ПРИМЕР ВЫПОЛНЕНИЯ РАСЧЕТНОГО ЗАДАНИЯ
по курсу «Электрические и электронные аппараты»

Часть 1. Расчет схемы с транзистором

Расчетная схема представлена на рис. 1.

Данные для расчета:

E = 40 В; L = 5 мГн; R = 20 Ом; f = 1 кГц; γ = 0,5.

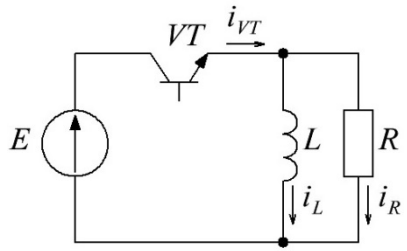


Рис. 1. Расчетная схема

1. Определение токов и напряжений

Рассмотрим переходные процессы в схеме при периодическом включении и выключении транзистора, считая полупроводниковые приборы идеальными.

В момент времени t = 0 транзистор открывается и остается открытым до момента $t_1 = \gamma \cdot T$

Начальные условия: $i_L(0-) = i_L(0+) = I_{L\ \min}$.

Система уравнений, когда транзистор открыт ($0 < t \le \gamma \cdot T$), имеет вид:

$$\begin{cases} i_{VT}(t) = i_L(t) + i_R(t); \\ E = L\dfrac{di_L(t)}{dt}; \\ E = i_R(t) \cdot R. \end{cases}$$

Решив эту систему уравнений с учетом начальных условий, получим зависимости:

$$u_{VT}(t) = 0,$$

$$i_L(t) = I_{L\min} + \frac{E}{L} \cdot t,$$

$$i_{VT}(t) = I_{L\min} + \frac{E}{L} \cdot t + \frac{E}{R}.$$

В момент времени $t_1 = \gamma \cdot T$ транзистор закрывается и остается закрытым до момента $t_2 = T$.

Для удобства будем считать, что расчет производится с момента времени t = 0, а начальные значения токов и напряжений цепи определяются из выражений, полученных в предыдущем пункте для момента времени $t = t_1$.

Начальные условия: $i_L(0-) = i_L(0+) = i_L(t_1) = I_{L\max}$.

Система уравнений, когда транзистор закрыт ($\gamma \cdot T < t \le T$), имеет вид:

$$\begin{cases} i_{VT}(t) = 0; \\ L\dfrac{di_L(t)}{dt} - i_R(t) \cdot R = 0; \\ u_{VT}(t) = E - u_L(t). \end{cases}$$

Ток в дросселе определяется по формуле

$$i_L(t) = i_{L\ \text{св}}(t) + i_{L\ \text{уст}}.$$

Установившееся значение $i_{L\ \text{уст}} = 0$.

Уравнение для свободной составляющей имеет вид:

$$i_{L\ \text{св}}(t) = A \cdot e^{pt}.$$

Для нахождения показателя степени p запишем характеристическое уравнение:

$$R + p \cdot L = 0.$$

Его решение имеет вид $p = -\dfrac{R}{L}$.

Коэффициент A находим из начальных условий:

$$i_L(0) = A \cdot e^{p \cdot 0} + i_{L\ \text{уст}} = I_{L\ \max}.$$

Откуда следует: $A = I_{L\ \max}$.

Окончательное выражение для тока в дросселе:

$$i_L(t) = I_{L\ \max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t}.$$

Напряжение на транзисторе определяется по формуле

$$u_{VT}(t) = E + I_{L\ \max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \cdot R.$$

Используя полученные выражения для токов и напряжений, выполним расчет для двух периодов переключения транзистора.

а) Интервал времени ($\leq 0 < t \leq \gamma \cdot T$)

Будем считать, что до момента включения $i_L = 0$, тогда на этом интервале зависимости искомых величин с учетом данных и начальных условий имеют вид

$$u_{VT}(t) = 0,$$

$$i_L(t) = \frac{E}{L} \cdot t = \frac{40}{5 \cdot 10^{-3}} \cdot t = 8000 \cdot t,$$

$$i_{VT}(t) = \frac{E}{L} \cdot t + \frac{E}{R} = \frac{40}{5 \cdot 10^{-3}} \cdot t + \frac{40}{20} = 8000 \cdot t + 2.$$

б) Интервал времени ($\gamma \cdot T < t \leq T$)

Исходя из выше введенного допущения, будем считать, что транзистор закрывается в момент времени $t = 0$ и остается закрытым в течение времени $(1 - \gamma)T$. Начальные условия: $i_L(0) = I_{L\,\max} = 8000 \cdot \gamma \cdot T = 8000 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}001 = 4$ А.

