

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время под электрическими аппаратами (ЭА) понимают электротехнические устройства для управления потоками энергии и информации. При этом речь может идти о потоках энергии различного вида: электрической, механической, тепловой и др.

Наибольшее распространение получили ЭА для управления потоками электрической энергии, для изменения режимов работы, для регулирования параметров, для контроля и защиты электротехнических систем и их составных частей. Как правило, функционирование таких ЭА осуществляется посредством коммутации (включения и отключения) электрических цепей с различной частотой.

Силовые полупроводниковые приборы все шире применяются в различных областях электротехники и силовой электроники. При этом современные приборы способны коммутировать электрические цепи на повышенных частотах, что вызывает необходимость учитывать не только статические, но и динамические потери, а это, в свою очередь, влияет на расчет системы охлаждения.

В пособии представлены задачи расчета электронных регуляторов постоянного и переменного тока, потерь в силовых ключах в статическом и динамическом режимах, тепловых режимов электронных ключей, а так же пассивных элементов.

Пособие может быть полезно студентам специальности «Электрические и электронные аппараты», а так же других специальностей направления «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» и направления «Электромеханика и микроэлектроника».

1. СТАТИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧАХ

Задача 1.1

Исходные данные: резистор с сопротивлением R_H подключен к источнику переменного синусоидального напряжения через диод VD (рис. 1.1а), имеющий ВАХ, изображенную на рисунке 1.1б.

$$U(v) = U_m \cdot \sin v;$$

$$U_m = 12 \text{ В};$$

$$v = \omega t, \text{ где } \omega = 314 \text{ рад};$$

$$R_H = 0,2 \text{ Ом};$$

$$\Delta U_{VD} = 2 \text{ В}.$$

Определить:

- среднее и действующее значение тока в резисторе;
- среднюю мощность статических потерь в диоде VD .

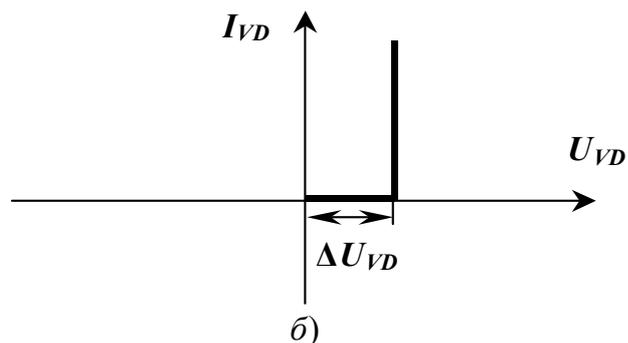
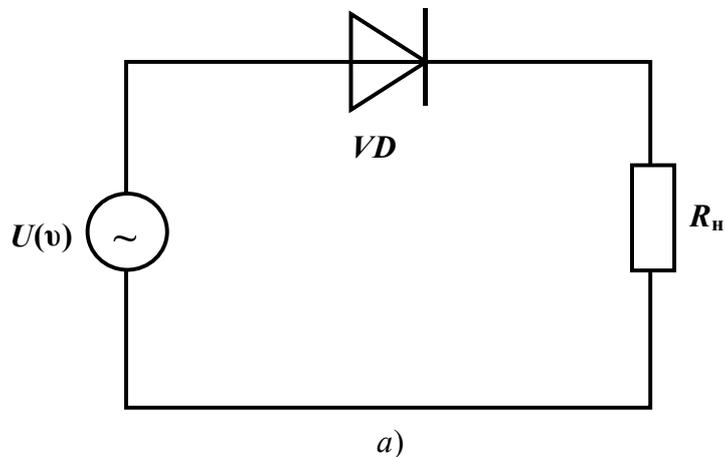


Рис. 1.1

Решение:

В соответствии с ВАХ, диод VD может быть заменен эквивалентной схемой замещения (рис. 1.1в):

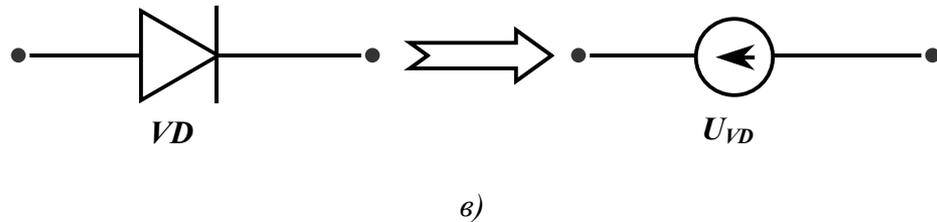


Рис. 1.1 (продолжение).

Ввиду того, что собственное сопротивление диода в открытом состоянии принято равным 0, эквивалентная схема состоит из источника напряжения между катодом и анодом. Заметим, что $U_{VD} = U(v)$, если $U(v) < \Delta U_{VD} = 2$ В и $U_{VD} = \Delta U_{VD} = 2$ В, если $U(v) > \Delta U_{VD}$.

Наличие порогового напряжения ΔU_{VD} обеспечивает протекание тока в нагрузке между углами v_1 и v_2 , так как только в этом случае напряжение на нагрузке:

$$U_H(v) = U(v) - \Delta U_{VD} > 0. \quad (1.1)$$

Для этого случая ток в нагрузке будет равен:

$$i_H(v) = (U_H(v) - \Delta U_{VD}) / R_H. \quad (1.2)$$

В свою очередь, v_1 и v_2 определяются, соответственно, как:

$$U_m \cdot \sin v_1 = \Delta U_{VD};$$

$$v_1 = \arcsin(\Delta U_{VD} / U_m);$$

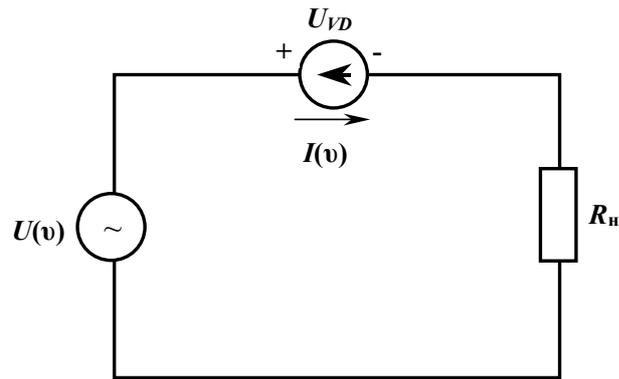
$$v_2 = \pi - v_1;$$

$$\Delta U_{VD} / U_m = 2/12 \approx 0,166;$$

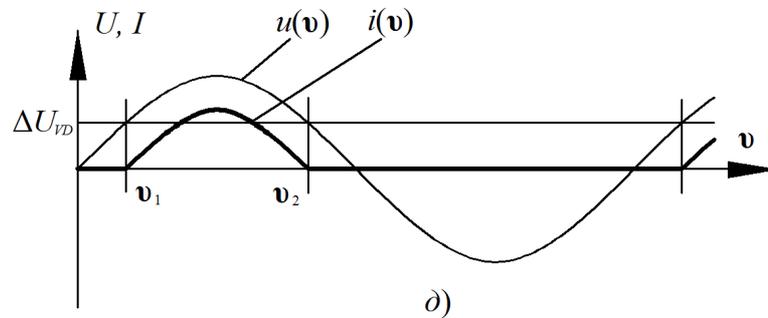
$$v_1 = \arcsin(0,166) = 9,6^\circ = 0,17 \text{ рад};$$

$$v_2 = \pi - v_1 = 180^\circ - 9,6^\circ = 170,4^\circ = 2,97 \text{ рад}.$$

Эквивалентная схема цепи и диаграммы токов и напряжений на входе и на нагрузке представлены на рисунках рис. 1.1г и рис. 1.1д соответственно.



з)



д)

Рис. 1.1 (продолжение).

С учетом v_1 и v_2 , имеем следующий интеграл для среднего значения тока в нагрузке:

$$I_{\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{v_1}^{v_2} i_{\text{H}}(v) dv.$$

С учетом (2) имеем:

$$\begin{aligned} I_{\text{cp}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{v_1}^{v_2} \frac{u(v) - \Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}} dv = \frac{1}{2\pi} \int_{v_1}^{v_2} \frac{U_m \cdot \sin v - \Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}} dv = \\ &= \dots = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{12}{0,2} \cdot (\cos v_1 - \cos v_2) - \frac{2}{0,2} \cdot (v_2 - v_1) \right]. \end{aligned}$$

Подставляя исходные данные, получаем:

$$I_{\text{cp}} = \frac{1}{6,28} \cdot [60 \cdot 1,97 - 10 \cdot 2,81] = 14,35 \text{ A}.$$

Вычисляем действующее значение тока нагрузки:

$$I_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\nu_1}^{\nu_2} i_{\text{H}}^2(\nu) d\nu}.$$

С учетом (2) имеем:

$$\begin{aligned} I_{\text{д}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\nu_1}^{\nu_2} \left(\frac{u(\nu) - \Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}} \right)^2 d\nu} = \dots = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\nu_1}^{\nu_2} \left(\frac{U_m \cdot \sin \nu}{R_{\text{H}}} \right)^2 d\nu - \frac{1}{2\pi} \int_{\nu_1}^{\nu_2} 2 \frac{U_m \cdot \sin \nu \cdot \Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}^2} d\nu + \frac{1}{2\pi} \int_{\nu_1}^{\nu_2} \left(\frac{\Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}} \right)^2 d\nu} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int \text{I} + \int \text{II} + \int \text{III} \right)}. \end{aligned}$$

Интегралы вычисляем отдельно:

$$\begin{aligned} \int \text{I} &= \int_{\nu_1}^{\nu_2} \left(\frac{U_m \cdot \sin \nu}{R_{\text{H}}} \right)^2 d\nu = \dots = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U_m}{R_{\text{H}}} \right)^2 \cdot (\nu_2 - \nu_1) - \\ &\quad - \frac{1}{4} \left(\frac{U_m}{R_{\text{H}}} \right)^2 \cdot (\sin 2\nu_2 - \sin 2\nu_1). \end{aligned}$$

Подставляя исходные данные, получаем:

$$\int \text{I} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{12}{0,2} \right)^2 \cdot (2,97 - 0,17) + \frac{1}{4} \left(\frac{12}{0,2} \right)^2 \cdot (0,33 + 0,33) = 5634 \text{ A}^2 \cdot \text{рад}.$$

$$\int \text{II} = \int_{\nu_1}^{\nu_2} 2 \frac{U_m \cdot \sin \nu \cdot \Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}^2} d\nu = 2 \frac{U_m \cdot \Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}^2} \cdot (\cos \nu_1 - \cos \nu_2).$$

После подстановки:

$$\int \text{II} = 2 \cdot \frac{12 \cdot 2}{0,2^2} \cdot 1,97 = 2364 \text{ A}^2 \cdot \text{рад}.$$

$$\int \text{III} = \int_{\nu_1}^{\nu_2} \left(\frac{\Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}} \right)^2 d\nu = \left(\frac{\Delta U_{VD}}{R_{\text{H}}} \right)^2 \cdot (\nu_2 - \nu_1).$$

Подставляем значения:

$$\int I = 100 \cdot 2,8 = 280 \text{ A}^2 \cdot \text{рад}.$$

Подставляем полученные интегралы в исходную формулу для I_d :

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (5634 - 2364 + 280)} = \sqrt{565,3} = 23,8 \text{ A}.$$

Зная среднее значение тока в нагрузке и исходя из того, что $\Delta U_{VD} = \text{const}$, можем сразу записать выражение для средней мощности, выделяемой в диоде VD :

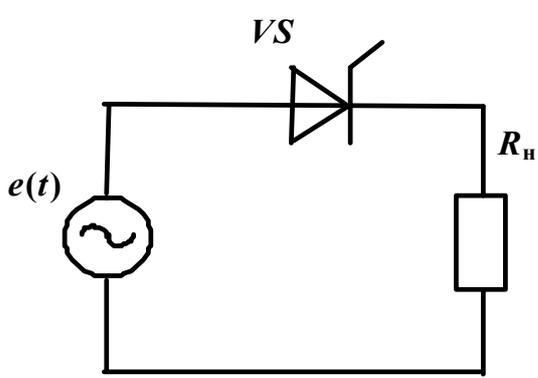
$$P_{\text{cp}} = I_{\text{cp}} \cdot \Delta U_{VD} = 14,37 \cdot 2 = 28,7 \text{ Вт}.$$

Ответ: - среднее значение тока в резисторе $I_{\text{cp}} = 14,37 \text{ A}$;
 - действующее значение тока в резисторе $I_d = 23,8 \text{ A}$;
 - средняя мощность статических потерь в диоде VD

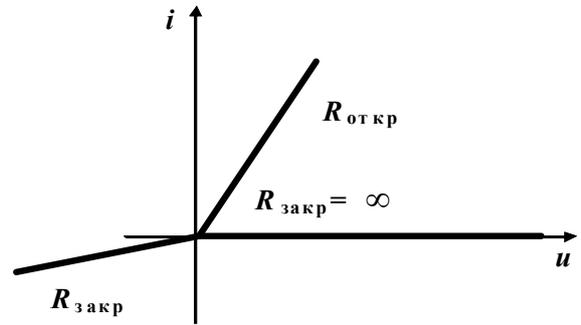
$$P_{\text{cp}} = 28,7 \text{ Вт}.$$

Задача 1.2

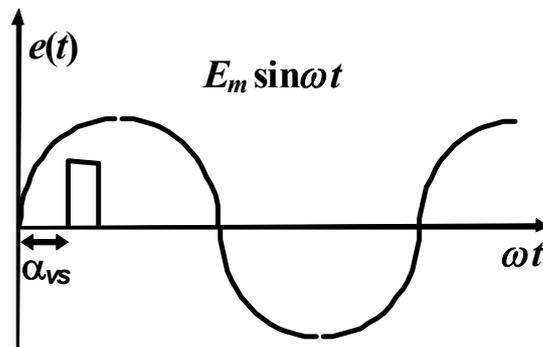
Определить мощность статических потерь в тиристоре (рис.1.2а)



а)



б)



в)

Рис. 1.2

Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
$E_m, В$	1000	1500	500	1000	500	$P_{ст}$
$R_n, Ом$	1	5	1	0,5	0,5	
$R_{откр}, Ом$	0,2	0,3	0,2	0,1	0,2	
$R_{закр}, кОм$	10	20	10	15	10	
$\alpha, ^\circ$	30	45	60	90	45	
$f, Гц$	50	100	400	100	200	

Задача 1.3

Определить среднее значение тока нагрузки и мощность статических потерь в транзисторе (рис. 1.3а).

