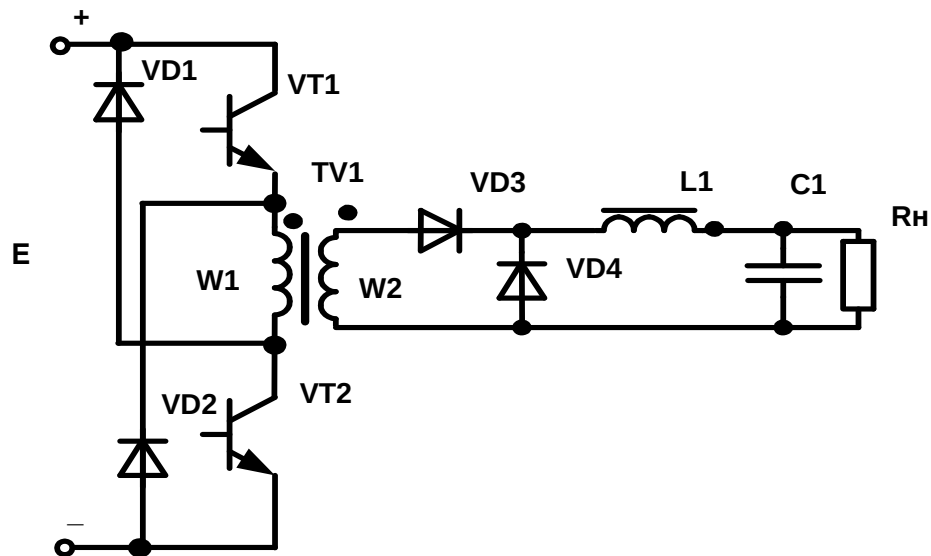


Рис. 1.5

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_{Π} (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.

<i>интервал</i> <i>вариант</i>	$\frac{T}{4}$	$\frac{T}{3}$	$\frac{T}{2}$	$\frac{2T}{3}$	$\frac{3T}{4}$
	•	•	•	•	•
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 нагрузке $K'_П$ (%);	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. 1.6.

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Среднее значение напряжения на нагрузке U_H (В)	30	15	50	80
Относительная длительность открытого состояния 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 напряжение транзистора $U_{КЭМАКС}$ (В)	300	50	400	400

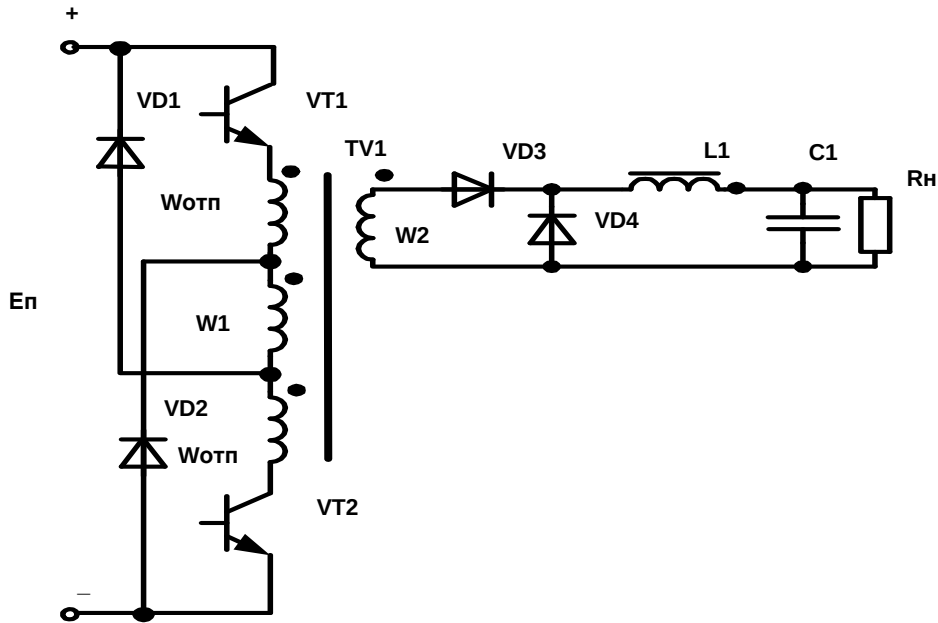


Рис. 1.6

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 $\Delta U_{\text{VD}} = 1,5 \text{ В}$.

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. 1.7.

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

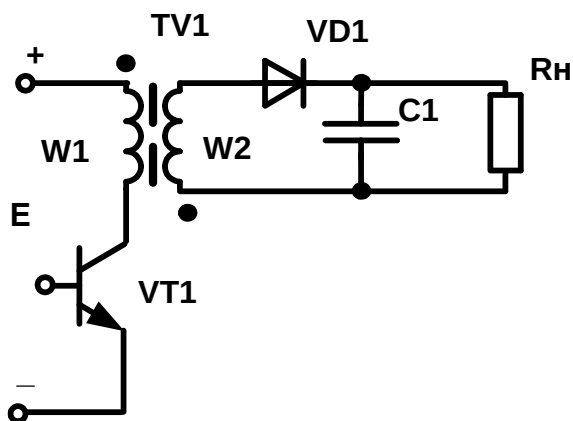


Рис. 1.7

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. 1.8.

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

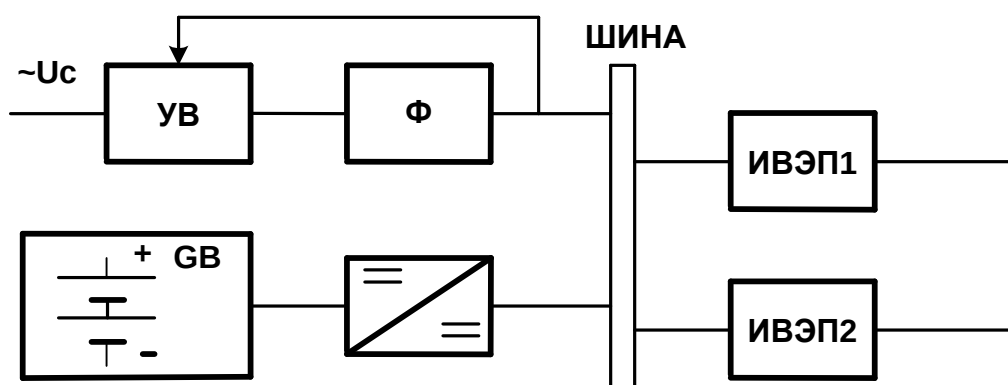


Рис.1.8

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. 1.9.