Зависимости искомых величин с учетом данных и начальных условий имеют вид

$$i_{VT}(t) = 0,$$

$$i_L(t) = I_{L\max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} = 4 \cdot e^{-\frac{20}{5 \cdot 10^{-3}}t} = 4 \cdot e^{-4000t},$$

$$u_{VT}(t) = E + I_{L\max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \cdot R = 40 + 80 \cdot e^{-4000t}.$$

в) Интервал времени ($T < t \leq (1+\gamma) \cdot T$)

Будем считать, что транзистор открывается в момент времени $t = 0$ и остается открытым в течение времени $\gamma \cdot T$. Начальные условия $i_L(0) = I_{L\min} = 4 \cdot e^{-4000(1-\gamma) \cdot T} = 4 \cdot e^{-4000(1-0{,}5) \cdot 0{,}001} = 0{,}5$ А. Тогда на этом интервале зависимости искомых величин с учетом данных и начальных условий имеют вид:

$$u_{VT}(t) = 0,$$

$$i_L(t) = I_{L\min} + \frac{E}{L} \cdot t = 0{,}5 + 8000 \cdot t,$$

$$i_{VT}(t) = I_{L\min} + \frac{E}{L} \cdot t + \frac{E}{R} = 8000 \cdot t + 2{,}5.$$

г) Интервал времени ($(1+\gamma \cdot T) < t \leq 2T$)

Будем считать, что транзистор закрывается в момент времени $t = 0$ и остается закрытым в течение времени $(1-\gamma)T$. Начальные условия $i_L(0) = I_{L\max} = 8000 \cdot \gamma \cdot T + 0{,}5 = 4{,}5$ А. Тогда на этом интервале зависимости искомых величин с учетом данных и начальных условий имеют вид:

$$i_{VT}(t) = 0,$$

$$i_L(t) = I_{L\ \max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} = 4{,}5 \cdot e^{-4000t},$$

$$u_{VT}(t) = E + I_{L\ \max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \cdot R = 40 + 90 \cdot e^{-4000t}.$$

Диаграммы напряжения на транзисторе, токов транзистора и дросселя показаны на рис. 2.