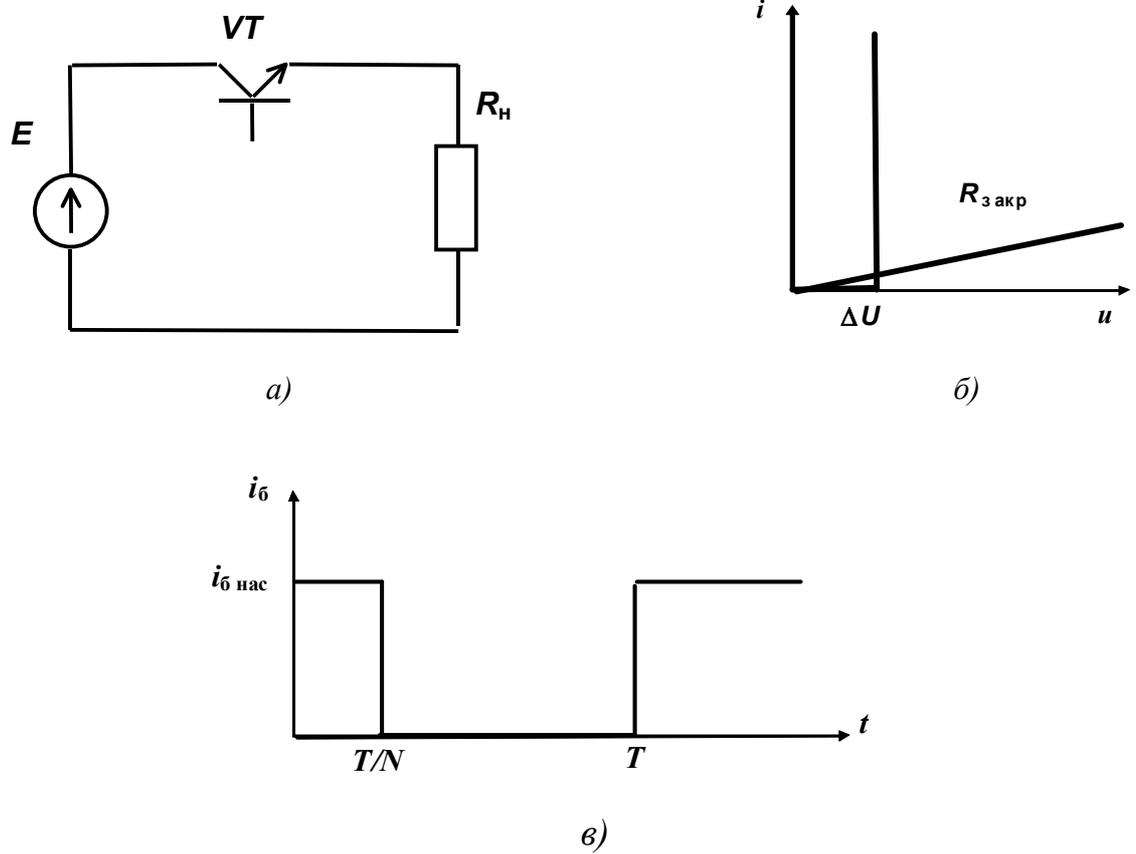


Рис. 1.3

Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
$E, \text{ В}$	100	50	200	50	100	I_{CP} P_{VT}
$R_H, \text{ Ом}$	2	1	5	1	5	
$\Delta U, \text{ В}$	2	1	2	2	1	
$R_{обр}, \text{ кОм}$	10	20	30	10	20	
N	2	4	5	2	4	

Задача 1.4

Дана схема регулятора на встречно-параллельных тиристорах (рис.1.4а).

Определить:

- действующее значение тока нагрузки;
- средние значения токов в каждом из тиристор;
- мощность статических потерь в каждом из тиристор.

Потерями в закрытом состоянии можно пренебречь.

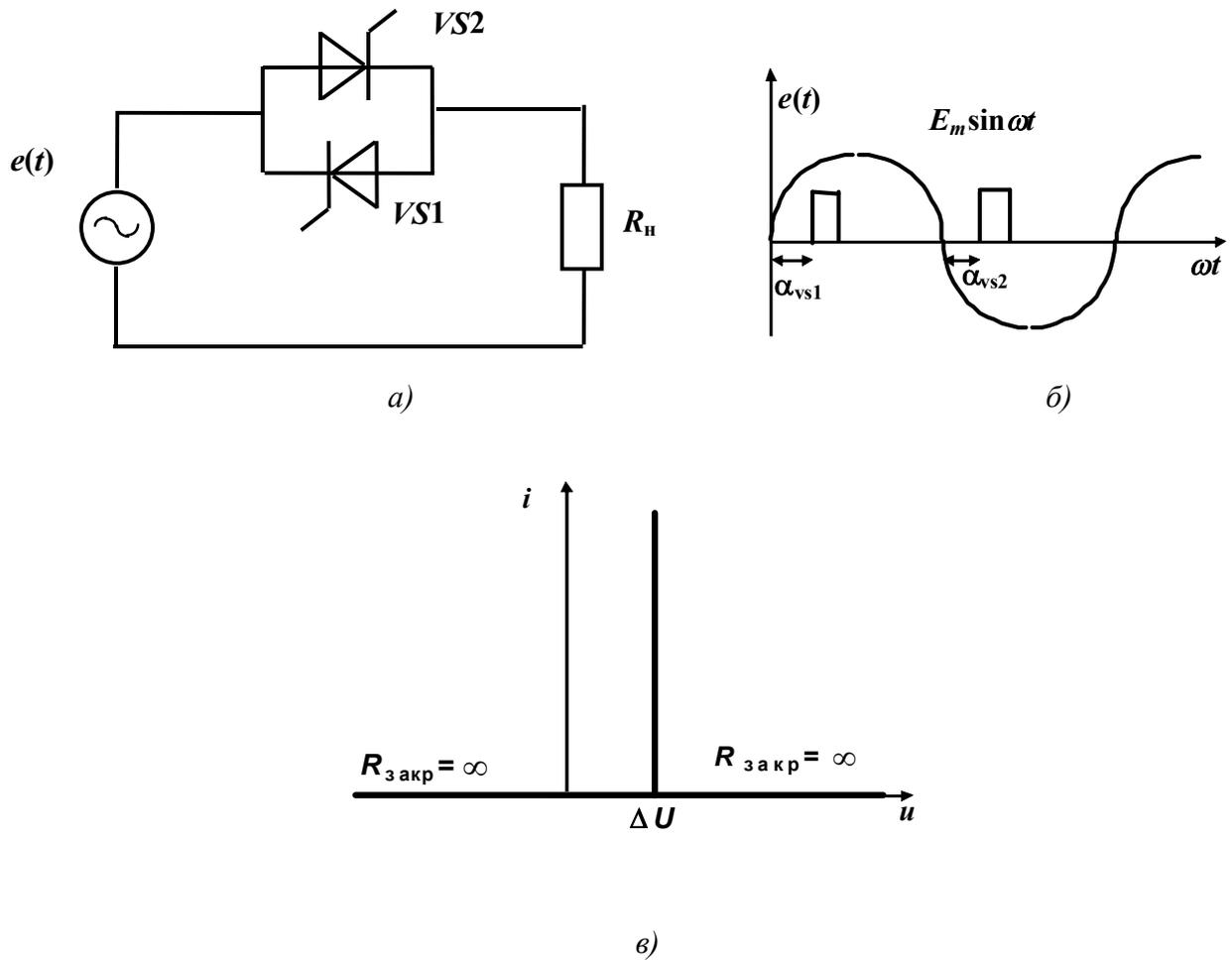


Рис. 1.4

Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
$E_m, \text{В}$	1000	1500	2000	3000	500	$I_{\text{ср}}$ $I_{\text{д}} \text{ VS2, VS1}$ $P_{\text{ст}} \text{ VS2, VS1}$
$R_{\text{н}}, \text{Ом}$	10	10	5	5	1	
$\Delta U, \text{В}$	2	2	1	2	1	
$\alpha_{\text{VS1}}, ^\circ$	30	45	30	60	90	
$\alpha_{\text{VS2}}, ^\circ$	45	90	60	90	45	

Задача 1.5

Определить мощность статических потерь в транзисторе (рис. 1.5а).

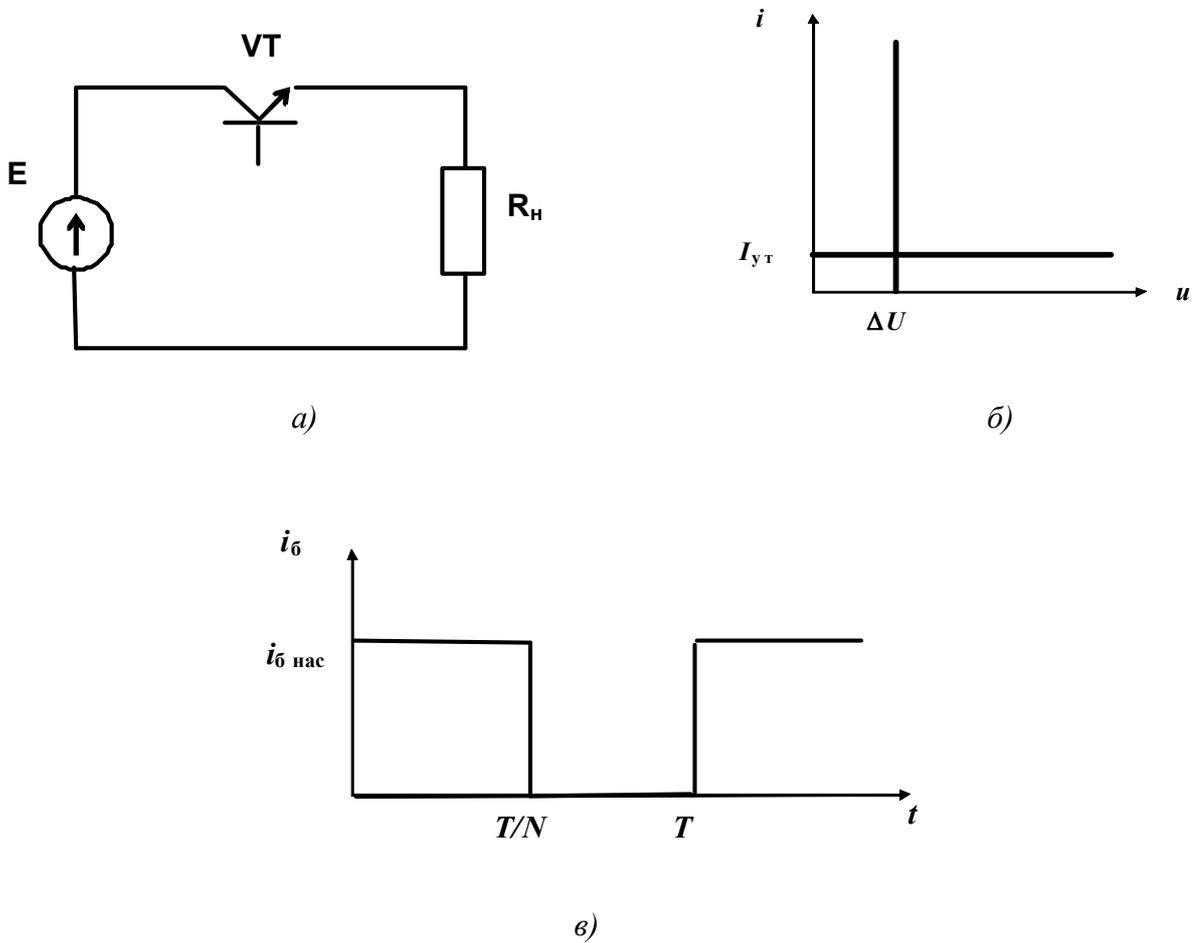


Рис. 1.5

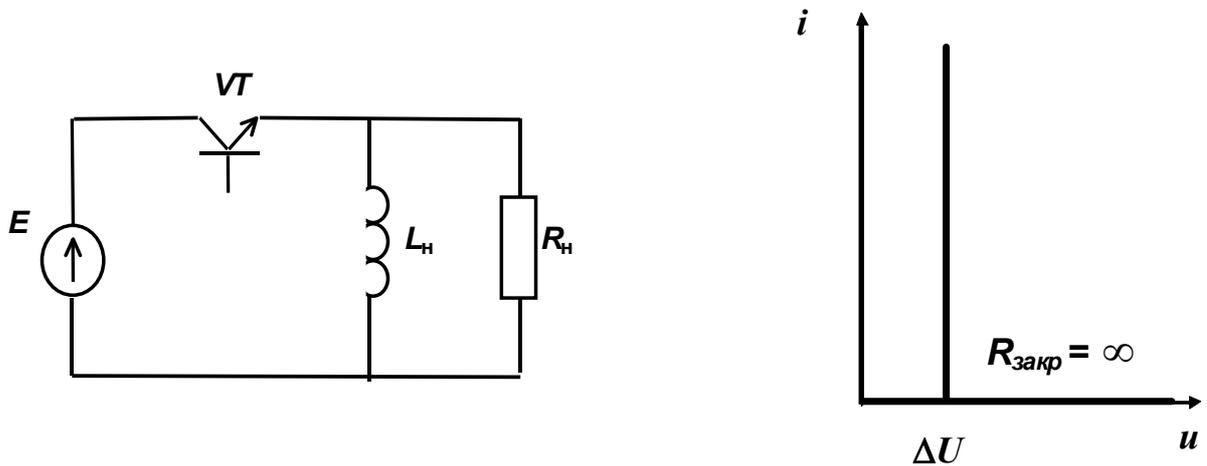
Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
Е, В	50	100	50	100	200	$P_{ст}$
$R_{н}$, Ом	1	2	5	2	4	
ΔU , В	2	1	1	2	1	
$I_{ут}$, мА	100	50	50	100	200	
N	4	5	2	4	3	

Задача 1.6

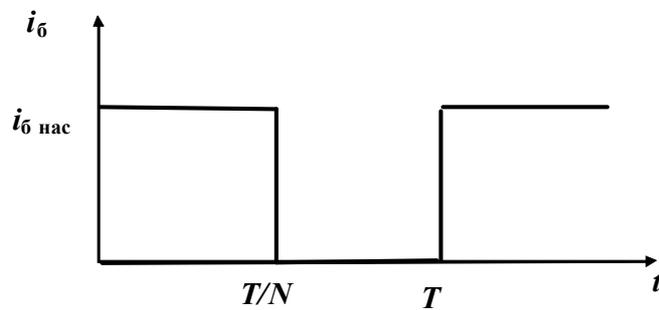
Определить мощность статических потерь в транзисторе (рис.1.6а).

Считать, что за то время, что транзистор находится в закрытом состоянии, ток в индуктивности спадает до 0.



а)

б)



в)

Рис. 1.6

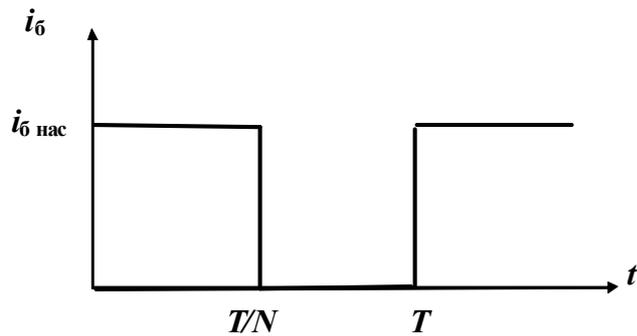
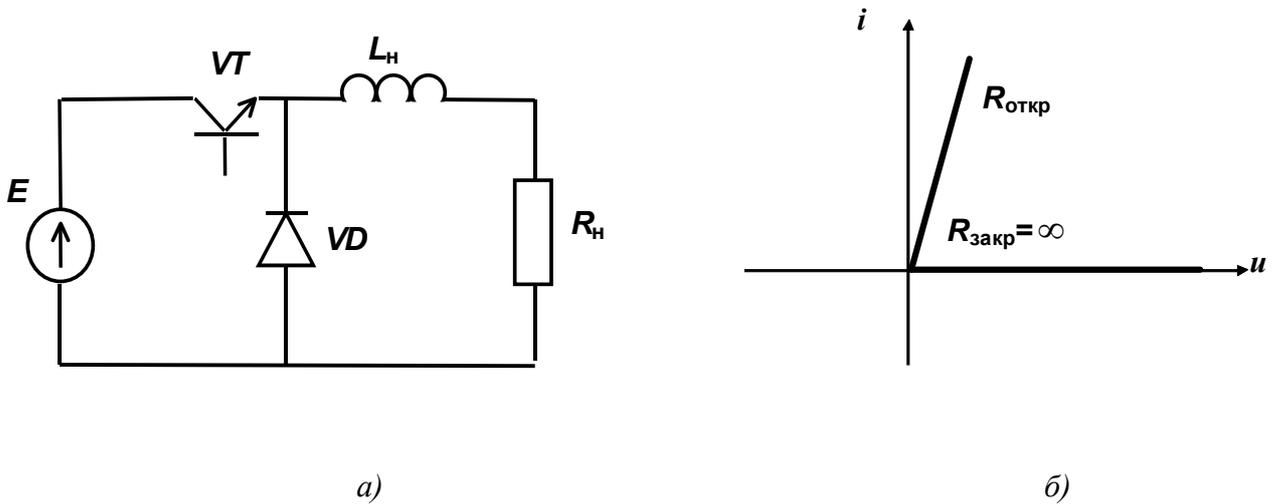
Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
E , В	50	100	200	100	50	$P_{\text{ст}}$
$R_{\text{н}}$, Ом	2	4	5	1	2	
L , мГн	10	50	20	40	5	
ΔU , В	1	1	1	2	2	
N	2	2	4	2	4	
f , кГц	0,10	0,15	5	3	2	

Задача 1.7

Определить мощность статических потерь в транзисторе (рис. 1.7а).