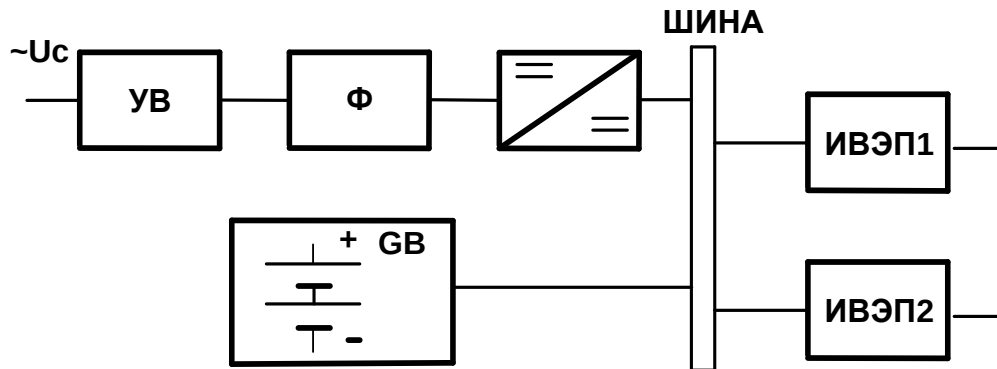


Рис. 1.9

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Номинальное напряжение АБ U_{AB} (В)	48	36	24	12
Напряжение первого канала U_{H1} (В)	5	24	15	12
Ток нагрузки первого канала I_{H1} (А)	10	5	6	5
Напряжение второго канала U_{H2} (В)	24	12	5	5
Ток нагрузки второго канала I_{H2} (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_H (В)	45	200	25	90
Ток нагрузки I_H (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_{Π} (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_H (А)	0,2	0,5	0,4	1,5
Конечный ток нагрузки I_H (А)	0,4	1	1,5	2
Сопротивление нагрузки R_H (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 однотоковой 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. 1.10.

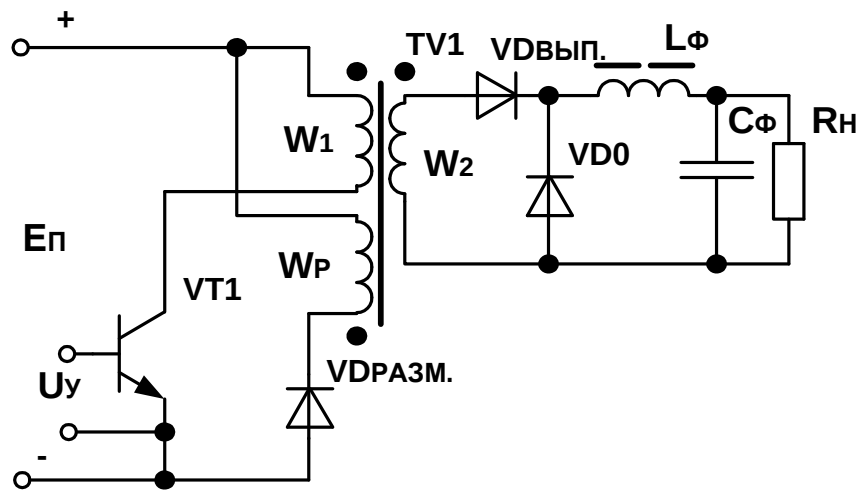


Рис. 1.10

Исходные данные	Вариант			
	а	б	в	г
Напряжение источника питания E_{Π} (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

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица соотношений для расчета параметров элементов непосредственных преобразователей постоянного напряжения в постоянное (НПН)

Тип НПН	$\frac{U_{\text{н}}}{E}$	Дроссель			Конденсатор		
		$L_{\text{гр.}}$	$\Delta I_{\text{Л}}$	$I_{\text{Лэфф}}$	$U_{\text{смакс}}$	C	
Пониж. типа	γ	$\frac{(1-\gamma)R_{\text{нмакс}}}{2f}$	$\frac{U_{\text{н}}(1-\gamma)}{Lf}$	$\sqrt{I_{\text{н}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{Л}}^2}{12}}$	$U_{\text{н}}$	$\frac{1-\gamma}{16Lf^2\kappa_{\text{п}}'}$	
Повыш. типа	$\frac{1}{1-\gamma}$	$\frac{\gamma(1-\gamma)^2 R_{\text{нмакс}}}{2f}$	$\frac{U_{\text{н}}(1-\gamma)\gamma}{Lf}$	$\sqrt{(\frac{I_{\text{н}}}{1-\gamma})^2 + \frac{\Delta I_{\text{Л}}^2}{12}}$	$U_{\text{н}}$	$\frac{\gamma(1+\kappa_{\text{п}}')}{2R_{\text{нмин}}f\kappa_{\text{п}}'}$	
Инверт. типа	$\frac{\gamma}{1-\gamma}$	$\frac{(1-\gamma)^2 R_{\text{нмакс}}}{2f}$	$\frac{U_{\text{н}}(1-\gamma)}{Lf}$	$\sqrt{(\frac{I_{\text{н}}}{1-\gamma})^2 + \frac{\Delta I_{\text{Л}}^2}{12}}$	$U_{\text{н}}$	$\frac{\gamma(1+\kappa_{\text{п}}')}{2R_{\text{нмии}}f\kappa_{\text{п}}'}$	
Тип НПН	Транзистор		Диод			$\gamma_{\text{мин}}$	$\gamma_{\text{макс}}$
	$I_{\text{VTмакс}}$	$U_{\text{VTмакс}}$	$I_{\text{VDср}}$	$I_{\text{VDмакс}}$	$U_{\text{обр}}$		
Пониж. типа	$I_{\text{н}} + \frac{\Delta I_{\text{Л}}}{2}$	$\frac{U_{\text{н}}}{\gamma}$	$I_{\text{н}}(1-\gamma)$	$I_{\text{н}} + \frac{\Delta I_{\text{Л}}}{2}$	$\frac{U_{\text{н}}}{\gamma}$	$\frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{макс}}}$	$\frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{мин}}}$
Повыш. типа	$\frac{I_{\text{н}}}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_{\text{Л}}}{2}$	$U_{\text{н}}$	$I_{\text{н}}(1-\gamma)$	$\frac{I_{\text{н}}}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_{\text{Л}}}{2}$	$U_{\text{н}}$	$\frac{U_{\text{н}} - E_{\text{макс}}}{U_{\text{н}}}$	$\frac{U_{\text{н}} - E_{\text{мин}}}{U_{\text{н}}}$
Инверт. типа	$\frac{I_{\text{н}}}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_{\text{Л}}}{2}$	$\frac{U_{\text{н}}}{\gamma}$	$I_{\text{н}}(1-\gamma)$	$\frac{I_{\text{н}}}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_{\text{Л}}}{2}$	$\frac{U_{\text{н}}}{\gamma}$	$\frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{макс}} + U_{\text{н}}}$	$\frac{U_{\text{н}}}{E_{\text{мин}} + U_{\text{н}}}$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Расчетные соотношения параметров элементов одноктактных преобразователей с гальванической развязкой