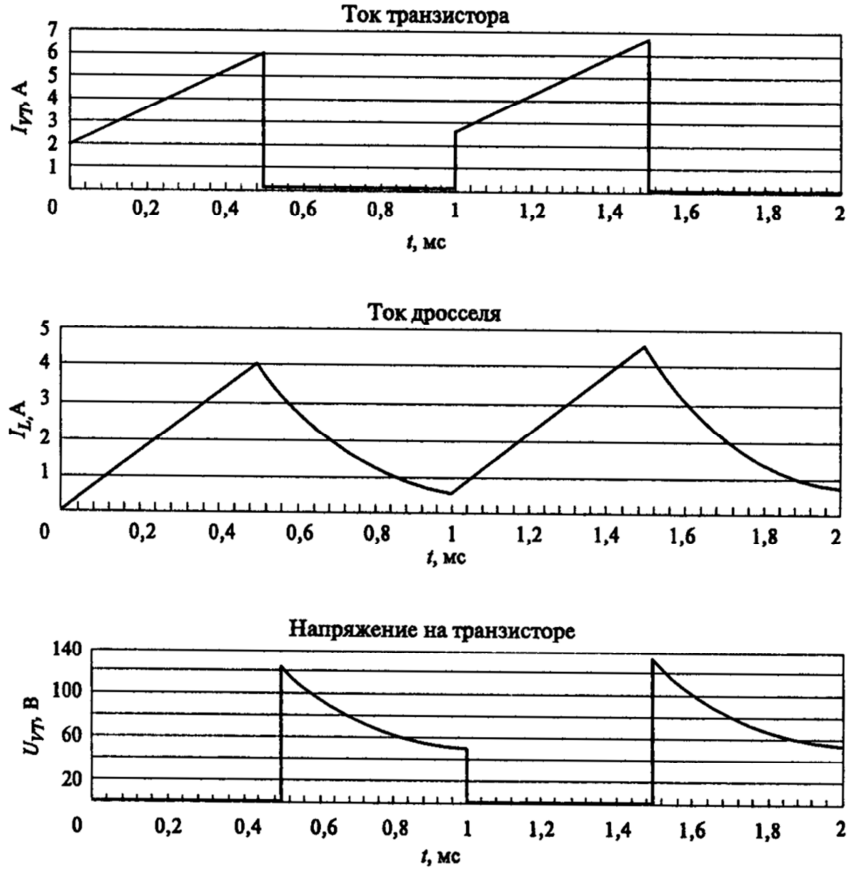


Рис. 2. Диаграммы токов и напряжений

2. Определение токов и напряжений в граничном режиме работы схемы

Граничным называется режим, при котором ток дросселя спадает до нуля за время выключенного состояния транзистора. Принимаем допущение, что граничный режим достигается, когда ток снижается до 1% от максимального значения.

Исходя из вышесказанного, запишем условие граничного режима:

$$I_{L\ \max} \cdot e^{-\frac{R}{L}(1-\gamma)T} = 0{,}01 \cdot I_{L\ \max},$$

Отсюда получаем:

$$R = \frac{\ln 0{,}01^{-1} \cdot L}{(1-\gamma)\cdot T} = \frac{\ln 0{,}01^{-1} \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{(1-0{,}5)\cdot 10^{-3}} = 46 \text{ Ом}.$$

Построим зависимость тока дросселя от времени для граничного режима:

а) Интервал времени ($\le 0 < t \le \gamma \cdot T$)

Будем считать, что до момента включения $i_L = 0$, тогда на этом интервале зависимость с учетом данных и начальных условий имеет вид:

$$i_L(t) = \frac{E}{L} \cdot t = \frac{40}{5 \cdot 10^{-3}} \cdot t = 8000 \cdot t.$$

б) Интервал времени ($\gamma \cdot T < t \le T$)

Будем считать, что транзистор закрывается в момент времени $t = 0$ и остается закрытым в течение времени $(1-\gamma)T$. Начальные условия $i_L(0) = 8000 \cdot \gamma \cdot T = 8000 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}001 = 4\text{А}$.

Зависимость $i_L(t)$ с учетом данных, начальных условий и нового значения R имеет вид:

$$i_L(t) = I_{L\max} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} = 4 \cdot e^{-\frac{46}{5\cdot 10^{-3}}t} = 4 \cdot e^{-9200t}.$$

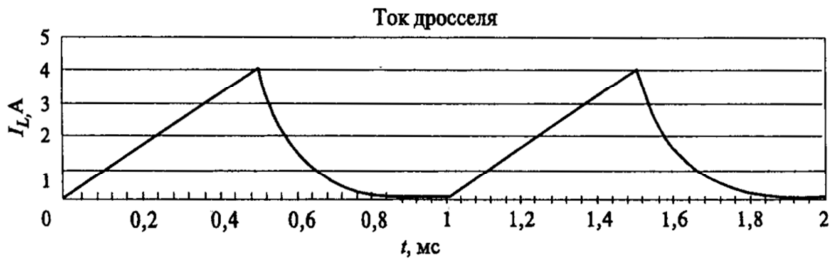


Рис. 3. Диаграмма тока дросселя в граничном режиме

3. Выбор транзистора

Для выбора транзистора необходимо знать максимальные значения тока и напряжения на транзисторе.

Максимальное значение тока транзистора определяется по формуле

$$I_{VT\max} = \frac{E}{L} \cdot \gamma \cdot T + \frac{E}{R},$$

$$I_{VT\max} = \frac{40}{5 \cdot 10^{-3}} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3} + \frac{40}{46} = 4{,}9 \text{ А}.$$

Максимальное напряжение на транзисторе определяется в момент времени $t = 0$:

$$U_{VT\max} = E + I_{L\ \max} \cdot e^{-\frac{R}{L}\cdot 0} \cdot R,$$

где $I_{L\ \max}$ определяется в момент времени $t = \gamma \cdot T$,

$$U_{VT\max} = 40 + 8000 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 46 = 224 \text{ В}.$$

Выберем МОП-транзистор (MOSFET) фирмы *International Rectifier* IRF737LC. В Приложении представлен фрагмент технической документации на данный транзистор, основные параметры которого приведены в табл.1.