Считать, что за то время, что транзистор находится в закрытом состоянии, ток в индуктивности спадает до 0. Диод VD считать идеальным.



в)

Рис. 1.7

Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
E , В	100	200	150	50	100	$P_{ст}$
R_H , Ом	2	1	5	4	4	
L , мГн	10	20	30	50	40	
$R_{откр}$, Ом	0,1	0,2	0,3	0,4	0,2	
N	2	4	3	2	4	
f , кГц	0,1	0,2	2	1	1,5	

Задача 1.8

Определить мощность статических потерь в диоде, среднее и действующее значение токов (рис. 1.8а).

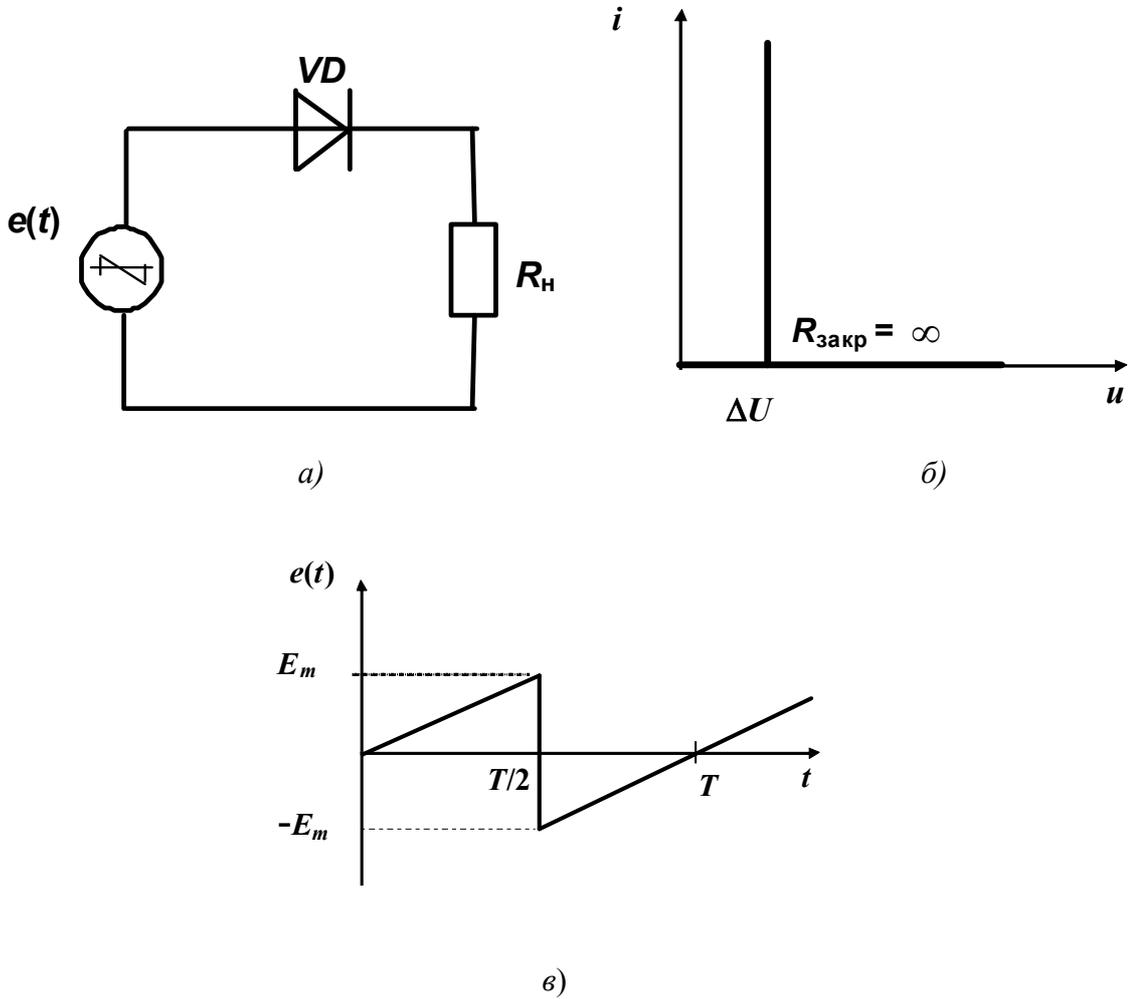


Рис. 1.8

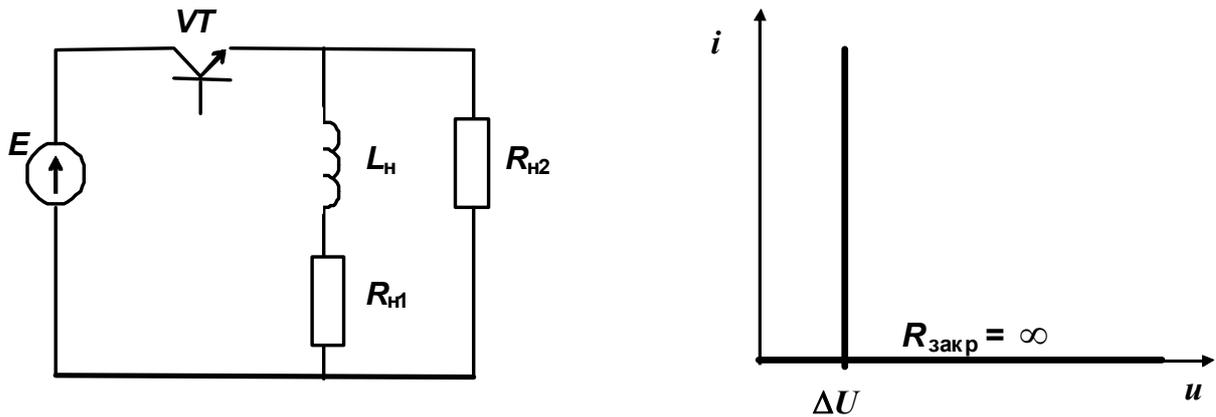
Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	3	4	5	
$E_m, \text{В}$	10	12	20	24	48	$I_{\text{ср}}$ $I_{\text{д}}$ $P_{\text{ст}}$
$R_H, \text{Ом}$	2	4	1	5	6	
$\Delta U, \text{В}$	2	2	2	1	1	
$f, \text{Гц}$	50	100	200	50	100	

Задача 1.9

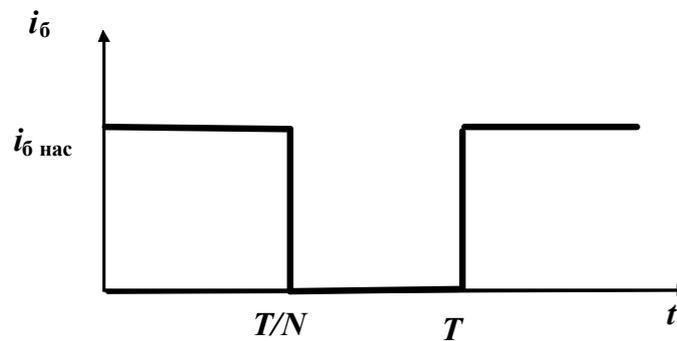
Определить мощность статических потерь в транзисторе (рис. 1.9а), а также среднее и действующее значение тока в ключе за период коммутации.

Считать, что за то время, что транзистор находится в закрытом состоянии, ток в индуктивности спадает до 0.



а)

б)



в)

Рис. 1.9

Исходные данные

Параметр	Вариант					Найти
	1	2	4	4	5	
$E, В$	150	100	50	100	200	$I_{ср}$ $I_{д}$ $P_{ст}$
$R_{н1}, Ом$	4	2	1	2	5	
$R_{н2}, Ом$	1	2	4	2	4	
$L, мГн$	20	30	10	5	40	
$\Delta U, В$	2	2	1	1	1	
N	1,5	2	3	4	2	
$f, кГц$	0,1	2	3	5	1	

2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧАХ

Задача 2.1

Определить динамические потери в транзисторе VT при его включении и выключении (рис. 2.1).

Схема содержит источник постоянного напряжения E , транзистор VT , активно-индуктивную нагрузку R_H , L_H и цепь формирования траектории переключения (ЦФТП), состоящую из быстродействующего диода VD , конденсатора C , и резистора R . ЭДС источника $E = 100$ В. Время включения и выключения транзистора $t_{\text{вкл}} = t_{\text{выкл}} = 10$ мкс, статические характеристики транзистора и диода идеальны, транзистор включается и выключается с частотой $f = 100$ Гц и скважностью работы $q = 2$. Активное сопротивление нагрузки $R_H = 10$ Ом, а индуктивность $L_H = 1$ мГн. Диод VD идеален по быстродействию (время включения и выключения диода равны нулю), емкость конденсатора $C = 10$ мкФ, сопротивление резистора $R = 0,1$ Ом.

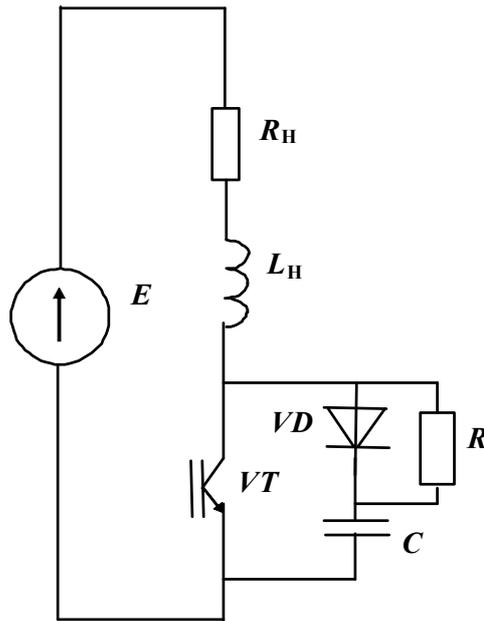


Рис. 2.1

Решение

Для определения динамических потерь необходимо определить энергию, выделяющуюся в ключе при его включении и выключении. Рассмотрим отдельно каждый из этих процессов.

Включение транзистора

При рассмотрении процессов необходимо определить начальные условия. Когда транзистор был выключен, токи транзистора и нагрузки равны нулю, к закрытому транзистору приложено напряжение источника E , конденсатор C заряжен до того же напряжения, к диоду VD не приложено напряжение, следовательно, он закрыт. При включении транзистора напряжение на нем падает от значения, приложенного в момент включения, до нуля за время $t = t_{\text{вкл}}$. Поэтому на интервале включения транзистор можно заменить источником линейно спадающего напряжения $U_{VT} = E(1-t/t_{\text{вкл}})$ имеющего характеристику, показанную на рис. 2.2. При этом начинается разряд конденсатора C через включающийся транзистор и нарастание тока через нагрузку, эти процессы независимы и можно рассматривать каждый из них отдельно. Нагрузка оказывается подключенной к источнику линейно нарастающего напряжения, причем $E - U_{VT} = Et/t_{\text{вкл}}$. На рис. 2.3 представлена эквивалентная схема замещения. Процессы в схеме описываются уравнением Кирхгофа:

$$E - U_{VT} = L_H di_H / dt + i_H R_H. \quad (2.1)$$

Решив это уравнение с учетом начального условия $i_H(0) = 0$, получим:

$$i_H = \frac{E}{t_{\text{вкл}} R_H} e^{-t/\tau_1} \left[te^{t/\tau_1} - \frac{L_H}{R_H} e^{t/\tau_1} + \frac{L_H}{R_H} \right], \quad (2.2)$$

где $\tau_1 = L_H / R_H$.

Упростив приведенное выражение, получим:

$$i_H = \frac{Et}{t_{\text{вкл}} R_H} + \frac{EL_H}{t_{\text{вкл}} R_H^2} [e^{-t/\tau_1} - 1]. \quad (2.3)$$

Как видно из (2.3), выражение для тока нагрузки содержит две составляющие – линейную и экспоненциальную.

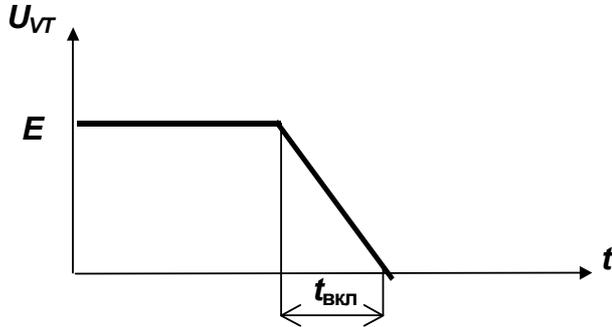


Рис. 2.2

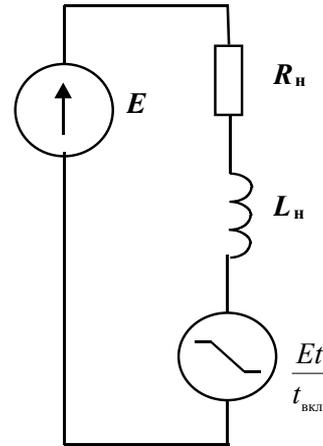


Рис. 2.3

Теперь рассмотрим процесс разряда конденсатора через резистор R (рис. 2.4). Запишем для полученной схемы уравнение Кирхгофа

$$U_c + CR \cdot dU_c / dt = U_{vt} , \quad (2.4)$$

решив которое с учетом начального условия $U_c(0) = E$, будем иметь:

$$U_c = E - \frac{Et}{t_{вкл}} + \frac{ERC}{t_{вкл}} - \frac{ERC}{t_{вкл}} e^{-t/\tau_2} . \quad (2.5)$$

Полученное выражение можно записать в виде:

$$U_c = E \left[1 - \frac{t}{t_{вкл}} \right] + \frac{ERC}{t_{вкл}} \left[e^{-t/\tau_2} - 1 \right] , \quad (2.6)$$

где $\tau_2 = RC$.

Ток разряда конденсатора можно определить на основании дифференциальной связи между током и напряжением на конденсаторе:

$$i_c = -CdU_c / dt . \quad (2.7)$$

Тогда с учетом (2.6) получим:

$$i_c = \frac{EC}{t_{вкл}} \left[1 - e^{-t/\tau_2} \right] \quad (2.8)$$

Ток транзистора на интервале включения равен сумме двух токов: тока нагрузки и тока разряда конденсатора. По окончании включения напряжение на транзисторе станет равным нулю, и законы для токов и напряжений в схеме изменятся, причем начальные условия для этих законов могут быть получены из выражений (2.3) и (2.6) путем подстановки $t = t_{вкл}$.

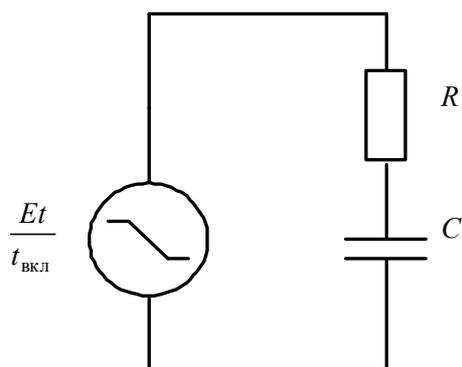


Рис. 2.4

Выключение транзистора

Рассмотрим процесс выключения. Так как при указанных параметрах схемы постоянные времени процессов разряда конденсатора C и роста тока нагрузки много меньше половины периода работы транзистора, можно считать, что переходные процессы полностью завершатся к следующему выключению транзистора, то есть к моменту выключения транзистора конденсатор C полностью разрядится, а ток нагрузки достигнет установившегося значения. Теперь на интервале выключения транзистор следует заменить источником линейно спадающего тока, имеющего характеристику, приведенную на рис. 2.5. Поскольку за время $t_{\text{выкл}}$ ток в нагрузке практически не успевает измениться (это связано с индуктивным характером нагрузки и возникновением ЭДС самоиндукции при попытке резко снизить ток), цепь нагрузки целесообразно заменить источником постоянного тока. Таким образом, при выключении транзистора на нем мгновенно повысится напряжение, и к диоду VD скачком будет приложено прямое напряжение. Так как в условии задачи было оговорено, что быстродействие диода много выше быстродействия транзистора (так обычно и бывает на практике), можно считать, что диод мгновенно откроется, и процессы выключения будут определяться эквивалентной схемой замещения, представленной на рис. 2.6.