Параметр	Схема			
	Рис П.2.1.	Рис. П.2.2.	Рис. П.2.3.	Рис. П.2.4.
$\gamma_{\text{макс}}$		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}}}{E_{\text{мин}}}$		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}}}{U_{\text{н}} K_{\text{тр}} + E_{\text{мин}}}$
γ		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}}}{E}$		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}}}{U_{\text{н}} K_{\text{тр}} + E}$
$\gamma_{\text{мин}}$		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}}}{E_{\text{макс}}}$		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}}}{U_{\text{н}} K_{\text{тр}} + E_{\text{макс}}}$
$L_{\phi} \geq L_{\text{кр.}}$		$\frac{U_{\text{н}} (1 - \gamma_{\text{мин.}})}{2 f I_{\text{нмин.}}}$		$\frac{E \gamma (1 - \gamma) K_{\text{тр}}}{2 f I_{\text{н}}} (*)$
ΔI_{L}		$\frac{U_{\text{н}} (1 - \gamma_{\text{мин.}})}{L_{\phi} f}$		$\frac{U_{\text{н}} K_{\text{тр}} (1 - \gamma_{\text{мин}})}{L_{\phi} f}$
C'_{ϕ}		$\frac{U_{\text{н}} (1 - \gamma_{\text{мин}})}{16 L_{\phi} f^2 \Delta U_{\sim \text{н}}}$		$\frac{I_{\text{нмакс}} \gamma_{\text{макс}}}{2 f \Delta U_{\sim \text{н}}}$
C''_{ϕ}		$\frac{0,5(I_{\text{нмакс}} - I_{\text{нмин}}) L_{\phi}}{\Delta U_{\text{н}} U_{\text{н}}}$		
$I_{\text{VTмакс}}$		$\frac{I_{\text{нмакс}} + \frac{\Delta I_{\text{L}}}{2}}{K_{\text{тр}}}$		$\frac{I_{\text{нмакс}}}{K_{\text{тр}} (1 - \gamma_{\text{макс}})} + \frac{\Delta I_{\text{L}}}{2}$

Параметр	Схема			
	Рис. П.2.1.	Рис. П.2.2.	Рис. П.2.3.	Рис. П.2.4.
$U_{VT\text{макс}}$	$E_{\text{макс}}(1 + \frac{W_1}{W_p})$	$E_{\text{макс}}$	$E_{\text{макс}} + \frac{U_n}{K_{\text{тр}}}$	
P_{VT}	$\frac{I_{\text{нмакс}} \Delta U_{VT\text{нас}}}{K_{\text{тр}}} \gamma_{\text{макс}} + 0,5 U_{VT\text{макс}} I_{VT\text{макс}} f(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) +$ $+ U_{VT\text{макс}} I_{VT0} (1 - \gamma)$			
$I_{VD\text{вып.ср}}$	$(I_{\text{нмакс}} + \frac{\Delta I_L}{2}) \gamma_{\text{макс}}$		$I_{\text{нмакс}}$	
$U_{VD\text{вып.макс}}$	$E_{\text{макс}} \frac{W_2}{W_p}$	$\frac{E_{\text{макс}}}{K_{\text{тр}}}$	$\frac{E_{\text{макс}}}{K_{\text{тр}}}$	
$I_{VD0\text{ср}}$	$(I_{\text{нмакс}} + \frac{\Delta I_L}{2})(1 - \gamma_{\text{мин}})$		—	
$U_{VD0\text{макс}}$	$E_{\text{макс}} K_{\text{тр}}$		—	
$I_{VD\text{разм.ср}}$	$I_{\mu} \frac{W_1}{W_p} (1 - \gamma_{\text{мин}})$	$I_{\mu}(1 - \gamma_{\text{мин}})$	—	—
$U_{VD\text{разм.макс}}$	$E_{\text{макс}}(1 + \frac{W_p}{W_1})$	$E_{\text{макс}}$	—	$E_{\text{макс}}$
I_2	$I_{\text{нмакс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}}}$		$\frac{I_{\text{нмакс}}}{\sqrt{1 - \gamma_{\text{макс}}}}$	
I_1	$\frac{I_{\text{нмакс}} \sqrt{\gamma_{\text{макс}}}}{K_{\text{тр}}}$		$\frac{I_{\text{нмакс}}}{K_{\text{тр}}} \sqrt{\frac{\gamma}{1 - \gamma}}$	