Таблица 1. Параметры выбранного транзистора

Тип	$U_{(BR)DSS}$, В	$R_{DS(on)}$, Ом	I_D, А	I_{DSS}, мкА	R_θ, °С/Вт	t_{on}, нс	t_{off}, нс	T_j, °С	Тип корп.
IRF737LC	300	0,75	6,1	25	1,7	6,6	13	150	ТО-3

4. Расчет статических потерь

Для расчета статических потерь идеализируем ВАХ транзистора в соответствии с его электрическими параметрами $R_{DS(on)}$ и I_{DSS}. Тогда статические потери во включенном состоянии определяются по формуле

$$P_{\text{ст, вкл}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\gamma T} i_{VT}^2(t) \cdot R_{DS(on)} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\gamma T} \left(\frac{E}{L}t + \frac{E}{R}\right)^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot dt$$

$$P_{\text{ст, вкл}} = E^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{\gamma^3 T^2}{3L^2} + \frac{\gamma^2 T}{LR} + \frac{\gamma}{R^2}\right) =$$

$$= 40^2 \cdot 0{,}75 \cdot \left(\frac{0{,}5^3 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} + \frac{0{,}5^2 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 46} + \frac{0{,}5}{46^2}\right) = 3{,}6 \text{ Вт}.$$

Статические потери в выключенном состоянии определяются по формуле

$$P_{\text{ст,выкл}} = \frac{1}{T}\cdot\int_0^{(1-\gamma)T} u_{VT}(t)\cdot I_{DSS}\cdot dt = \frac{1}{T}\cdot\int_0^{(1-\gamma)T}\left(E+\frac{ER}{L}\gamma T\cdot e^{-R/L\cdot t}\right)\cdot I_{DSS}\cdot dt$$

$$P_{\text{ст,выкл}} = E\cdot I_{DSS}\cdot\left(1-\gamma-\gamma\cdot e^{-R/L\cdot(1-\gamma)T}\right)=$$

$$=40\cdot 25\cdot 10^{-6}\cdot\left(0{,}5-0{,}5\cdot e^{-46/5\cdot 10^{-3}\cdot 0{,}5\cdot 10^{-3}}\right)=0{,}5\ \text{мВт}.$$

Суммарные статические потери

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{ст, вкл}} + P_{\text{ст, выкл}} = 3{,}6+0{,}0005=3{,}6\ \text{Вт}.$$

5. Расчет динамических потерь

На интервале включения ключ заменяется источником линейно спадающего напряжения (рис. 4).

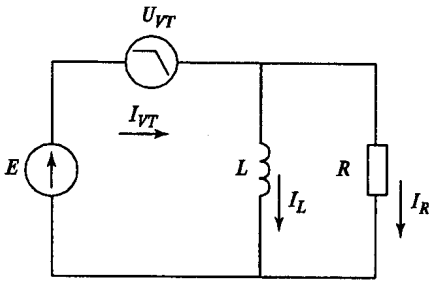


Рис. 4. Расчетная схема для процесса включения

Для нахождения зависимости тока транзистора от времени составим систему уравнений:

$$\begin{cases} i_{VT}(t)=i_L(t)+i_R(t), \\ U_{VT}(t)=E\cdot\left(1-\dfrac{t}{t_{on}}\right), \\ E=U_{VT}(t)+L\dfrac{di_L}{dt}, \\ E=U_{VT}(t)+i_R\cdot R. \end{cases}$$

Находим $i_{VT}(t)$ на интервале включения t_{on} (табл. 1):

$$i_{VT}(t)=\frac{E\cdot t}{R\cdot t_{on}}+\frac{E\cdot t^2}{2\cdot L\cdot t_{on}}.$$

Динамические потери в ключе на интервале включения определяются по формуле

$$P_{\text{д вкл}}=\frac{1}{T}\int_0^{t_{on}} U_{VT}(t)\ i_{VT}(t)\ dt.$$

$$P_{\text{д вкл}}=\frac{1}{T}\int_0^{t_{on}} E\cdot\left(1-\frac{t}{t_{on}}\right)\cdot\left(\frac{E\cdot t}{R\cdot t_{on}}+\frac{E\cdot t^2}{2\cdot L\cdot t_{on}}\right)dt,$$