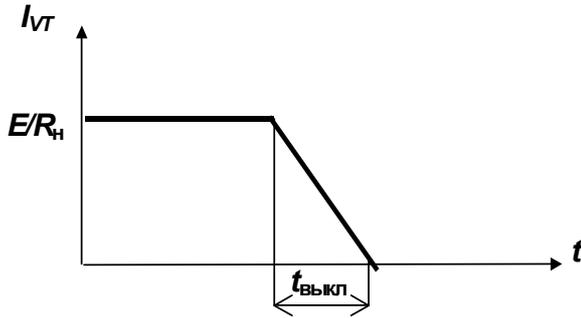


Рис. 2.5

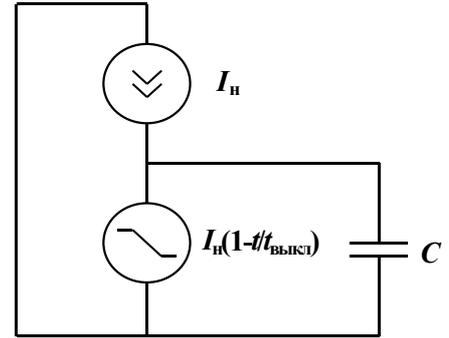


Рис. 2.6

Согласно полученной схеме замещения напряжение на транзисторе равно сумме напряжений на конденсаторе C и резисторе R . Конденсатор C заряжается разностью токов источника I_H и i_{VT} . Ток конденсатора определяется по первому закону Кирхгофа:

$$i_c = I_H - [I_H(1 - t/t_{\text{ВЫКЛ}})] \quad (2.9)$$

где $I_H = E/R_H$.

Преобразуя это выражение, получим:

$$i_c = I_H t / t_{\text{ВЫКЛ}} \quad (2.10)$$

Напряжение на конденсаторе определим на основании дифференциальной связи между напряжением и током емкости

$$U_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (2.11)$$

В результате будем иметь:

$$U_c = I_H t^2 / 2Ct_{\text{ВЫКЛ}} \quad (2.12)$$

Напряжение на транзисторе будет определяться как:

$$U_{VT} = I_H t^2 / 2Ct_{\text{ВЫКЛ}} + I_H R t / t_{\text{ВЫКЛ}}$$

Энергия, выделяющаяся в транзисторе при включении, определяется соотношением:

$$W_{\text{ВКЛ}} = \int_0^{t_{\text{ВКЛ}}} P(t) dt = \int_0^{t_{\text{ВКЛ}}} U_{VT}(t) [i_H(t) + i_c(t)] dt,$$

$$W_{\text{ВКЛ}} = \int_0^{t_{\text{ВКЛ}}} E \left(1 - \frac{t}{t_{\text{ВКЛ}}}\right) \left[\frac{EC}{t_{\text{ВКЛ}}} (1 - e^{-t/\tau_2}) + \frac{Et}{R_{\text{H}} t_{\text{ВКЛ}}} + \frac{EL_{\text{H}}}{R_{\text{H}}^2 t_{\text{ВКЛ}}} (e^{-t/\tau_1} - 1) \right] dt.$$

Преобразуем полученное выражение:

$$W_{\text{ВКЛ}} = \frac{E^2}{t_{\text{ВКЛ}}} \int_0^{t_{\text{ВКЛ}}} \left[-\frac{L_{\text{H}}}{R_{\text{H}}^2 t_{\text{ВКЛ}}} t e^{-t/\tau_1} + \frac{C}{t_{\text{ВКЛ}}} t e^{-t/\tau_2} - C e^{-t/\tau_2} + \frac{L_{\text{H}}}{R_{\text{H}}^2} e^{-t/\tau_1} - \frac{t^2}{R_{\text{H}} t_{\text{ВКЛ}}} \left(\frac{1}{R_{\text{H}}} - \frac{C}{t_{\text{ВКЛ}}} + \frac{L_{\text{H}}}{R_{\text{H}}^2 t_{\text{ВКЛ}}} \right) t + C \right] dt.$$

Подставив числа и проинтегрировав, получим:

$$\tau_1 = L_{\text{H}} / R_{\text{H}} = 10^{-3} / 10 = 10^{-4} \text{ с} = 0,01 \text{ мкс};$$

$$\tau_2 = RC = 0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 10^{-6} \text{ с} = 1 \text{ мкс};$$

$$W_{\text{ВКЛ}} \approx 0,11 \text{ Дж}.$$

Энергию, выделяющуюся в транзисторе при выключении, определяем аналогично:

$$W_{\text{ВЫКЛ}} = \int_0^{t_{\text{ВЫКЛ}}} P(t) dt = \int_0^{t_{\text{ВЫКЛ}}} U_{VT}(t) i_{VT} dt,$$

$$W_{\text{ВЫКЛ}} = \int_0^{t_{\text{ВЫКЛ}}} I_{\text{H}} \left(1 - \frac{t}{t_{\text{ВЫКЛ}}}\right) \left[\frac{I_{\text{H}} t^2}{2C t_{\text{ВЫКЛ}}} + \frac{I_{\text{H}} R t}{t_{\text{ВЫКЛ}}} \right] dt.$$

Преобразуем полученное выражение:

$$W_{\text{ВЫКЛ}} = \frac{I_{\text{H}}^2}{t_{\text{ВЫКЛ}}} \int_0^{t_{\text{ВЫКЛ}}} \left[\frac{t^2}{2C} + R t - \frac{t^3}{2C t_{\text{ВЫКЛ}}} - \frac{R t^2}{t_{\text{ВЫКЛ}}} \right] dt.$$

затем подставим числовые значения и проинтегрируем:

$$W_{\text{ВЫКЛ}} = 5,8 \cdot 10^{-5} \text{ Дж}.$$

Средняя мощность динамических потерь определяется из соотношения:

$$P_{\text{дин.ср}} = f(W_{\text{ВКЛ}} + W_{\text{ВЫКЛ}}) = 100(0,11 + 5,8 \cdot 10^{-5}) \approx 11 \text{ Вт}.$$

Задача 2.2

Определить динамические потери в транзисторе VT при частоте переключения f и скважности $q=2$ (рис. 2.7). Время включения транзистора $t_{\text{вкл}}$ и время выключения $t_{\text{выкл}}$.

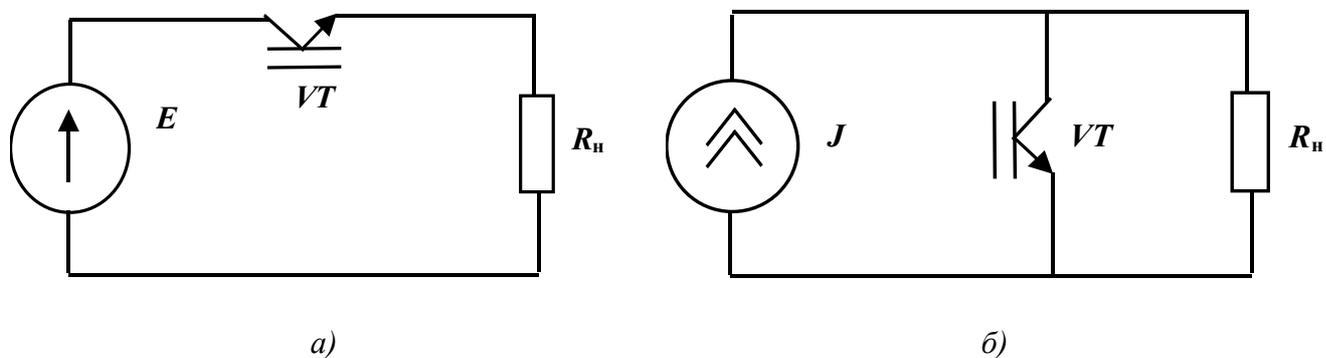


Рис. 2.7

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
Рисунок	2.7а			2.7б		
$E, \text{В}$	300	360	400			
$J, \text{А}$				10	20	30
$R_{\text{н}}, \text{Ом}$	10	15	20	10	5	2
$f, \text{Гц}$	50	100	250	500	1000	5000
$t_{\text{вкл}}, \text{мкс}$		5			2	
$t_{\text{выкл}}, \text{мкс}$		10			5	

Задача 2.3

Определить динамические потери в транзисторе VT (рис. 2.8). Время включения транзистора $t_{\text{вкл}}$ и время выключения $t_{\text{выкл}}$. Транзистор переключается с периодом T и скважностью q .

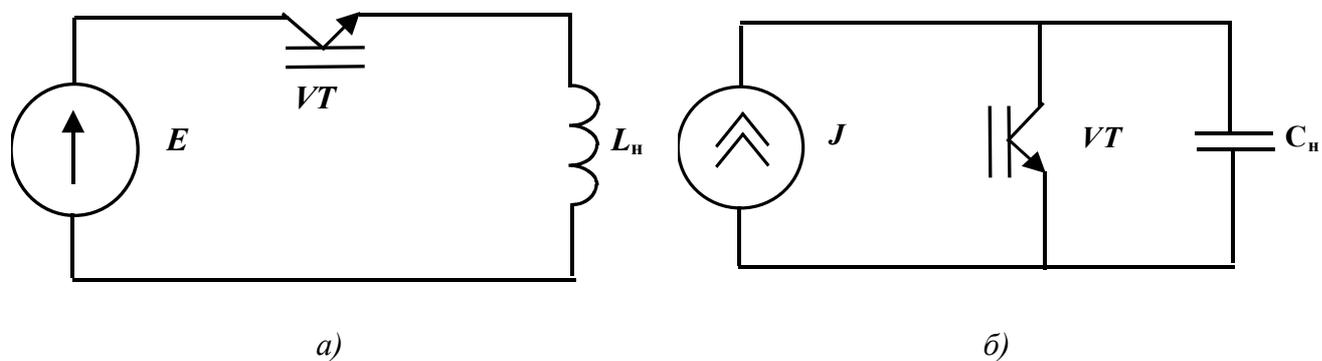


Рис.2.8

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
Рисунок	2.8а			2.8б		
$E, В$	200	150	100			
$J, А$				20	15	10
$L, мкГн$	100	150	200			
$C, мкФ$				20	25	30
$T, мс$	1					
q	2					
$t_{вкл}, мкс$	1	2	5	1	2	5
$t_{выкл}, мкс$	3	5	10	3	5	10

Задача 2.4

Определить динамические потери при выключении (вариант 1-3) или при включении (вариант 4-6) транзистора VT (рис. 2.9). Время включения транзистора $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$. Транзистор выключается при установившемся токе нагрузки.

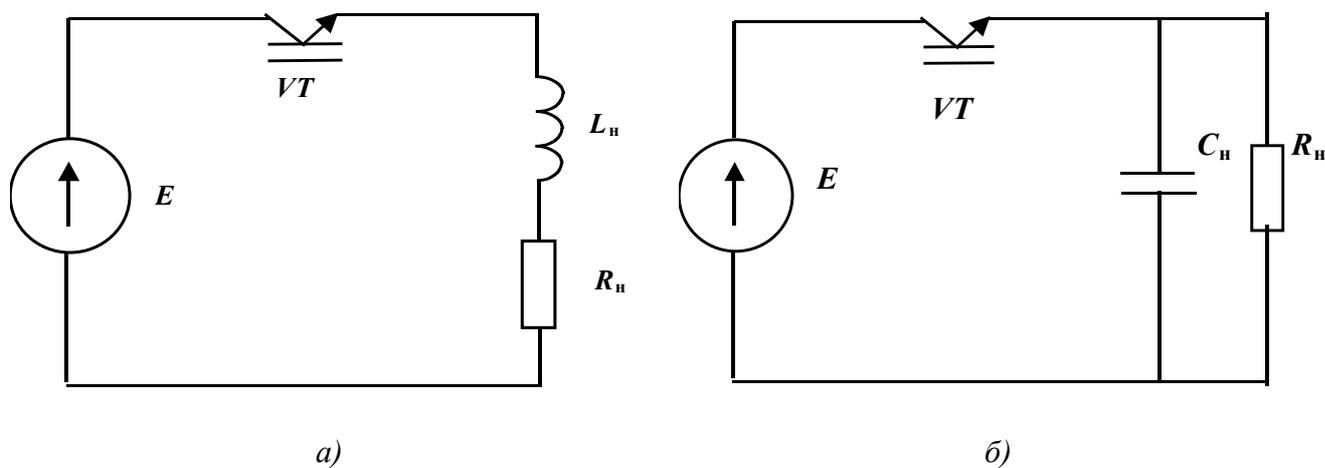


Рис.2.9

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
Рисунок	2.9а			2.9б		
$E, В$	100	200	300	50	100	200
$R_{н}, Ом$	10					
$L_{н}, мкГн$	20	15	10			
$C_{н}, мкФ$				10	5	2
$t_{вкл}, мкс$	1	2	3			
$t_{выкл}, мкс$				3	2	1

Задача 2.5

Определить значение защитной индуктивности L_S , снижающей в N раз значение динамических потерь при включении транзистора VT (рис.2.10). Для решения задачи необходимо вычислить потери при включении транзистора без индуктивности L_S , а затем определить ее требуемое значение. Диод VD – идеальный ключ, ток нагрузки считать неизменным за время переключения.

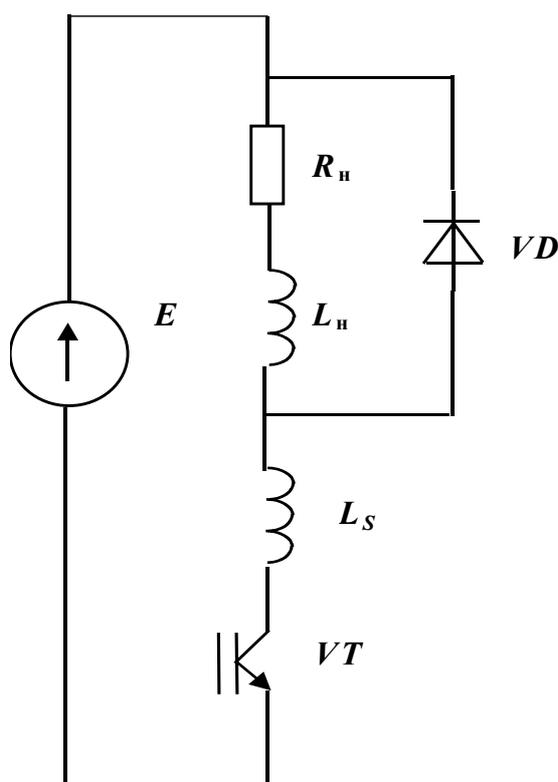


Рис. 2.10

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
N	2	4	6	8	10	12
R_n , Ом	10	20	10	20	10	20
E , В	200	200	100	100	50	50
$t_{вкл}$, мкс	5			3		

Задача 2.6

Определить значение защитной емкости C_S , снижающей в N раз значение динамических потерь при выключении транзистора VT (рис. 2.11). Для решения задачи необходимо вычислить потери при выключении транзистора без емкости C_S , а затем определить ее требуемое значение. Диод VD – идеальный ключ, ток нагрузки считать неизменным за время переключения.