Продолжение приложения 2

Схемы однотактных преобразователей с гальванической развязкой

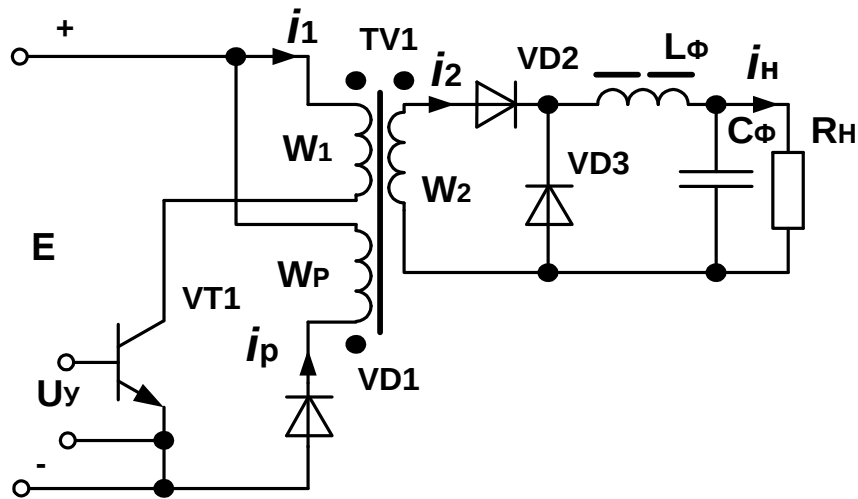


Рис. П.2.1

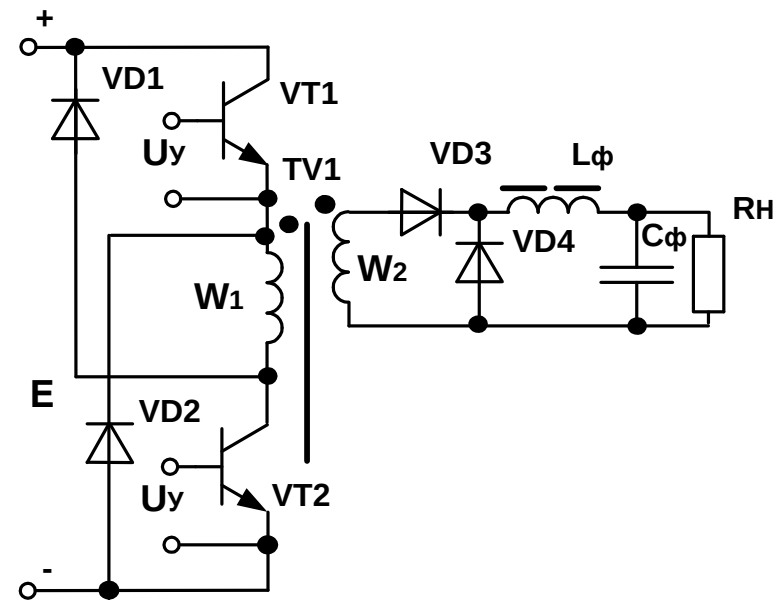


Рис. П.2.2

Продолжение приложения 2

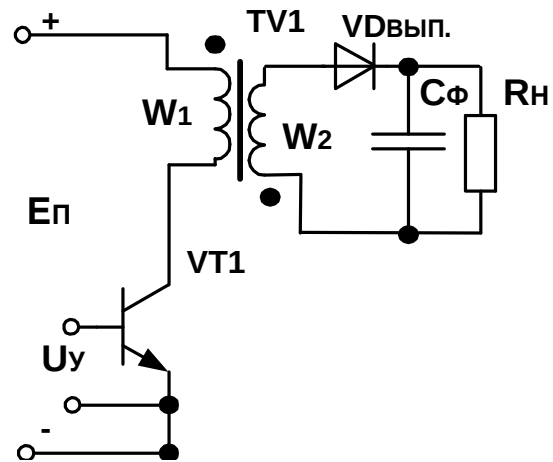


Рис. П.2.3

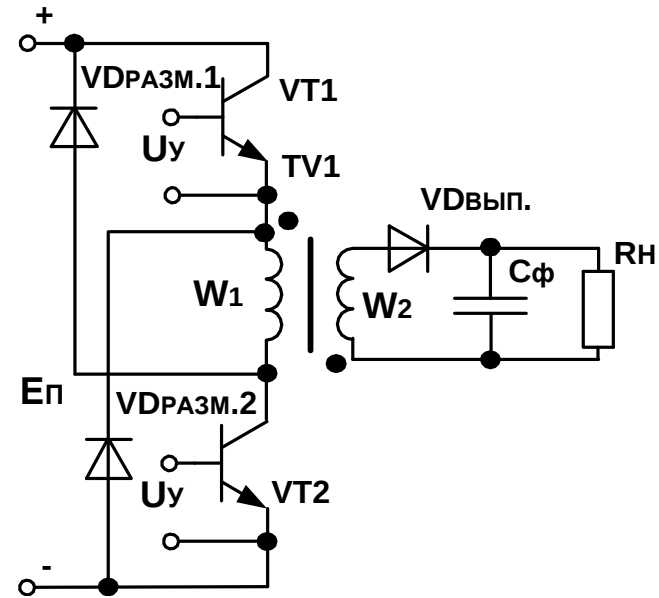


Рис. П.2.4

Список основной литературы

1. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / Мелешин В.И., Овчинников Д.А.— М.: Техносфера, 2011.— 576 с.— [Электронный ресурс]
2. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. Профессиональные решения / Семенов Б.Ю.— М.: ДМК Пресс, 2011.— 416 с [Электронный ресурс]
3. Джеймс Рег Промышленная электроника / Джеймс Рег— М.: ДМК Пресс, 2011.— 1136 с [Электронный ресурс]

Список дополнительной литературы

1. Лачин, В. И. Электроника : учеб. пособие / В. И. Лачин, Н. С. Савелов. - 4-е изд., перераб. и доп. - Ростов н/Д : Феникс, 2010. - 572 с. : ил. - (Высшее образование). - Библиогр. с. 565. - ISBN 5-222-02718-X
2. Редди, С. Р. Основы силовой электроники / С. Рама Редди ; пер. с англ. В. В. Маслова ; под ред. Д. П. Приходько. - М. : Техносфера, 2009. - 288 с. : ил. - Библиогр.: с. 287. - ISBN 5-94836-055-5. - ISBN 1-84265-056-4(англ.)
3. Горбачёв, Г. Н. Промышленная электроника : учебник для вузов / Г. Н. Горбачёв, Е. Е. Чаплыгин ; под ред. В. А. Лабунцова. - М. : Энергоиздат, 1988. - 320 с. : ил. - Гриф: Доп. МО. - Библиогр.: с. 314-315. - Предм. указ.: с. 315-318. - ISBN 5-283-00517-8
4. Гусев, В. Г. Электроника : учеб. пособие для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. - Изд. 2-е, перераб. и доп. - М. : Высшая школа, 1991. - 622 с. : ил. - Гриф: Доп. МО. - Прил.: с. 610-614. - Библиогр.: с. 615-616. - Предм. указ.: с. 617-619. - ISBN 5-06-00
5. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника : учебник для вузов / Ю. С. Забродин. - М. : Высш. шк., 1982. - 496 с. : ил. - Библиогр.: с. 486-488. - Предм. указ.: с. 480-494

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ЭНЕРГЕТИКЕ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ

по направлению подготовки

11.03.04 Электроника и наноэлектроника
направленность (профиль)

Интеллектуальные программируемые системы и устройства

Составитель: Дюдюн Дмитрий Евгеньевич

Редактор: _____

Формат _____ Бумага _____	Подписано в печать _____ Усл. п. л. – _____ Печать _____	Уч.-изд. л. – _____. Заказ _____ Тираж ____ экз.
------------------------------	--	--

ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет»
г. Ставрополь, ул. Пушкина, 1

Издательство Северо-Кавказского федерального университета
Отпечатано в типографии СКФУ

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СЕВЕРО-КАВКАЗСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Методические указания

по организации и проведению самостоятельной работы
по дисциплине

«ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ЭНЕРГЕТИКЕ»

для студентов направления подготовки

11.03.04 «Электроника и наноэлектроника»

Направленность (профиль)

«Интеллектуальные программируемые системы и устройства»

**Ставрополь
2026**

Печатается по решению
Учебно-методического совета
Северо-Кавказского федераль-
ного университета

УДК
ББК

Дюдюн Д.Е. Интеллектуальные устройства в энергетике: методические указания для студентов по организации самостоятельной работы. – Ставрополь: Изд-во СКФУ, 202_. – _ с.

Настоящие методические рекомендации предназначены для организации самостоятельной работы по дисциплине «Интеллектуальные устройства в энергетике» для студентов очной формы обучения направления подготовки 11.03.04 Электроника и нанoeлектроника, направленность (профиль) Интеллектуальные программируемые системы и устройства. В методических рекомендациях приведён план график выполнения самостоятельной работы по дисциплине, представлены вопросы для обсуждения, а также задания и вопросы для формирования и контроля владения компетенциями и список основной литературы, рекомендуемой для самостоятельной работы. Представлен список дополнительной литературы, позволяющий студентам более глубоко познакомиться с изучаемым предметом.

Методические рекомендации к самостоятельной работе студентов составлены в соответствии с требованиями ФГОС ВО по направлению подготовки 11.03.04 Электроника и нанoeлектроника, направленность (профиль) Интеллектуальные программируемые системы и устройства, рабочими учебными планами и программами дисциплины «Интеллектуальные устройства в энергетике».

УДК
ББК

© ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский
федеральный университет», 202_

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
1 ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ СТУДЕНТА ПРИ ИЗУЧЕНИИ ДИСЦИПЛИНЫ «ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ЭНЕРГЕТИКЕ».....	5
1.1 Цель и задачи самостоятельной работы студентов	5
1.2 Тематика выполнения СРС, указания по форме контроля	9
2 ПЛАН-ГРАФИК ВЫПОЛНЕНИЯ СРС	11
3 КОНТРОЛЬНЫЕ ТОЧКИ И ВИДЫ ОТЧЕТНОСТИ ПО НИМ.....	11
4 МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ К СРС	12
4.1 Работа с литературой	12
4.2 Критерии оценки для проверки уровня обученности в рамках текущего контроля.....	20
5 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	22
5.1 Основная литература.....	22
5.2. Дополнительная литература:.....	22

Введение

Современные стандарты подготовки специалистов предусматривают значительный объем внеаудиторной работы. Освоение программы курса предполагает получение как теоретических знаний по проблемам энергетической электроники, так и формирование навыков практической работы. Поэтому самостоятельная работа в рамках курса ориентирована как на теоретический, так и на практический аспект.

Самостоятельная работа студентов – это выполнение теоретических и практических заданий студентами по усвоению изучаемой дисциплины «Интеллектуальные устройства в энергетике».