$$P_{\text{д вкл}}=\frac{E^2}{T}\cdot\left(\frac{t_{on}}{6\cdot R}+\frac{t_{on}^2}{24\cdot L}\right)=\frac{40^2}{10^{-3}}\cdot\left(\frac{6{,}6\cdot 10^{-9}}{6\cdot 46}+\frac{\left(6{,}6\cdot 10^{-9}\right)^2}{24\cdot 5\cdot 10^{-3}}\right)$$

$$P_{\text{д вкл}}=3.8\cdot 10^{-5}\ \text{Вт}.$$

Построим диаграммы напряжения на транзисторе $u_{VT}(t)$, тока транзистора $i_{VT}(t)$ и мгновенной мощности $p_S(t)=i_{VT}(t)\cdot u_{VT}(t)$ на интервале включения (рис. 5).

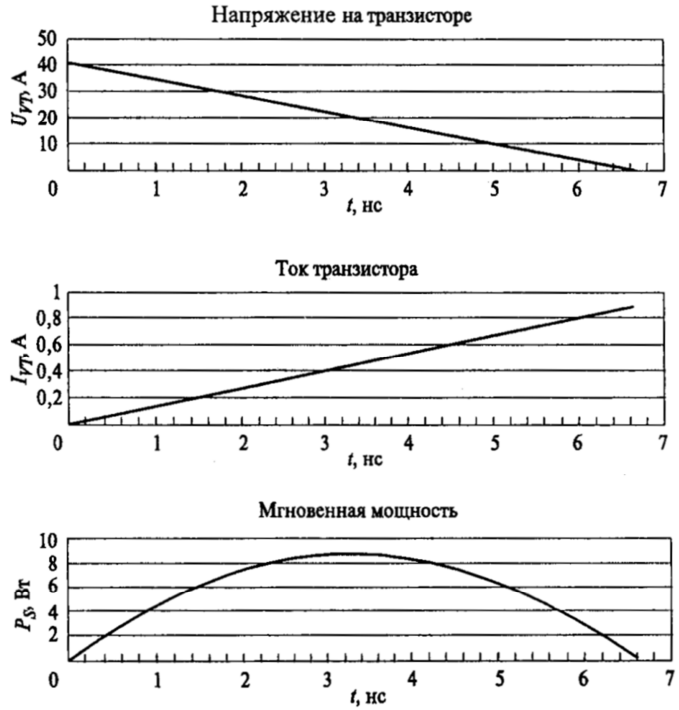


Рис. 5. Зависимости $u_{VT}(t)$, $i_{VT}(t)$, $p_S(t)$ на интервале включения

Для расчета потерь в транзисторе на интервале выключения в соответствии с упрощенной математической моделью ключа заменяем его источником линейно спадающего тока (рис. 6). Т.к. время выключения $t_{off} << T/2$, ток дросселя на интервале выключения можно считать неизменным и равным $I_{L\max}$ (рис. 6).

Для нахождения зависимости напряжения на транзисторе от времени составим систему уравнений:

$$\begin{cases} i_{VT} = i_L + i_R, \\ i_L = I_{L\max} = \dfrac{E}{L}\gamma T, \\ i_{VT} = I_{VT\max} \cdot \left(1 - \dfrac{t}{t_{off}}\right) = \left(I_{L\max} + \dfrac{E}{R}\right) \cdot \left(1 - \dfrac{t}{t_{off}}\right), \\ u_{VT} = E - i_R \cdot R. \end{cases}$$

Находим функцию $u_{VT}(t)$ на интервале $0 - t_{off}$:

$$u_{VT}(t) = \left(E + R \cdot I_{L\max}\right)\frac{t}{t_{off}}.$$

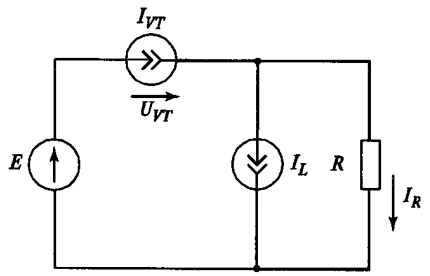


Рис. 6. Расчетная схема на интервале выключения

Динамические потери в ключе на интервале выключения определяются по формуле:

$$P_{\text{д выкл}} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{off}} i_{VT}(t) \cdot u_{VT}(t) \cdot dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^{t_{off}} \left(I_{L\max} + \frac{E}{R}\right) \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) \cdot \left(E + R \cdot I_{L\max}\right)\frac{t}{t_{off}} dt =$$

$$= \frac{R \cdot \left(I_{L\max} + E/R\right)^2 \cdot t_{off}}{6 \cdot T}.$$

Подставив значения параметров, получим:

$$P_{\text{д выкл}} = \frac{46 \cdot \left(4 + 40/46\right)^2 \cdot 13 \cdot 10^{-9}}{6 \cdot 10^{-3}} = 236{,}4 \cdot 10^{-5} \text{ Вт}.$$