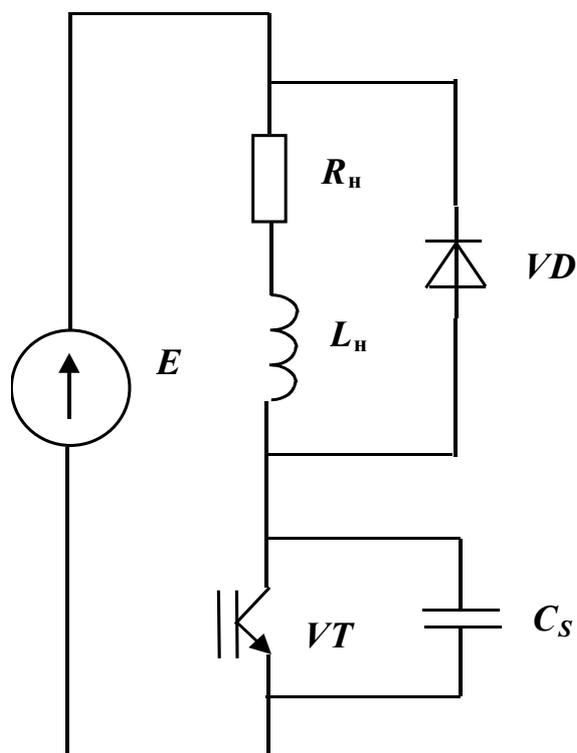


Рис. 2.11

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
N	10	15	20	10	15	20
R_n , Ом	10	5	10	5	10	5
E , В	100	100	150	150	200	200
$t_{\text{вкл}}$, мкс	5			10		

Задача 2.7

Определить динамические потери при выключении в транзисторе и в защитном стабилитроне (рис. 2.12 а). ВАХ стабилитрона представлена на рис. 2.12б. Определить во сколько раз увеличится значение динамических потерь при отключении стабилитрона.

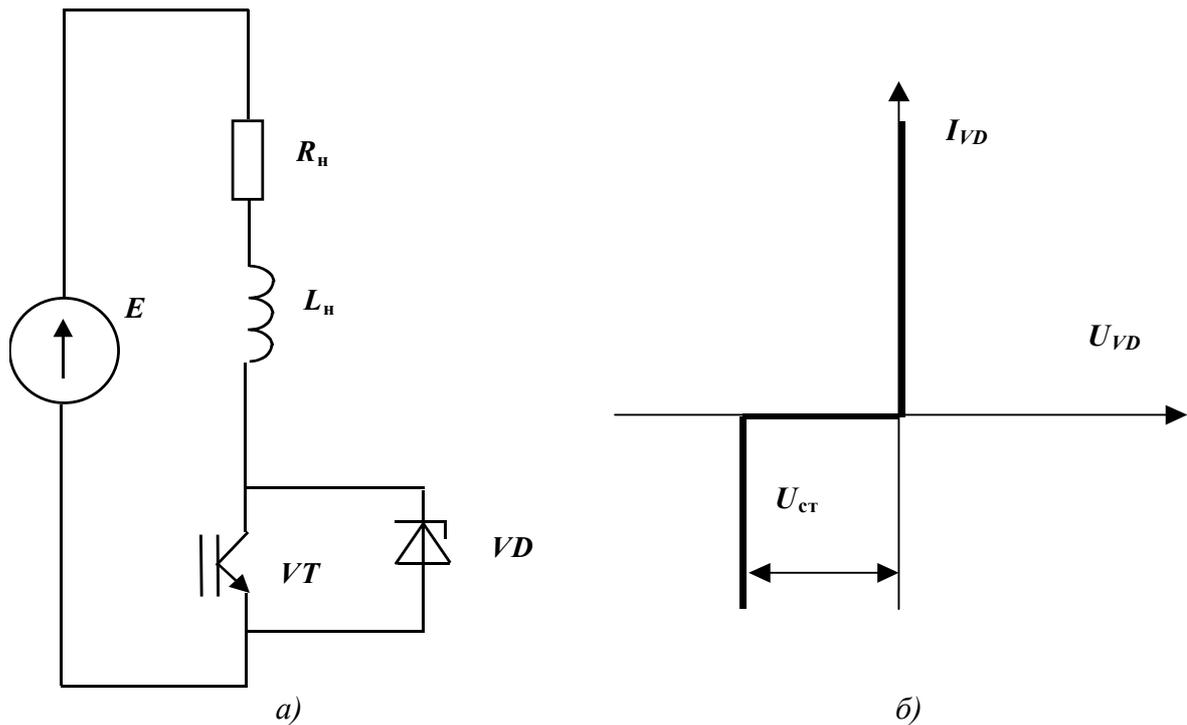


Рис. 2.12

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
R_H , Ом	25	20	15	25	20	15
L_H , мГн	0,5			1		
E , В	200	200	210	300	300	300
$t_{\text{вкл}}$, мкс	5			10		
U_{CT} , В	250	300	350	350	400	450

3. ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ

Задача 3.1

Подобрать тип силового тиристора для ключевого регулятора постоянного тока, работающего в импульсном режиме с частотой 400 Гц, коэффициентом заполнения $\gamma = 0,6$, амплитудой тока $I_{u. max} = 30$ А, напряжением источника питания 150 В, скоростью спада прямого тока 15 А/мкс, обратное напряжение не более 200 В.

Рассчитать параметры для проектирования охладителя к выбранному прибору, если температура окружающей среды 40 °С. При решении задачи пренебречь динамическими потерями мощности в приборе.

Решение

1. В соответствии с заданными параметрами выбираем высокочастотный тиристор ТЧ 25-5 штыревого типа с параметрами среднего тока в открытом состоянии $I_{TAV} = 25$ А для максимальной температуры кристалла $T_j = 110$ °С.

По заданию средний ток, протекающий через прибор

$$I_{cp} = I_{u \ v max} \cdot \gamma.$$

Подставляя исходные данные, получаем:

$$I_{cp} = 30 \cdot 0,6 = 18 \text{ А}.$$

Для I_{TAV} температура корпуса тиристора $T_c = 70$ °С. Допустимое обратное повторяющееся напряжение $U_{RRM} = 500$ В. Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии $(di_T/dt)_{crit} = 200$ А/мкс. Время включения тиристора $t_t = 5$ мкс, что составляет 4% от времени действия импульса тока $t_u = 120$ мкс. Время выключения тиристора $t_g = 12-30$ мкс, что позволяет выключить тиристор за время паузы $t_{п} = 80$ мкс. Тепловое сопротивление кристалл – корпус $R_{j-c} = 0,6$ °С /Вт.

2. Рассчитаем потери мощности в приборе. Для тиристора прямое падение напряжения в открытом состоянии $U_{oc} = 3,05$ В, тогда потери мощности

$$P_{п} = U_{oc} \cdot I_{cp} = 3,05 \cdot 18 \approx 55 \text{ Вт}.$$

3. Определим тепловые сопротивления на отдельных участках перехода теплового потока в системе СПП – окружающая среда. Если известна допустимая температура нагрева корпуса СПП $T_j = 70 \text{ }^\circ\text{C}$, то при полученном значении P_{Π} температура кристалла тиристора согласно термоэлектрической эквивалентной схеме

$$T_j = P_{\Pi} \cdot R_{j-c} + T_c = 55 \cdot 0,6 + 7 = 103 \text{ }^\circ\text{C}.$$

По результатам расчета тепловой режим допустим для кристалла тиристора.

Рассчитаем тепловые сопротивления перехода охладитель - окружающая среда

$$R_{s-a} = \frac{T_j - T_a - P_{\Pi}(R_{j-c} + R_{c-s})}{P_{\Pi}} = (103 - 40 - 55(0,6 - 0,2))/55 = 0,75 \text{ }^\circ\text{C/W}.$$

Задача 3.2

Выбрать тип силового диода для работы в качестве выпрямителя тока с частотой 50 Гц на напряжение сети U (рис. 3.2). Амплитуда выпрямленного тока I_m .

Рассчитать параметры для проектирования охладителя к выбранному прибору, если температура окружающей среды $40 \text{ }^\circ\text{C}$.

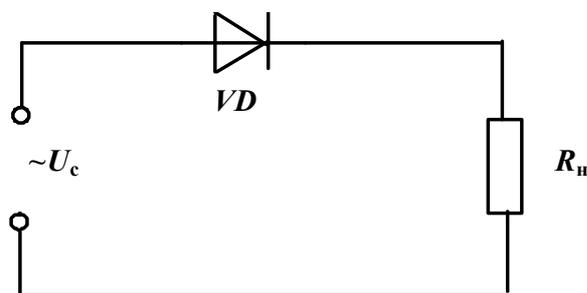


Рис. 3.2

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
$U_c, \text{ В}$	220	380	660	220	380	660
$I_m, \text{ А}$	150	100	30	50	30	15

Задача 3.3

Выбрать тип силового МОП транзистора, работающего в ключевом режиме с коэффициентом заполнения γ (рис. 3.3).

Рассчитать параметры для проектирования охладителя к выбранному транзистору, если температура окружающей среды равна $40\text{ }^{\circ}\text{C}$. При решении задачи пренебречь динамическими потерями мощности в приборе.

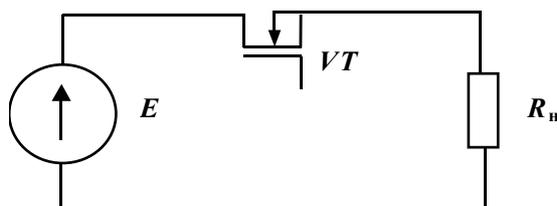


Рис. 3.3

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
$E, \text{В}$	100	75	30	50	30	15
γ	0,8	0,7	0,9	0,8	0,7	0,9
$R_n, \text{Ом}$	7	4	1	2	1	1

Задача 3.4

Рассчитать параметры для проектирования охладителя к силовому диоду штыревого типа (рис. 3.4). Полная мощность рассеяния диода P_{ds} . Температура окружающей среды t .

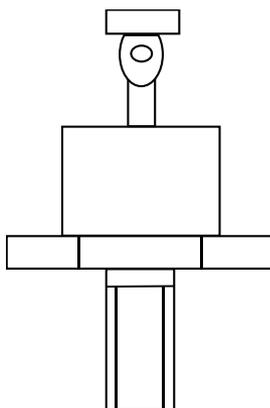


Рис. 3.4

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
$P_{ds}, \text{Вт}$	25	50	75	100	380	660
$t, \text{ }^{\circ}\text{C}$	50	40	30	30	25	15

Задача 3.5

Рассчитать параметры для проектирования охладителя к силовому тиристор, таблеточного типа (рис. 3.5). Полная мощность рассеяния тиристора P_{ds} . Тепловое сопротивление перехода кристалл-корпус R_{j-c} . Температура окружающей среды t .

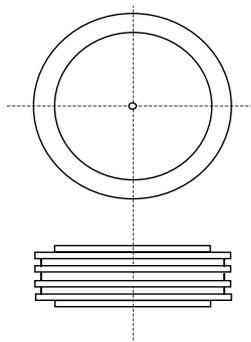


Рис. 3.5

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
P_{ds} , Вт	100	150	200	250	300	350
t , °С	50	40	30	30	25	15

Задача 3.6

Рассчитать параметры для проектирования охладителя к силовому IGBT- транзистору (рис. 3.6). Полная мощность рассеяния транзистора P_{ds} . Тепловое сопротивление перехода кристалл-корпус R_{j-c} . Температура окружающей среды t .

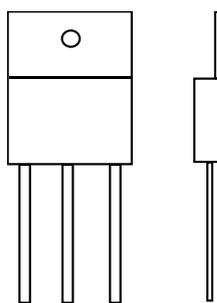


Рис. 3.6

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6
P_{ds} , Вт	50	75	100	125	150	200
t , °С	50	40	30	30	25	15

4. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Задача 4.1

Для сглаживания пульсации постоянного входного напряжения $U_{\text{вх}}$ установлен Г-образный LC фильтр, состоящий из L_{Φ} и C_{Φ} (рис. 4.1). Задан коэффициент сглаживания фильтра S_1 на частоте основной гармоники пульсации f_1 . На этой частоте можно пренебречь влиянием эквивалентной собственной индуктивности конденсатора $L_{\text{э}}$. Определить изменение коэффициента сглаживания фильтра при изменении частоты основной гармоники пульсации до f_2 для 2-х случаев:

- без учёта влияния собственной индуктивности конденсатора $L_{\text{э}}$;
- с учётом влияния на этой частоте индуктивности $L_{\text{э}}$.

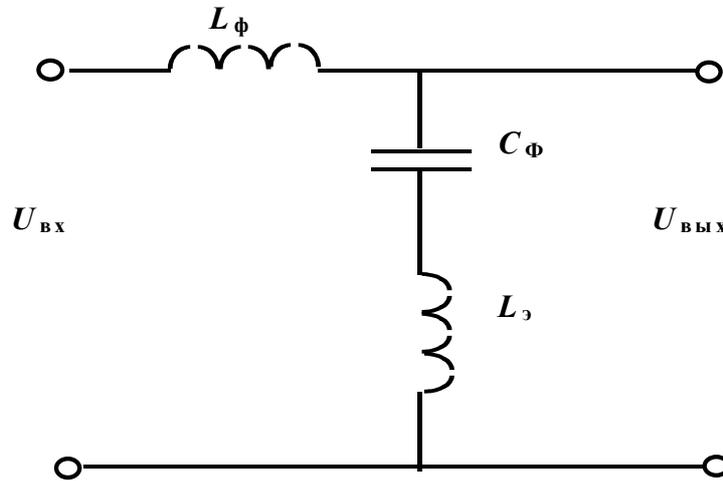


Рис. 4.1

Исходные данные

Дано	Значения	Найти
f_1 , Гц	100	S_2
C_{Φ} , мкФ	20000	
S_1	10	
$L_{\text{э}}$, мкГн	1	
f_2 , кГц	100	

Решение

а) Коэффициент сглаживания LC -фильтра для гармонической составляющей с круговой частотой ω (на холостом ходу) равен отношению модулей сопротивления LC -цепи и сопротивления конденсатора, т.е.

$$S = \frac{|J\omega L_\phi - J/\omega C_\phi|}{|-J/\omega C_\phi|} = \omega^2 L_\phi C_\phi - 1.$$

На частоте $\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \cdot 10^2$ рад/с коэффициент $S = 10$.
При изменении частоты до значения $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi \cdot 10^5$ рад/с без учёта влияния L_3 получим

$$S_2 = (S_1 + 1)[\omega_2 / \omega_1]^2 = (10 + 1) \left[\frac{2\pi \cdot 10^5}{2\pi \cdot 10^2} \right]^2 = 1,1 \cdot 10^7.$$

б) Учитывая собственную индуктивность конденсатора L_3 можем записать

$$S_2 = \frac{|J\omega_2(L_3 + L_\phi) - J/\omega_2 C_\phi|}{|J\omega_2 L_3 - J/\omega_2 C_\phi|} = \frac{1}{|\omega_2^2 L_3 C_\phi - 1|} [(L_3 + L_\phi)C_\phi \omega_2^2 - 1].$$

Очевидно, что $L_3 \ll L_\phi$, поэтому можем пренебречь значением L_3 во втором сомножителе и учесть его только в первом сомножителе, где L_3 стоит в знаменателе и оказывает существенное влияние при больших ω . Пренебрегая указанным образом и учитывая, что $L_\phi \cdot C_\phi \cdot \omega^2 - 1 = 1,1 \cdot 10^7$ (из а) очевидно, что это просто есть значение коэффициента сглаживания без учёта паразитной индуктивности конденсатора), а также, используя заданные значения L_3 и C_ϕ получаем

$$S_2 = \frac{1,1 \cdot 10^7}{(2\pi \cdot 10^5)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-2} - 1} = 1,4 \cdot 10^3.$$

Задача 4.2

Определить коэффициент сглаживания S Г-образного RC -фильтра в цепи постоянного тока (рис. 4.2) для гармонической составляющей пульсации частотой f . Сопротивление резистора фильтра R . Конденсатор имеет следующие значения параметров схемы замещения из последовательно соединённых элементов C_s ; r_s ; L_s .