1 ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ СТУДЕНТА ПРИ ИЗУЧЕНИИ ДИСЦИПЛИНЫ «ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ЭНЕРГЕТИКЕ»

1.1 Цель и задачи самостоятельной работы студентов

Целью самостоятельной работы является закрепление и углубление знаний, полученных студентами на лекциях, подготовке к текущим лабораторным и практическим занятиям, промежуточным формам контроля знаний и к итоговому контролю.

Дидактические цели самостоятельных занятий:

- формирование профессиональных умений;
- формирование умений и навыков самостоятельного умственного труда;
- мотивирование регулярной целенаправленной работы по освоению специальности;
- развитие самостоятельности мышления;
- формирование убежденности, волевых черт характера, способности к самоорганизации;
- овладение технологическим учебным инструментом.

Задача самостоятельной работы студентов – систематическое изучение дисциплин в течение семестра, закрепление и углубление полученных знаний и навыков, подготовка к предстоящим занятиям, а также формирование культуры умственного труда и самостоятельности в поиске и приобретении новых знаний и умений, и, в том числе, формирование компетенций.

Основная тенденция инноваций в области образования определяется как переход от «научения к изучению»

Именно систематическое изучение учебной дисциплины позволяет студенту достигнуть уровня требований федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования (ФГОС ВПО) к профессиональной подготовленности, которые сформулированы следующим образом: знать, уметь, владеть.

В современной науке существует несколько классификаций самостоятельной работы студентов. Один из вариантов такой классификации представлен в табл. 1.

Таблица 1.

Виды самостоятельной работы студентов

Виды	Содержание
Репродуктивная	Повторение учебного материала, самостоятельный просмотр, прочтение, конспектирование учебной литературы; прослушивание, запоминание, заучивание и пересказ магнитофонных записей лекций, Интернет-ресурсы и др.
Познавательная-поисковая	Написание курсовых, контрольных работ и рефератов. Разработка сообщений, эссе, докладов, докладов с презентациями. Подготовка выступлений на практических и семинарских занятиях, проработка литературы по дисциплинарным проблемам, и др.
Творческая	Подготовка дипломной работы (дипломного проекта), научных статей, рефератов, участие в научно-исследовательской работе, в студенческих и научно-практических конференциях.

Студенты в ходе выполнения самостоятельной работы должны руководствоваться ориентировочной основой деятельности на каждом этапе:

- 1 этап – определить цели самостоятельной работы;
- 2 этап – конкретизировать познавательные (практические или проблемные) задачи;
- 3 этап – оценить собственную готовность к самостоятельной работе по решению познавательных задач;
- 4 этап – выбрать оптимальный способ действий (технологии, методы и средства), ведущий к достижению поставленной цели через решение конкретных задач;
- 5 этап – спланировать (самостоятельно или с помощью преподавателя) программу самостоятельной работы;
- 6 этап – реализовать программу самостоятельной работы.

Планирование и контроль преподавателем самостоятельной работы студентов необходим для успешного ее выполнения. Преподаватель заранее планирует систему самостоятельной работы, учитывает все ее цели, формы, отбирает учебную и

научную информацию и методические средства коммуникаций, продумывает свое участие и роль студента в этом процессе.

Вопросы для самостоятельной работы студентов, указанные в рабочей программе дисциплины, предлагаются преподавателями в начале изучения дисциплины. Студенты имеют право выбирать дополнительно интересующие их темы для самостоятельной работы.

Содержание деятельности преподавателя и студента при выполнении самостоятельной работы представлено в табл. 2.

Таблица 2.

Содержание деятельности при выполнении самостоятельной работы

Основные характеристики	Деятельность преподавателя	Деятельность студентов
Цель выполнения СР	• объяснить смысл и цель самостоятельной работы; • дать подробный инструктаж о требованиях, предъявляемых к самостоятельной работе и методах ее выполнения; • продемонстрировать образец самостоятельной работы	• понять и принять цель самостоятельной работы как лично значимую; • познакомиться с требованиями и образцами самостоятельной работы
Мотивация	• раскрыть теоретическую и практическую значимость выполнения самостоятельной работы, • сформировать познавательную потребность студента и готовность к выполнению самостоятельной работы; • мотивировать студента на достижение цели	• сформировать у себя познавательную потребность в выполнении самостоятельной работы; • сформировать целевую установку и принять решение о выполнении самостоятельной работы
Управление	• осуществлять управление через воздействие на каждом этапе процесса выполнения самостоятельной работы; • дать оптимальные технологии выполнения самостоятельной работы	самому осуществлять управление самостоятельной работой (проектировать, планировать, рационально распределять время и т.д.) на основе предложенных технологий

Продолжение таблицы 2

Основные характеристики	Деятельность преподавателя	Деятельность студентов
Контроль и коррекция выполнения	• осуществлять входной контроль, предполагающий выявление начального уровня готовности студента к выполнению самостоятельной работы; • намечать дальнейшие пути выполнения самостоятельной работы; • осуществлять итоговый контроль конечного результата выполнения самостоятельной работы	• осуществлять текущий и итоговый операционный самоконтроль за ходом выполнения самостоятельной работы; • самоанализ и исправление допущенных ошибок и внесение корректив в работу; • ведение поиска оптимальных способов выполнения самостоятельной работы; • осуществлять рефлексия к собственной деятельности
Оценка	• давать оценку самостоятельной работе на основе сличения результата с образцом; • давать методические рекомендации по выполнению самостоятельной работы выявлять затруднения и типичные ошибки; подчеркивать положительные и отрицательные стороны; • устанавливать уровень и определять уровень продвижения студента и тем самым сформировать у него мотивацию достижения успеха в учебной деятельности	дать оценку собственной работе, своим познавательным возможностям и способностям сопоставляя достигнутый результат с целью самостоятельной работы

Самостоятельная работа включает те разделы курса, которые не получили достаточного освещения на лекциях по причине ограниченности лекционного времени и большого объема изучаемого материала.

Методическое обеспечение самостоятельной работы состоит из:

- 1) Определения учебных вопросов, которые студенты должны изучить самостоятельно;
- 2) Подбора необходимой учебной литературы, обязательной для проработки и изучения;
- 3) Поиска дополнительной научной литературы, к которой студенты могут обращаться по желанию, если у них возникает интерес в данной теме;

4) Определения контрольных вопросов, позволяющих студентам самостоятельно проверить качество полученных знаний;

5) Организации консультаций преподавателя со студентами для разъяснения вопросов, вызвавших у обучающихся затруднения при самостоятельном освоении учебного материала.