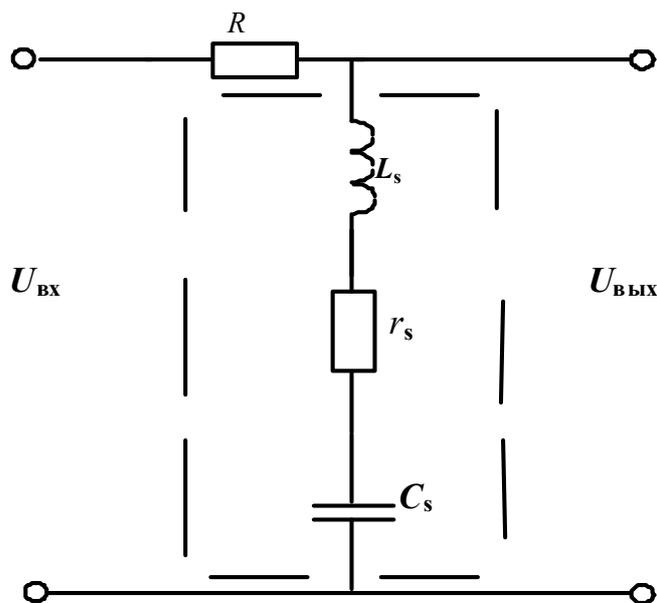


Рис. 4.2. Последовательная схема замещения конденсатора

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
f , кГц	10	5	15	20	25	S
R , Ом	1	0,5	1	0,5	2	
C_s , мкФ	1000	500	1000	1500	1000	
r_s , Ом	0,1	0,2	0,1	0,5	0,05	
L_s , мкГн	2	1	5	3	2	

Задача 4.3

В конденсаторе переменного тока емкостью C (рис. 4.3) при частоте f и действующем значении синусоидального напряжения U_c выделяется активная мощность P . Какая мощность будет выделяться, если частота напряжения станет равной $2f$, при условии, что тангенс угла потерь конденсатора и диэлектрическая проницаемость его диэлектрика от частоты не зависят?

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
C , мкФ	10	20	50	10	50	P
f , Гц	50	100	50	100	50	
U_c , В	220	380	220	220	380	
P , Вт	10	30	50	30	10	

Задача 4.4

На входе выпрямителя, имеющего прямоугольную схему входного тока на частоте, включены LC -фильтры, шунтирующие 3-ю и 5-ю гармоники входного тока выпрямителя. Конденсаторы шунтирующих цепей имеют одинаковую емкость, а индуктивности фильтров обеспечивают условия резонанса для соответствующих гармоник. Какими будут значения амплитуд 3-й и 5-й гармоник тока, поступающих в сеть, если частота сети увеличится на 10%? Эквивалентное входное сопротивление сети со стороны выпрямителя имеет индуктивный характер и представлено в схеме эквивалентной индуктивностью L_3 .

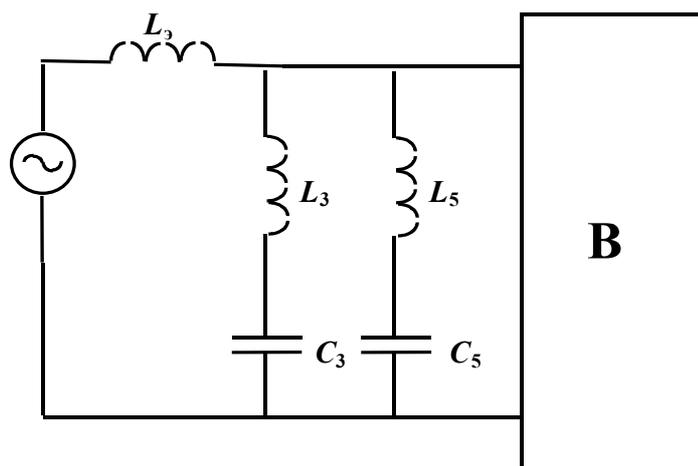


Рис. 4.3

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
L_3 , мкГн	1	5	1	10	5	i_{c3}
C , мкФ	10	20	50	10	50	i_{c5}

Задача 4.5

Как изменится резонансная частота LC -цепи, состоящая из параллельно соединённых реактора с индуктивностью L и конденсатора с емкостью C , если учесть последовательную собственную индуктивность конденсатора L_3 .

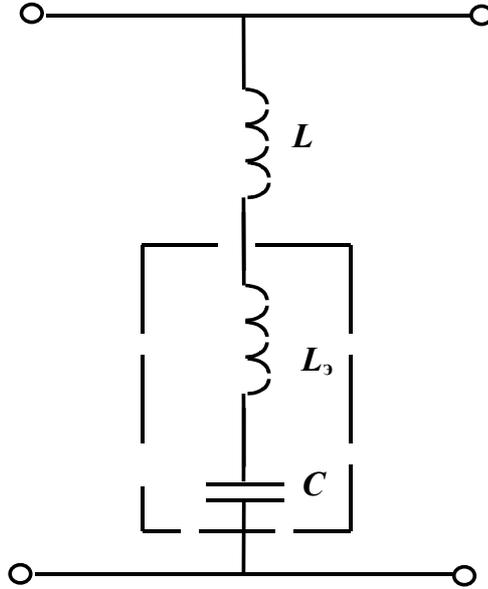


Рис. 4.4. Последовательная схема замещения конденсатора

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
L , мкГн	10	5	3	10	5	Δf
C , мкФ	1	5	10	5	10	
L_3 , мкГн	0,05	0,02	0,01	0,1	0,03	

Задача 4.6

На вход Г-образного LC -фильтра в цепи переменного тока поступает напряжение прямоугольной формы с амплитудой E_{\max} . Длительность прямоугольного импульса $t_{\text{вкл}}$, а период T . Определить действующее значение напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе фильтра, учитывая 1-ю, 2-ю и 3-ю гармонические составляющие и потери активной мощности в конденсаторе. Индуктивность последовательного реактора фильтра L_{Φ} . Схему замещения конденсатора можно представить состоящей из последовательно соединенных резистора R_S , индуктивности L_S и конденсатора C_S .

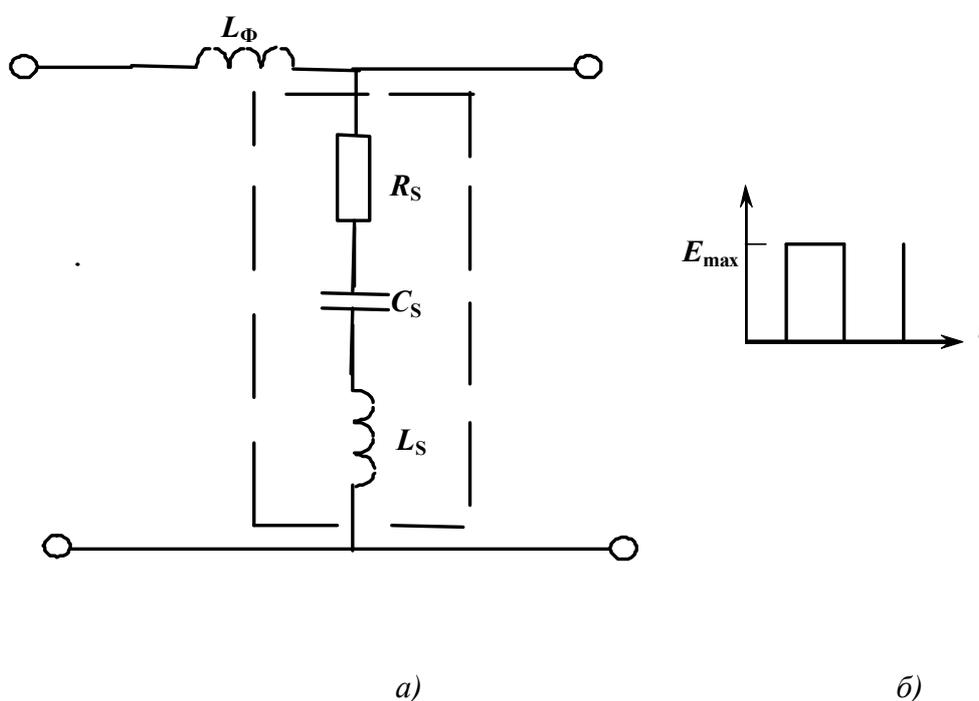


Рис. 4.5. Последовательная схема замещения конденсатора

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
E_{\max} , В	100	200	400	100	200	$U_{\text{вых}}$
$t_{\text{вкл}}$, мс	10	20	10	20	10	
L_{Φ} , мкГн	5	10	5	10	5	
R_S , Ом	0,1	0,2	0,2	0,1	0,2	
L_S , мкГн	5	10	20	5	10	
C_S , мкФ	100	50	10	20	30	
T , мс	100	50	100	50	100	

Задача 4.7

Определить действующее значение $I_{\text{нд}}$ тока нагрузки в схеме с магнитным ключом. Входное напряжение имеет синусоидальную форму с амплитудой U_m и частотой f (рис.4.6,а). Магнитопривод ключа T_s имеет идеальную кривую намагничивания (рис.4.6,б), площадь поперечного сечения магнитопровода S и количество витков W .

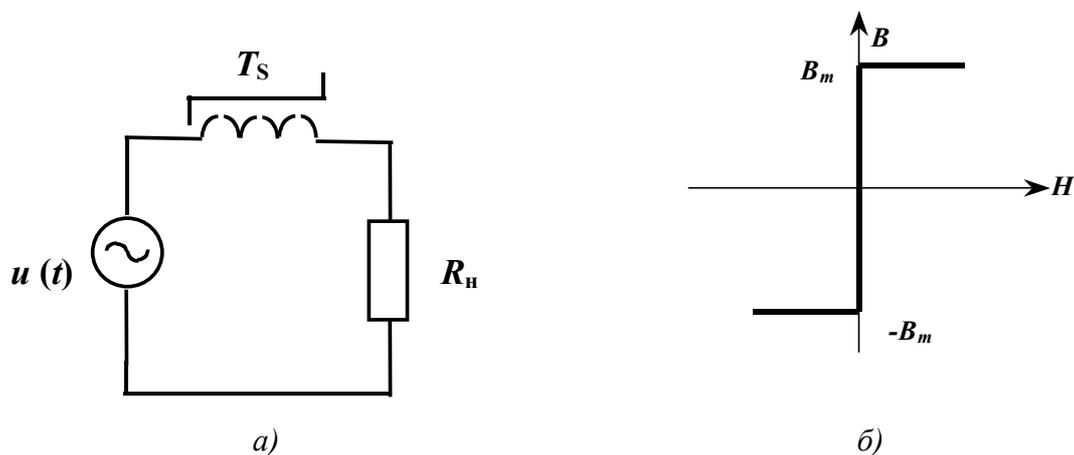


Рис. 4.6

Исходные данные

Дано	Значения	Найти
$U_m, \text{В}$	200	$I_{\text{нд}}$
$R_n, \text{Ом}$	10	
$B_m, \text{Тл}$	1,2	
$f, \text{Гц}$	50	
W	500	
$S, \text{см}^2$	1,5	

Решение

Задержка на включение магнитного ключа t_1 определяется его переманчиванием.

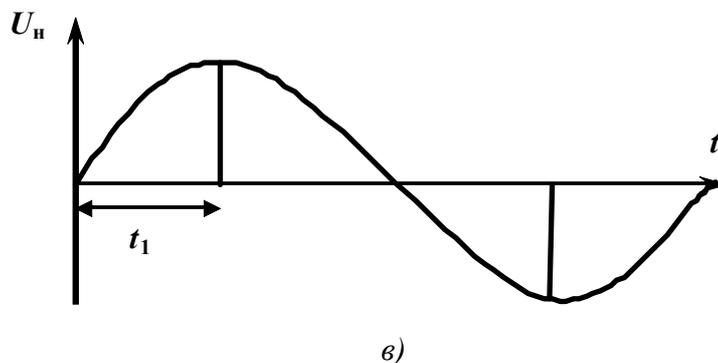


Рис. 4.6 (продолжение)

По закону электромагнитной индукции $e = \frac{d\psi}{dt}$. Пренебрегая рассеянием магнитного поля, можно записать:

$$u(t) = \frac{W \cdot S \cdot dB}{dt}.$$

Интегрируя левую и правую часть получаем:

$$\int_0^{t_1} U_m \sin \omega t dt = \int_{-B_m}^{B_m} WS dB;$$

$$\int_0^{t_1} \sin \omega t dt = \frac{2WSB_m}{U_m};$$

$$-\frac{1}{\omega} (\cos \omega t - \cos 0) = \frac{2WSB_m}{U_m};$$

$$\cos \omega t_1 = -\frac{2\omega WSB_m}{U_m} + 1;$$

$$t_1 = \frac{\arccos \frac{U_m - 2\omega WSB_m}{U_m}}{\omega}.$$

Подставляем исходные данные:

$$t_1 = \frac{\arccos \frac{200 - 2 \cdot 314 \cdot 500 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} \cdot 1,2}{200}}{314} = 2,45 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

$$\nu_1 = t_1 \cdot \omega;$$

$$\nu_1 = 2,45 \cdot 10^{-3} \cdot 314 = 0,771 \text{ рад.}$$

Действующее значение тока определяется следующим выражением:

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\nu_1}^{\pi} \left(\frac{U_m \cdot \sin \nu}{R_H} \right)^2 d\nu} = \dots = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U_m}{R_H} \right)^2 \cdot (\pi - \nu_1) + \frac{1}{4} \left(\frac{U_m}{R_H} \right)^2 \cdot \sin 2\nu_1 \right)}.$$

В итоге, после подстановки всех данных получаем:

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{200}{10} \right)^2 \cdot (\pi - 0,771) + \frac{1}{4} \left(\frac{200}{10} \right)^2 \cdot \sin(2 \cdot 0,771) \right)} = 13,5 \text{ А.}$$

Задача 4.8

Определить среднее значение напряжения на нагрузке в схеме с магнитным ключом. Входное напряжение имеет заданную форму, амплитуду U_m и частоту f (рис.4.7,в). Магнитопривод ключа T_s имеет идеальную кривую намагничивания (рис.4.7,б), площадь поперечного сечения магнитопровода S , и количество витков W .

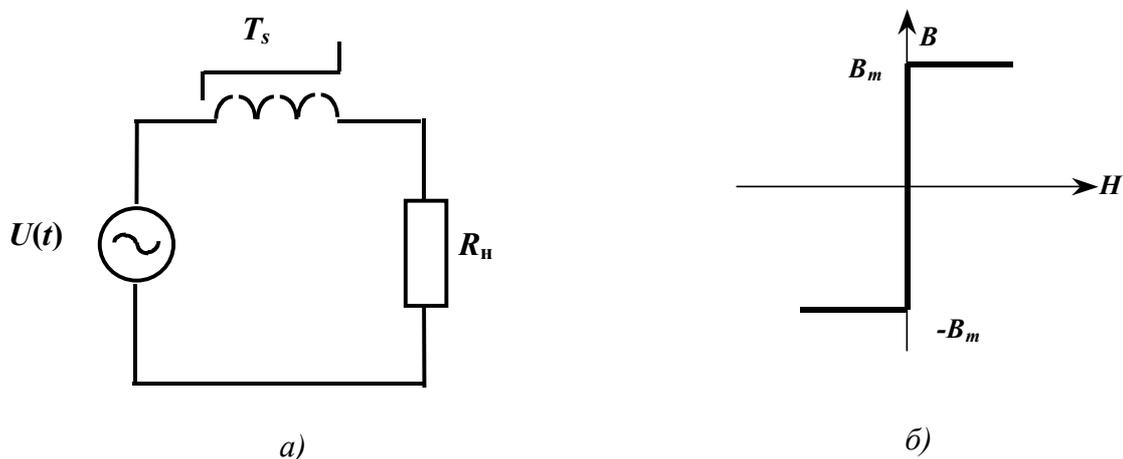


Рис. 4.7

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
U_m , В	200	300	250	200	300	U_{cp}
R_n , Ом	20	40	50	60	10	
B_m , Тл	1,5	1,3	1,4	1,0	1,5	
f , Гц	40	20	50	60	30	
W	700	500	400	450	600	
S , см ²	1,4	1,3	1,2	2,0	1,4	
Форма напряжения	Рис.4.7в	Рис. 4.7г	Рис. 4.7д	Рис.4.7г	Рис.4.7в	

Формы напряжения:

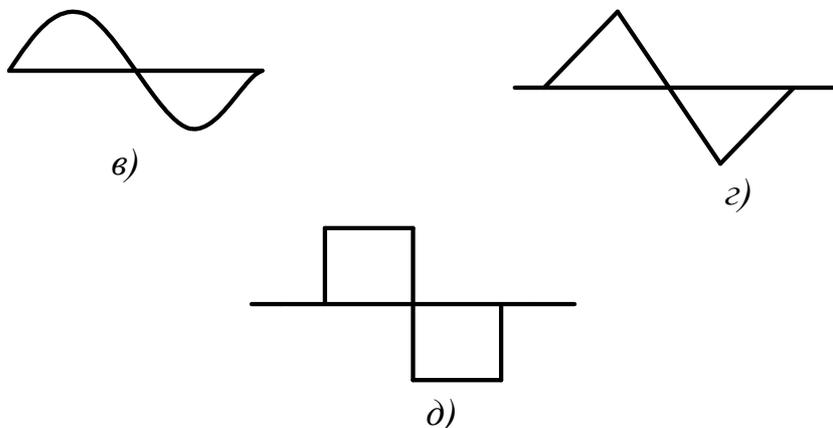
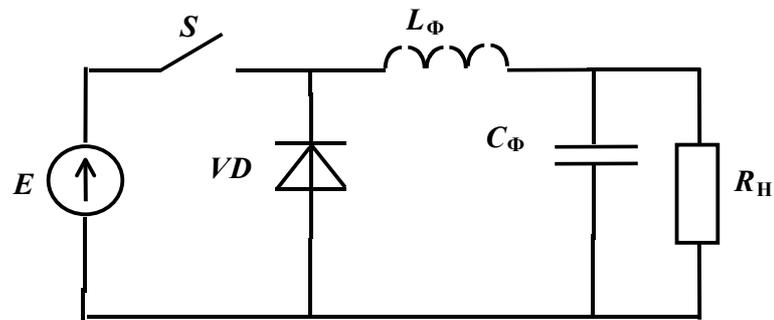


Рис. 4.7 (продолжение)

5. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Задача 5.1

Определить среднее значение тока нагрузки, при котором возникает граничный режим в схеме понижающего транзисторного регулятора.



a)

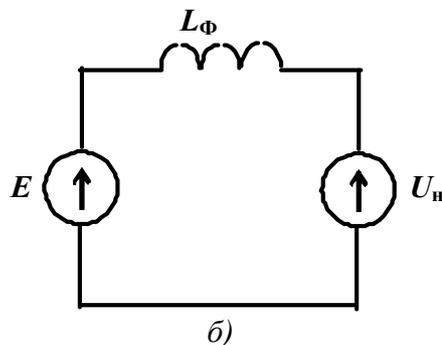
Рис. 5.1

Исходные данные

Дано:	Значения:	Найти:
$E, \text{В}$	100	$I_{\text{H ср}}$
$C_{\phi}, \text{мкФ}$	∞	
$f, \text{кГц}$	5	
$L_{\phi}, \text{мГн}$	10	
γ	0,4	

Решение

По схеме замещения для включённого состояния ключа. Ток нарастает по линейному закону.



б)

Рис. 5.1 (продолжение)

$$i_L = I_{L\min} + \frac{E - U_H}{L_\Phi} t.$$

При включённом ключе ток спадает через диод VD

$$i_L = I_{L\max} - \frac{U_H}{L_\Phi} t.$$

Из условия граничного режима $I_{L\min} = 0$.

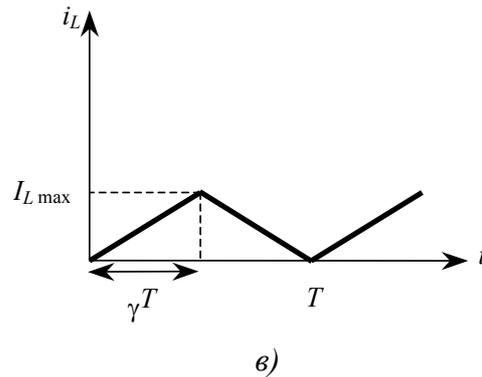


Рис. 5.1 (продолжение)

Среднее значение тока нагрузки совпадает со средним значением тока индуктивности

$$I_{н.ср} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Lcp}(t) dt = \frac{I_{L\max}}{2}$$

$I_{L\max}$ можно найти из выражения тока при включённом ключе из условия $i_L = I_{L\max}$ при $t = \gamma T$

$$I_{L\max} = \frac{E - U_H}{L_\Phi} \gamma T.$$

Напряжение на нагрузке найдём из закона регулирования для данной схемы.

$$U_H = \gamma E$$

Получаем:

$$I_{н.ср} = \frac{1}{2} \frac{E - \gamma E}{L_\Phi} \gamma T = \frac{E(1 - \gamma)\gamma}{2L_\Phi f}.$$

Подставляем исходные данные.

$$I_{н.ср} = \frac{100 \cdot (1 - 0,4) \cdot 0,4}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 0,24 = 240 \text{ мА}$$

Задача 5.2

Определить величину индуктивности, при которой наступает граничный режим в схеме понижающего транзисторного регулятора, считая ёмкость фильтра равной ∞ .

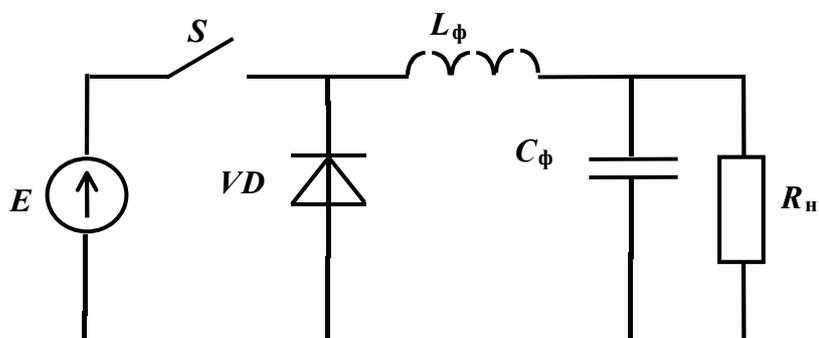


Рис. 5.2

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, В$	200	100	150	200	150	L
γ	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	
$I_n, А$	30	20	25	50	20	
$f, кГц$	50	20	25	25	50	

Задача 5.3

Определить среднее значение тока нагрузки, при котором возникает граничный режим в схеме повышающего транзисторного регулятора, считая ёмкость фильтра равной ∞ .

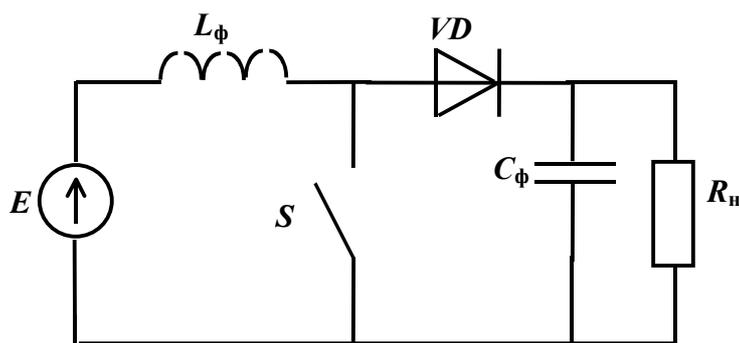


Рис. 5.3

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, В$	300	250	150	200	100	$I_{n\text{ ср}}$
γ	0,4	0,5	0,6	0,3	0,4	
$L_\phi, мкГн$	50	40	60	30	50	
$f, кГц$	50	60	30	50	40	

Задача 5.4

Определить величину индуктивности, при которой наступает граничный режим в схеме повышающего транзисторного регулятора, считая ёмкость фильтра равной ∞ .

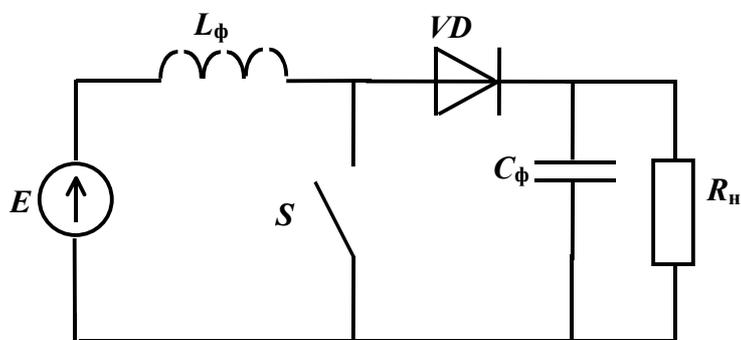


Рис. 5.4

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, В$	600	500	400	600	500	L
γ	0,5	0,6	0,7	0,8	0,4	
$I_n, А$	40	20	50	30	40	
$f, кГц$	30	40	50	60	70	

Задача 5.5

Определить среднее значение тока нагрузки, при котором возникает граничный режим в схеме транзисторного регулятора с инверсией выходного напряжения, считая ёмкость фильтра равной ∞ .

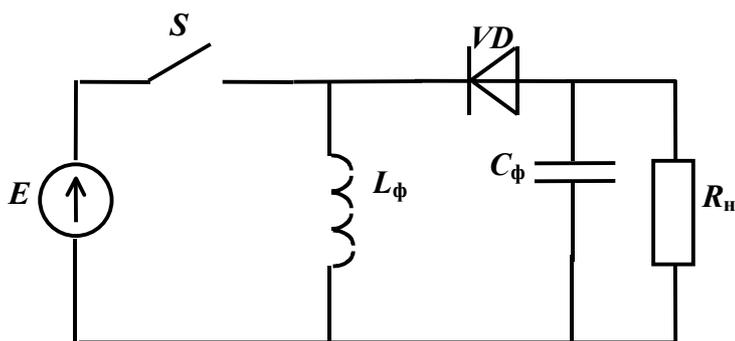


Рис. 5.5

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, В$	50	60	50	40	70	$I_{н\text{ ср}}$
γ	0,6	0,7	0,6	0,5	0,4	
$L_\phi, мГн$	30	20	50	60	40	
$f, кГц$	50	60	40	20	30	

Задача 5.6

Определить величину индуктивности, при которой наступает граничный режим в схеме транзисторного регулятора с инверсией выходного напряжения, считая ёмкость фильтра равной ∞ .

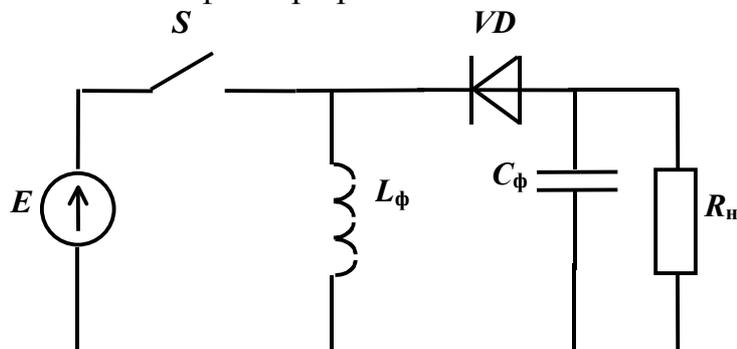


Рис. 5.6

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, В$	400	500	400	600	300	L
γ	0,5	0,4	0,6	0,2	0,3	
$I_H, А$	25	45	35	50	20	
$f, кГц$	20	50	35	40	55	

Задача 5.7

Определить величину пульсации выходного напряжения в схеме понижающего транзисторного регулятора

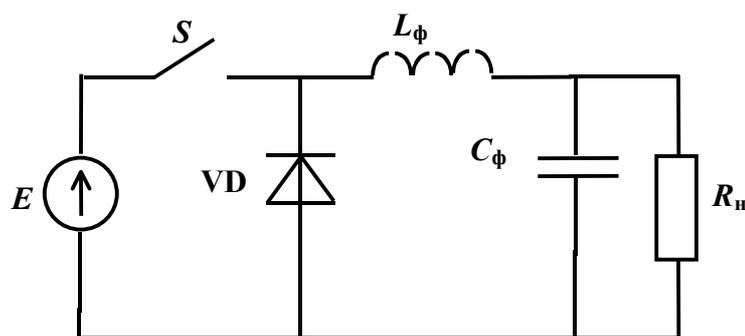


Рис. 5.7

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, В$	700	500	300	600	400	ΔU
γ	0,4	0,3	0,5	0,6	0,4	
$C_\phi, мкФ$	10	20	10	20	30	
$P_H, кВт$	3	5	7	6	4	
$f, кГц$	20	30	40	50	60	
$L_\phi, мГн$	30	25	35	45	50	

Задача 5.8

Определить емкость конденсатора, при которой величина пульсации выходного напряжения в схеме понижающего транзисторного регулятора равна заданной.

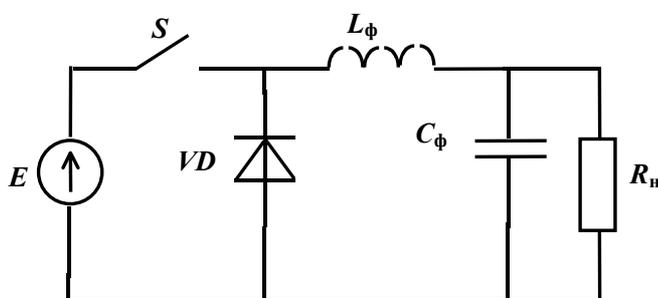


Рис. 5.8

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
E , В	400	550	200	350	500	C
γ	0,5	0,6	0,4	0,3	0,2	
P_n , кВт	7	5	3	10	8	
ΔU_n , В	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	
f , кГц	50	30	20	50	40	
L_ϕ , мГн	20	50	30	40	60	

Задача 5.9

Определить величину пульсации выходного напряжения в схеме повышающего транзисторного регулятора.

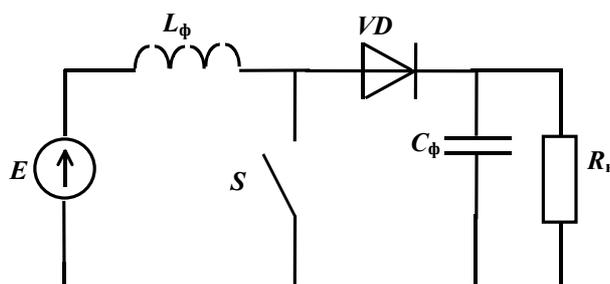


Рис. 5.9

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
E , В	800	600	550	400	700	ΔU
γ	0,4	0,3	0,2	0,5	0,6	
C_ϕ , мкФ	20	30	40	55	40	
P_n , кВт	4	5	6	10	7	
f , кГц	30	25	35	20	45	
L_ϕ , мГн	40	35	25	45	20	

Задача 5.10

Определить емкость конденсатора, при которой величина пульсации выходного напряжения в схеме повышающего транзисторного регулятора равна заданной.

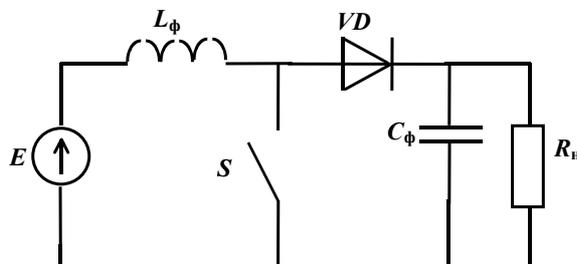


Рис. 5.10

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, \text{ В}$	500	550	700	650	400	C
γ	0,6	0,5	0,3	0,4	0,7	
$\Delta U_{\text{н}}, \text{ В}$	0,5	0,7	0,6	0,5	0,45	
$P_{\text{н}}, \text{ кВт}$	8	5	3	7	6	
$f_s, \text{ кГц}$	60	55	50	45	35	
$L_{\Phi}, \text{ мГн}$	30	25	35	40	45	

Задача 5.11

Определить величину пульсации выходного напряжения в схеме транзисторного регулятора с инверсией выходного напряжения.