1.2 Тематика выполнения СРС, указания по форме контроля

Тематика СРС соответствует рабочей программе дисциплины «Интеллектуальные устройства в энергетике» по направлению подготовки 11.03.04 «Электроника и нанoeлектроника», направленность (профиль) «Интеллектуальные программируемые системы и устройства». Темы разделов дисциплины и виды самостоятельной работы приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Темы разделов дисциплины и виды самостоятельной работы

№	Наименование разделов и тем дисциплины, их краткое содержание; вид самостоятельной работы	Форма контроля	Зачетные единицы (часы)
7 семестр			
	Подготовка к лекционным занятиям	Выборочный опрос	0,100 (2,700)
	Подготовка к практическим занятиям	Выборочный опрос	0,200 (5,400)
2	Непосредственные преобразователи частоты.		0,350 (9,45)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Преобразователи понижающего, повышающего и инвертирующего типов».	Устный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Схема с неполной глубиной модуляции».	Устный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Многофазные преобразователи».	Письменный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)

	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Комбинированные схемы непосредственных преобразователей».	Письменный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Активная коррекция коэффициента мощности».	Устный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Пример построения автономной системы электроснабжения».	Письменный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
3	Автономные инверторы.		0,175 (4,725)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Однофазный мостовой инвертор напряжения».	Устный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Однофазный мостовой инвертор тока».	Устный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Трехфазные инверторы напряжения».	Письменный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
4	Транзисторные ключи и переключатели.		0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Силовые транзисторные ключи и транзисторные переключатели. IGBT-транзисторы».	Письменный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
5	Использование звеньев повышенной частоты.		0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Преобразовательные ячейки со звеном повышенной частоты».	Письменный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
6	Однотактные и квазирезонансные преобразователи.		0,0583 (1,575)
	Самостоятельное дополнительное изучение темы «Квазирезонансные преобразователи».	Устный обзор, выборочный опрос	0,0583 (1,575)
	Итого за 7 семестр		1,000 (27,00)

2 ПЛАН-ГРАФИК ВЫПОЛНЕНИЯ СРС

Подготовка к лекциям и практическим занятиям осуществляется непосредственно перед каждым занятием. План-график выполнения самостоятельной работы приведен в таблице 4.

Таблица 4 - План-график выполнения самостоятельной работы

Код реализуемой компетенции	Вид деятельности студентов	Итоговый продукт самостоятельной работы	Средства и технологии оценки	Объем часов
7 семестр				
ПК-1 (ИД-1 _{ПК-3} ; ИД-2 _{ПК-3} ; ИД-3 _{ПК-3} ; ИД-4 _{ПК-3}) ПК-2 (ИД-1 _{ПК-2} ; ИД-2 _{ПК-2} ; ИД-3 _{ПК-2})	Подготовка к лекционным занятиям	конспект	собеседование	2,70
ПК-1 (ИД-1 _{ПК-3} ; ИД-2 _{ПК-3} ; ИД-3 _{ПК-3} ; ИД-4 _{ПК-3}) ПК-2 (ИД-1 _{ПК-2} ; ИД-2 _{ПК-2} ; ИД-3 _{ПК-2})	Подготовка к практическим занятиям	отчет	собеседование	5,40
ПК-1 (ИД-1 _{ПК-3} ; ИД-2 _{ПК-3} ; ИД-3 _{ПК-3} ; ИД-4 _{ПК-3}) ПК-2 (ИД-1 _{ПК-2} ; ИД-2 _{ПК-2} ; ИД-3 _{ПК-2})	Самостоятельное изучение источников и литературы по разделам №№2-6	конспект	собеседование	18,90
Итого за 7 семестр:				27,00

3 КОНТРОЛЬНЫЕ ТОЧКИ И ВИДЫ ОТЧЕТНОСТИ ПО НИМ

Контроль знаний студентов включает формы текущего и итогового контроля. Текущий контроль осуществляется в процессе изучения курса и включает в себя оценку работы студентов на практических занятиях, а также защиту контрольной работы. Рейтинговая оценка знаний студентов в рамках текущего контроля приведена в таблице 5.

Таблица 5 – Рейтинговая оценка знаний студентов.

№ п/п	Вид деятельности студентов	Сроки выполнения	Количество баллов
7 семестр			
1	Зачетное занятие по практическим работам № 1–3 Собеседование по результатам самостоятельного изучения литературы. Собеседования по самостоятельному дополнительному изучению отдельных тем дисциплины.	7	12
2	Зачетное занятие по практическим работам № 4–6 Собеседование по результатам самостоятельного изучения литературы. Собеседование по самостоятельному дополнительному изучению отдельных тем дисциплины.	13	18
3	Зачетное занятие по практическим работам № 7–9 Собеседование по результатам самостоятельного изучения литературы. Собеседование по самостоятельному дополнительному изучению отдельных тем дисциплины.	17	25
	Итого за 7 семестр:		55

4 МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ К СРС

Опрос по темам, изученным самостоятельно, может проходить в интерактивной форме в виде дискуссий или презентаций.

Выполнение заданий ведется в тетрадях для СРС или в электронном виде. Второй вид может быть использован для конспектирования.

Подготовка к практическим занятиям представляет собой внеаудиторную самостоятельную работу студентов и заключается в чтении:

- конспекта соответствующей лекции (если она читалась по данной теме);
- соответствующего раздела учебника и первоисточников (основная и дополнительная литература, интернет-ресурсы).

4.1 Работа с литературой

Важной составляющей самостоятельной внеаудиторной подготовки является работа с литературой ко всем видам занятий: семинарским, практическим, при подготовке к зачетам, экзаменам, тестированию, участию в научных конференциях.

Умение работать с литературой означает научиться осмысленно пользоваться источниками. Прежде чем приступить к освоению научной литературы, рекомендуется чтение учебников и учебных пособий.

Существует несколько методов работы с литературой.

Один из них – самый известный – метод повторения: прочитанный текст можно заучить наизусть. Простое повторение воздействует на память механически и поверхностно. Полученные таким путем сведения легко забываются.

Наиболее эффективный метод – метод кодирования: прочитанный текст нужно подвергнуть большей, чем простое заучивание, обработке. Чтобы основательно обработать информацию и закодировать ее для хранения, важно произвести целый ряд мыслительных операций: прокомментировать новые данные; оценить их значение; поставить вопросы; сопоставить полученные сведения с ранее известными.

Для улучшения обработки информации очень важно устанавливать осмысленные связи, структурировать новые сведения.

Изучение научной, учебной и иной литературы требует ведения рабочих записей.

Форма записей может быть весьма разнообразной: простой или развернутый план, тезисы, цитаты, конспект.

План – первооснова, каркас какой-либо письменной работы, определяющие последовательность изложения материала.

План является наиболее краткой и потому самой доступной и распространенной формой записей содержания исходного источника информации. По существу, это перечень основных вопросов, рассматриваемых в источнике. План может быть простым и развернутым. Их отличие состоит в степени детализации содержания и, соответственно, в объеме.

Преимущество плана состоит в следующем.

Во-первых, план позволяет наилучшим образом уяснить логику мысли автора, упрощает понимание главных моментов произведения.

Во-вторых, план позволяет быстро и глубоко проникнуть в сущность построения произведения и, следовательно, гораздо легче ориентироваться в его содержании.

В-третьих, план позволяет – при последующем возвращении к нему – быстрее обычного вспомнить прочитанное.

В-четвертых, с помощью плана гораздо удобнее отыскивать в источнике нужные места, факты, цитаты и т. д.

Выписки – небольшие фрагменты текста (неполные и полные предложения, отдельные абзацы, а также дословные и близкие к дословным записи об излагаемых в нем фактах), содержащие в себе квинтэссенцию содержания прочитанного.