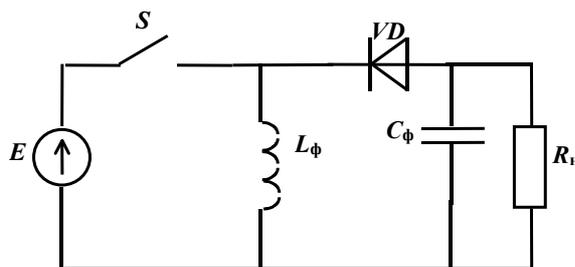


Рис. 5.11

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
$E, \text{ В}$	300	200	150	350	400	ΔU
γ	0,5	0,6	0,7	0,65	0,8	
$C_{\Phi}, \text{ мкФ}$	50	60	75	85	40	
$P_{\text{н}}, \text{ кВт}$	5	4	2	8	7	
$f_s, \text{ кГц}$	20	25	35	40	30	
$L_{\Phi}, \text{ мГн}$	50	60	30	20	25	

Задача 5.12

Определить емкость конденсатора, при которой величина пульсации выходного напряжения в схеме транзисторного регулятора с инверсией выходного напряжения равна заданной.

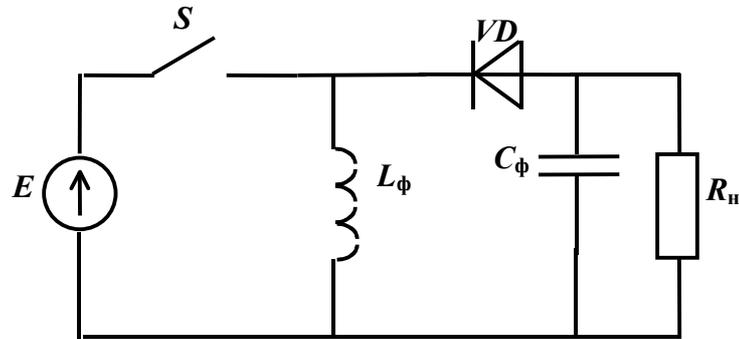


Рис. 5.12

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	Найти
E , В	400	300	500	550	450	C
γ	0,6	0,5	0,4	0,3	0,8	
$\Delta U_{н}$, В	0,2	0,4	0,25	0,7	0,6	
$P_{н}$, кВт	6	5	4	6	10	
f , кГц	50	40	45	60	55	
L_{ϕ} , мГн	20	35	45	25	30	

6. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Задача 6.1

Дана схема тиристорного регулятора реактивной мощности. Входное напряжение $u_c(t) = U_m \cdot \sin \omega t$. Частота входного напряжения f . Индуктивность дросселя нагрузки L . Найти действующее значение $I_{Lд}$ выходного тока тиристорного регулятора реактивной мощности при различных значениях угла α управления.

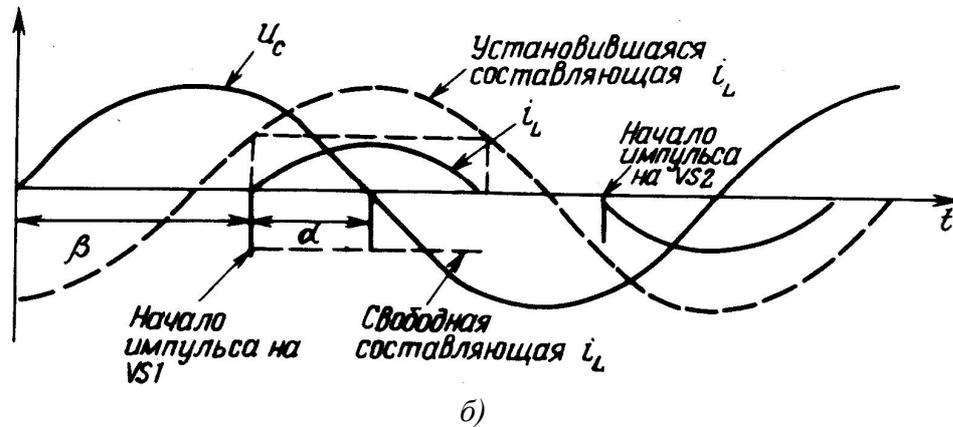
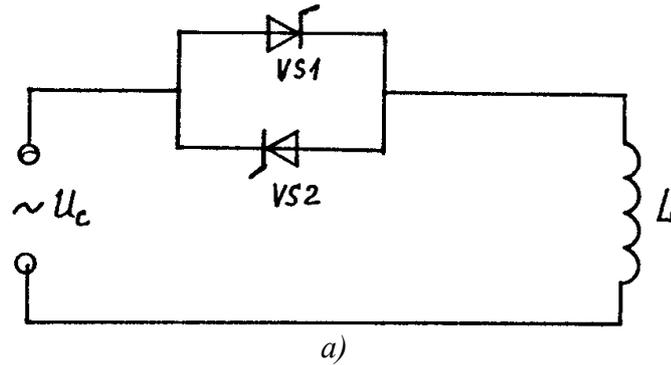


Рис. 6.1

Исходные данные

Вариант	Значение	Найти
$U_m, В$	311	$I_{Lд}$
$f, Гц$	50	
$L, мГн$	2	
α	$\frac{\pi}{3}$	

Решение

Допустим, что потери энергии в схеме равны нулю, т.е. индуктивность и тиристоры идеальны. Управляющий импульс на тиристор $VS1$ по-

даётся при $\pi/2 \leq \beta \leq \pi$, т.е. угол α отсчитывается влево от конца полупериода. При этом ток в индуктивности начинает возрастать и достигает своего максимума в конце полупериода. Далее ток начинает убывать и достигает нуля при угле $\pi + \alpha$ (следующий полупериод), причём в случае правильной работы схемы ($0 \leq \alpha \leq \pi/2$) это происходит раньше прихода импульса управления на противоположный тиристор. Ток в индуктивности

$$i_L(\vartheta) = \frac{1}{\omega L} \int_{\vartheta_0}^{\vartheta} u_L(\varphi) d\varphi + i_L(\vartheta_0),$$

где $\vartheta = \omega \cdot t$.

В рассматриваемом случае ток в индуктивности возрастает от нуля, поэтому достаточно вычислить первое слагаемое при $\pi - \alpha \leq \vartheta \leq \pi + \alpha$:

$$i_L(\vartheta) = \frac{1}{\omega L} \int_{\pi-\alpha}^{\vartheta} U_m \sin(\varphi) d\varphi = \frac{U_m}{\omega L} \int_{\vartheta}^{\pi-\alpha} d \cos(\varphi) = -\frac{U_m}{\omega L} \cos(\vartheta) - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\alpha),$$

где первое слагаемое обычно называют установившейся составляющей тока (таким был бы ток при всегда включенных тиристорах), а второе называется свободной составляющей, она обусловлена переходным процессом в схеме. В данном случае потерь энергии в схеме нет, поэтому свободная составляющая от времени не зависит.

Теперь рассчитаем действующее значение тока за период:

$$\begin{aligned} i_{L \text{ д}} &= \left[\frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(t) dt \right]^{1/2} = \frac{U_m}{\omega L} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_L^2(\vartheta) d\vartheta \right]^{1/2} = \\ &= \frac{U_m}{\omega L} \left[\frac{2}{\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} (\cos^2 \vartheta + 2 \cos \vartheta \cos \alpha + \cos^2 \alpha) d\vartheta \right]^{1/2} = \\ &= \frac{U_m}{\omega L} \left[\frac{\alpha(1 + 2 \cos^2 \alpha)}{\pi} - \frac{3 \sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2}. \end{aligned}$$

Легко видеть, что при $\alpha = 0$ действующее значение тока равно нулю, а при $\alpha = \pi/2$ действующее значение тока равно $\sqrt{2}U_m / \omega L$.

Подставляя исходные данные, получаем:

$$i_{L \text{ д}} = \frac{311}{314 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} \left[\frac{\frac{\pi}{3} \cdot (1 + 2 \cdot \cos^2 \frac{\pi}{3})}{\pi} - \frac{3 \cdot \sin 2 \frac{\pi}{3}}{2\pi} \right]^{1/2} \cong 145,7 \text{ A}.$$

Задача 6.2

Дана схема тиристорного регулятора реактивной мощности (см. задачу 6.1). Входное напряжение $u_c(t) = U_m \cdot \sin \omega t$. Частота входного напряжения f . Индуктивность дросселя нагрузки L . Найти среднее за полпериода значение $I_{L \text{ ср}}$ выходного тока тиристорного регулятора реактивной мощности при различных значениях угла α управления.

Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6	Найти
U_m , В	311	311	311	100	311	200	$I_{L \text{ ср}}$
f , Гц	50	60	50	400	60	400	
L , мГн	2	5	4	0.25	1	0.05	
α , рад	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	

Задача 6.3

Дана схема тиристорного регулятора переменного тока с активной нагрузкой (рис. 6.3).

Определить:

- действующее значение тока нагрузки регулятора $I_{R \text{ д}}$ при различных значениях угла α управления;
- среднее за полупериод значение $I_{R \text{ ср}}$ тока нагрузки регулятора при различных значениях угла α управления.

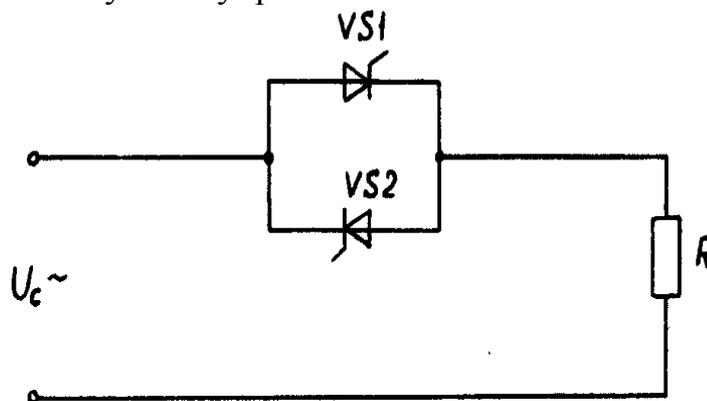


Рис. 6.3

Исходные данные:

Вариант	1	2	3	4	5	6	Найти
U_m , В	311	311	311	311	311	100	$I_{R \text{ д}}$
f , Гц	50	60	50	400	60	400	
R , Ом	10	5	4	1	1	2	
α , рад	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$I_{R \text{ ср}}$

Задача 6.4

Тиристорный регулятор переменного тока нагружен на активно-индуктивную нагрузку. Входное напряжение $u_c(t) = U_m \cdot \sin \omega t$. Частота входного напряжения f . Индуктивность дросселя нагрузки L . Сопротивление нагрузки R .

Определить:

- действующее значение $I_{нд}$ тока нагрузки при различных значениях угла α управления;
- среднее за полпериода значение $I_{нсп}$ тока нагрузки при различных значениях угла α управления.

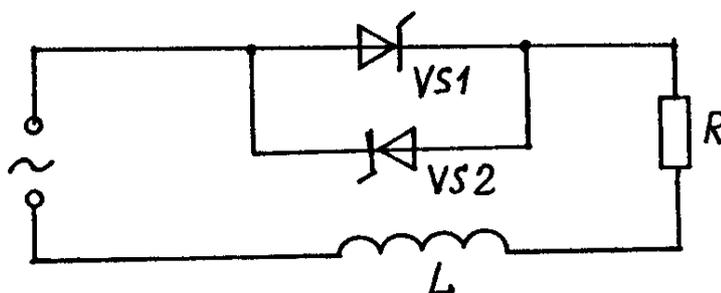


Рис. 6.4

Исходные данные:

Вариант	1	2	3	4	5	6	Найти
U_m , В	100	200	200	100	100	200	$I_{нд}$ $I_{нсп}$
f , Гц	50	60	50	400	60	400	
R , Ом	2	2	3	10	5	5	
L , мГн	2	3	2	2	4	0,1	
α , рад	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{3}$	

Задача 6.5

Тиристорный регулятор переменного тока с отпайками трансформатора нагружен на активное сопротивление. Входное напряжение $u_c(t) = U_m \cdot \sin \omega t$. Частота входного напряжения f . Сопротивление нагрузки $-R$. Количество витков первичной обмотки трансформатора N_1 . Количество витков вторичной обмотки трансформатора $-N_2, N_3$. Угол управления нижней парой тиристоров $VS3$ и $VS4$ равен 0° .

Определить:

- действующее значение тока $I_{нд}$ нагрузки при различных значениях угла α управления верхней парой тиристоров $VS3$ и $VS4$;
- среднее за полупериод значение $I_{нсп}$ тока нагрузки при различных значениях угла α управления верхней парой тиристоров $VS3$ и $VS4$.

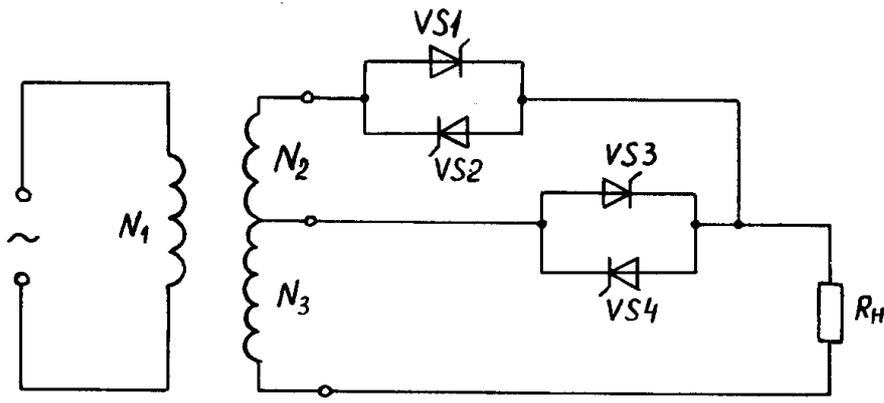


Рис. 6.5

Исходные данные:

Вариант	1	2	3	4	5	6	Найти
$U_m, \text{В}$	311	200	200	100	100	200	$I_{нд}$ $I_{нсп}$
$f, \text{Гц}$	50	60	50	400	60	400	
$R, \text{Ом}$	10	5	12	1	10	5	
N_1	1000	1000	1000	1000	1000	1000	
N_2	200	200	250	700	150	250	
N_3	800	800	750	300	850	750	
$\alpha, \text{рад}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	

Библиографический список

1. **Электрические** и электронные аппараты; Под ред. Ю.К. Розанова М.: Информэлектро 2003.
2. **Розанов Ю.К.** Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат. 1992.
3. **Основы** теории цепей. Зевеке Г.В., Ионкин П.А. и др. Л.: Энергия, 1965.
4. **Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.** Силовая электроника. М.: Издательство МЭИ, 2007.
5. **Электрические** и электронные аппараты. Схемы силовой электроники. Розанов Ю.К., Коробков Ю.С. и др. М.: Издательство МЭИ, 1995
6. **Уильямс Б.** Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1992.
7. **Power Electronics Handbook.** Muhammad H. Rashid. USA, Academic Press, 2001.

Содержание

Введение	3
1. Статические потери в полупроводниковых электронных ключах	4
2. Динамические потери в полупроводниковых электронных ключах	17
3. Тепловые режимы электронных ключей	28
4. Пассивные элементы	32
5. Электронные регуляторы постоянного тока	41
6. Электронные регуляторы переменного тока	49

Учебное издание

Рябчицкий Максим Владимирович
Кваснюк Антон Александрович
Сазонов Владимир Валерьевич
Юров Константин Михайлович
Крайнов Владислав Олегович

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ АППАРАТЫ

сборник задач

Методическое пособие
по курсам
«Электрические и электронные аппараты»
и «Силовая электроника»

Редактор издательства -----

Темплан издания МЭИ 2009,	учеб.	Подписано в печать -----
Печать офсетная	Формат 60×84/16	Физ. печ. л. 3,75
Тираж 500 экз.	Изд. №3	Заказ

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14

Отпечатано в -----