Выписки представляют собой более сложную форму записей содержания исходного источника информации. По сути, выписки – не что иное, как цитаты, заимствованные из текста. Выписки позволяют в концентрированной форме и с максимальной точностью воспроизвести в произвольном (чаще последовательном) порядке наиболее важные мысли автора, статистические и даталогические сведения. В отдельных случаях — когда это оправданно с точки зрения продолжения работы над текстом – вполне допустимо заменять цитирование изложением, близким к дословному.

Тезисы – сжатое изложение содержания изученного материала в утвердительной (реже опровергающей) форме.

Отличие тезисов от обычных выписок состоит в следующем. *Во-первых*, тезисам присуща значительно более высокая степень концентрации материала. *Во-вторых*, в тезисах отмечается преобладание выводов над общими рассуждениями. *В-третьих*, чаще всего тезисы записываются близко к оригинальному тексту, т. е. без использования прямого цитирования.

Исходя из сказанного, нетрудно выявить основное преимущество тезисов: они незаменимы для подготовки глубокой и всесторонней аргументации письменной работы любой сложности, а также для подготовки выступлений на защите, докладов и пр.

Аннотация – краткое изложение основного содержания исходного источника информации, дающее о нем обобщенное представление. К написанию аннотаций прибегают в тех случаях, когда подлинная ценность и пригодность исходного источника информации исполнителю письменной работы окончательно неясна, но в то же время о нем необходимо оставить краткую запись с обобщающей характеристикой. Для указанной цели и используется аннотация.

Характерной особенностью аннотации наряду с краткостью и обобщенностью ее содержания является и то, что пишется аннотация всегда после того, как (хотя бы в предварительном порядке) завершено ознакомление с содержанием исходного источника информации. Кроме того, пишется аннотация почти исключительно своими словами и лишь в крайне редких случаях содержит в себе небольшие выдержки оригинального текста.

Резюме – краткая оценка изученного содержания исходного источника информации, полученная, прежде всего, на основе содержащихся в нем выводов. Резюме весьма сходно по своей сути с аннотацией. Однако, в отличие от последней, текст резюме концентрирует в себе данные не из основного содержания исходного источника информации, а из его заключительной части, прежде всего выводов. Но, как и в случае с аннотацией, резюме излагается своими словами – выдержки из оригинального текста в нем практически не встречаются.

Конспект – сложная запись содержания исходного текста, включающая в себя заимствования (цитаты) наиболее примечательных мест в сочетании с планом источника, а также сжатый анализ записанного материала и выводы по нему.

Для работы над конспектом следует:

- определить структуру конспектируемого материала, чему в значительной мере способствует письменное ведение плана по ходу изучения оригинального текста;
- в соответствии со структурой конспекта произвести отбор и последующую запись наиболее существенного содержания оригинального текста — в форме цитат или в изложении, близком к оригиналу;

- выполнить анализ записей и на его основе – дополнение записей собственными замечаниями, соображениями, "фактурой", заимствованной из других источников и т. п. (располагать все это следует на полях тетради для записей или на отдельных листах-вкладках);
- завершить формулирование и запись выводов по каждой из частей оригинального текста, а также общих выводов.

Систематизация изученных источников позволяет повысить эффективность их анализа и обобщения. Итогом этой работы должна стать логически выстроенная система сведений по существу исследуемого вопроса.

Необходимо из всего материала выделить существующие точки зрения на проблему, проанализировать их, сравнить, дать им оценку.

Обзор – краткое точное изложение сущности какого-либо вопроса, темы на основе одной или нескольких книг, монографий или других первоисточников. Обзор должен содержать основные фактические сведения и выводы по рассматриваемому вопросу.

Обзор выполняет следующие функции:

- информативная;
- поисковая;
- справочная;
- сигнальная;
- индикативная;
- коммуникативная.

Степень выполнения этих функций зависит от содержательных и формальных качеств обзора, а также от того, кто и для каких целей их использует. Язык обзора должен отличаться ясностью, точностью, краткостью и простотой. Содержание следует излагать объективно от имени автора.

При оценке обзора учитывается не только качество реферирования прочитанной литературы, но и аргументированное изложение собственных мыслей студента по рассматриваемому вопросу. Результат работы студента оценивается преподавателем по бальной системе. Также допускается оценивать работы, удовлетворяющие

или не удовлетворяющие предъявляемым требованиям, «зачтено» или «не зачтено» соответственно.

Письменный обзор должен содержать следующие структурные элементы: титульный лист, заполненный по единой форме; оглавление с указанием всех разделов обзора и номерами страниц; введение объемом не более 1,5-2 печатные страницы; основная часть, которая содержит одну или несколько глав, состоящих из 2-3 параграфов (пунктов, разделов); заключение, которое содержит главные выводы основной части, и в котором отмечается выполнение задач и достижение цели, сформулированных во введении; приложения, включающие график и таблицы (если таковые имеются); библиографическое описание использованных источников оформленных по ГОСТ 7.82–2001, ГОСТ 7.1-2003. В тексте обзора обязательны ссылки на первоисточники.

Печатный вариант работы выполняется на белой бумаге формата А4 (210x297 мм). Текст работы излагается на одной стороне листа. Все линии, цифры, буквы и знаки работы должны быть черного цвета.

Текст обзора, рисунки, формулы, таблицы, а также номера страниц не должны выходить за пределы двухсантиметровой рамки листа А4. Номера страниц должны быть проставлены внизу по центру. При использовании текстового редактора Word, для выполнения этих условий необходимы следующие настройки:

- размер бумаги А4;
- поля слева, сверху, справа по 2 см, нижнее поле 2,5 см, расстояние от нижнего края страницы до нижнего колонтитула 2 см;
- номер страницы – внизу по центру.

Основной текст обзора быть должен быть набран шрифтом Times New Roman, размер 14 пт, начертание обычное, через полуторный интервал, выравнивание по ширине страницы. Для оформления таблиц и подписей к рисункам допускается Times New Roman, размер 12 пт.

Название каждой главы начинается с новой страницы, объем главы не может быть меньше 5 страниц. Заголовки и подзаголовки должны быть выделены и отличаться от основного текста (шрифтом, жирностью, курсивом и пр.). Подзаголовки

следует отделять от основного текста сверху двумя строками, снизу – одной. В тексте должны отсутствовать сокращения, кроме общепринятых ГОСТ 7.88–2003, общепринятые или необходимые сокращения при первоначальном употреблении должны быть расшифрованы. Каждый рисунок, график или таблица в письменном обзоре должны быть пронумерованы и иметь заголовки или подпись. При наличии в обзоре ссылок на использованные научные или нормативные источники, ссылки должны быть оформлены в соответствии с ГОСТ 7.32-2001.

Письменный обзор должен быть переплетен в обложку или помещен в папку–скоросшиватель (картонную или пластиковую).

Письменный обзор должен быть предоставлен в установленный преподавателем срок. В случае несвоевременного представления работы, Письменный обзор не проверяется преподавателем и не зачитывается как выполненный.

В процессе работы над обзором можно выделить 4 этапа:

- вводный – выбор темы, работа над планом и введением;
- основной – работа над содержанием и заключением обзора;
- заключительный – оформление обзора;
- защита обзора (на практическом занятии, экзамене, студенческой конференции и т.д.)

Работа над обзором начинается с выбора темы исследования. Заинтересованность автора в проблеме определяет качество проводимого исследования и соответственно успешность его защиты. Выбирая круг вопросов своей работы, не стоит спешить воспользоваться списком тем, предложенным преподавателем. Надо попытаться сформулировать проблему своего исследования самостоятельно. При определении темы обзора нужно учитывать и его информационную обеспеченность. С этой целью, во-первых, можно обратиться к библиотечным каталогам, а во-вторых, проконсультироваться с преподавателем и библиотекарем.

Выбрав тему обзора и изучив литературу, необходимо сформулировать цель работы и составить план обзора. Возможно, формулировка цели в ходе работы будет меняться, но изначально следует ее обозначить, чтобы ориентироваться на нее в ходе

исследования. Определяясь с целью дальнейшей работы, параллельно надо думать над составлением плана: необходимо четко соотносить цель и план работы.

План – это точный и краткий перечень положений в том порядке, как они будут расположены в обзоре, этапы раскрытия темы. Существует два основных типа плана: простой и сложный (развернутый). В простом плане содержание обзора делится на параграфы, а в сложном на главы и параграфы. При работе над планом обзора необходимо помнить, что формулировка пунктов плана не должна повторять формулировку темы.

При работе над введением необходимо опираться на навыки, приобретенные при написании изложений и сочинений. В объеме обзора введение, как правило, составляет 1-2 машинописные страницы. Введение обычно содержит вступление, обоснование актуальности выбранной темы, формулировку цели и задач обзора, краткий обзор литературы и источников по проблеме, историю вопроса и вывод. Содержание обзора должно соответствовать теме, полно ее раскрывать. Все рассуждения нужно аргументировать. Обзор показывает объективное отношение автора к излагаемому материалу. Следует стремиться к тому, чтобы изложение было ясным, простым и точным.

Заключение – самостоятельная часть обзора. Оно не должно быть переложением содержания работы. Заключение должно содержать основные выводы в сжатой форме, а также оценку полноты и глубины решения тех вопросов, которые вставали в процессе изучения темы. Объем заключения не должен превышать 2 печатных страниц.

Типичными ошибками, допускаемыми студентами при подготовке обзора, являются:

- недостаточное обоснование актуальности, практической и теоретической значимости полученных результатов, поверхностный анализ используемого материала;
- неглубокие критические оценки и рекомендации по решению исследуемой проблемы;
- поверхностные выводы и предложения;

- нарушение требований к оформлению письменного обзора;
- использование информации без ссылок на источник.

4.2 Критерии оценки для проверки уровня обученности в рамках текущего контроля

Оценка «отлично» выставляется студенту, если студент показал глубокое, прочное и аргументированное освоение программного учебного материала, при этом поставленный вопрос раскрыт последовательно, четко и логически стройно, в полном исчерпывающем объеме, основные категории, понятия и термины учебного курса формулировались правильно, не допущено при ответе ошибок

Оценка «хорошо» выставляется студенту, если студент показал твердое знание программного учебного материала, при этом поставленный вопрос раскрыт грамотно и по существу, в достаточно полном объеме, основные категории, понятия и термины учебного курса формулировались правильно, допущены при ответе отдельные неточности или одна ошибка

Оценка «удовлетворительно» выставляется студенту, если студент показал знание только основной части учебного материала без его частных деталей, при этом поставленный вопрос раскрыт с нарушением логической последовательности, не в полном объеме; были допущены неточные формулировки основных категорий, понятий и терминов учебного курса, а также ошибки (не более двух) или ряд незначительных неточностей, не исказивших существенно суть ответа.

Оценка «неудовлетворительно» выставляется студенту, который не знает значительной части программного материала, допускает существенные ошибки (более двух), существенно исказившие его суть. Оценка неудовлетворительно выставляется также, если отсутствует ответ на вопрос, либо студент отказался его сдавать.

По результатам опроса в рамках текущего контроля выставляется рейтинговый балл по каждому рейтинговому мероприятию. Рейтинговый балл, выставляемый студенту за текущее контрольное мероприятие, сданное студентом в установленные графиком контрольных мероприятий сроки, определяется следующим образом (Таблица 6):

Таблица 6 - Расчет рейтинговых баллов по результатам текущего контроля

Уровень выполнения контрольного задания	Рейтинговый балл (в % от максимального балла за контрольное задание)
Отличный	100
Хороший	80
Удовлетворительный	60
Неудовлетворительный	0

Конкретное значение рейтингового балла определяется распределением рейтинговых баллов по контрольным мероприятиям.

5 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

5.1 Основная литература

1. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / Мелешин В.И., Овчинников Д.А.— М.: Техносфера, 2011.— 576 с.— [Электронный ресурс]
2. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. Профессиональные решения / Семенов Б.Ю.— М.: ДМК Пресс, 2011.— 416 с [Электронный ресурс]
3. Джеймс Рег Промышленная электроника / Джеймс Рег— М.: ДМК Пресс, 2011.— 1136 с [Электронный ресурс]

5.2. Дополнительная литература:

1. Лачин, В. И. Электроника : учеб. пособие / В. И. Лачин, Н. С. Савелов. - 4-е изд., перераб. и доп. - Ростов н/Д : Феникс, 2010. - 572 с. : ил. - (Высшее образование). - Библиогр. с. 565. - ISBN 5-222-02718-X
2. Редди, С. Р. Основы силовой электроники / С. Рама Редди ; пер. с англ. В. В. Маслова ; под ред. Д. П. Приходько. - М. : Техносфера, 2009. - 288 с. : ил. - Библиогр.: с. 287. - ISBN 5-94836-055-5. - ISBN 1-84265-056-4(англ.)
3. Горбачёв, Г. Н. Промышленная электроника : учебник для вузов / Г. Н. Горбачёв, Е. Е. Чаплыгин ; под ред. В. А. Лабунцова. - М. : Энергоиздат, 1988. - 320 с. : ил. - Гриф: Доп. МО. - Библиогр.: с. 314-315. - Предм. указ.: с. 315-318. - ISBN 5-283-00517-8
4. Гусев, В. Г. Электроника : учеб. пособие для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. - Изд. 2-е, перераб. и доп. - М. : Высшая школа, 1991. - 622 с. : ил. - Гриф: Доп. МО. - Прил.: с. 610-614. - Библиогр.: с. 615-616. - Предм. указ.: с. 617-619. - ISBN 5-06-00
5. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника : учебник для вузов / Ю. С. Забродин. - М. : Высш. шк., 1982. - 496 с. : ил. - Библиогр.: с. 486-488. - Предм. указ.: с. 480-494

МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ДЛЯ СТУДЕНТОВ
ПО ОРГАНИЗАЦИИ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ
ПО ДИСЦИПЛИНЕ
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ЭНЕРГЕТИКЕ

по направлению подготовки

11.03.04 Электроника и нанoeлектроника

Направленность (профиль)

Интеллектуальные программируемые системы и устройства

Составитель: Дюдюн Дмитрий Евгеньевич

Редактор: _____

Подписано в печать _____
Формат _____ Усл. п. л. – _____ Уч.-изд. л. – _____.
Бумага _____. Печать _____. Заказ Тираж _____ экз.
ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет»
г. Ставрополь, ул. Пушкина, 1

Издательство Северо-Кавказского федерального университета
Отпечатано в типографии СКФУ