Суммарные динамические потери:

$$P_{\text{д}} = 3{,}8 \cdot 10^{-5} + 236{,}4 \cdot 10^{-5} = 2{,}4 \text{ мВт}.$$

Построим диаграммы тока транзистора $i_{VT}(t)$, напряжения на транзисторе $u_{VT}(t)$ и мгновенной мощности $p_S(t) = i_{VT}(t) \cdot u_{VT}(t)$ на интервале выключения (рис. 7).

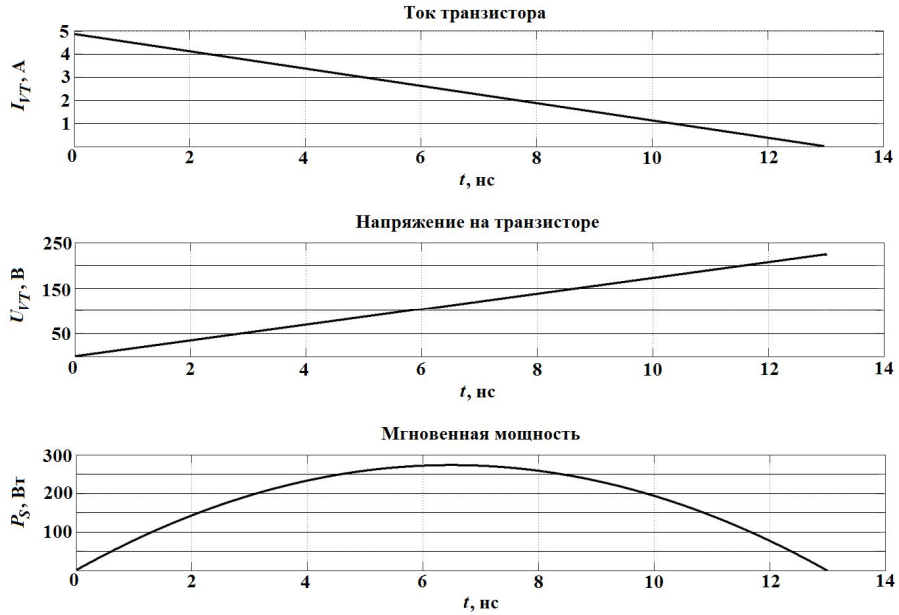


Рис. 7. Зависимости $i_{VT}(t)$, $u_{VT}(t)$, $p_S(t)$ на интервале выключения

6. Расчет охладителя

Схема замещения для теплового расчета представлена на рис. 8, где $P = P_{ст} + P_{д} = 3{,}6$ Вт – суммарные потери в транзисторе; T_j, T_c, T_s и T_a – температуры кристалла, корпуса, охладителя и окружающей среды ($T_j = 150$ °С в соответствии с табл. 1, принимаем $T_a = 40$ °С); $R_{j\text{-}c}$, $R_{c\text{-}s}$ и $R_{s\text{-}a}$ – тепловые сопротивления кристалл - корпус, корпус - охладитель и охладитель - окружающая среда ($R_{j\text{-}c} = 1{,}7$ °С/Вт по табл. 1). Значения тепловых сопротивлений между корпусом и охладителем для типовых корпусов полупроводниковых приборов приведены в табл. 2.

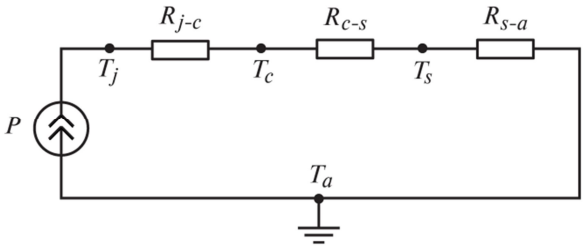
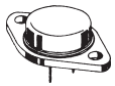
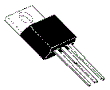
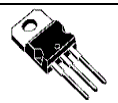


Рис. 8. Схема теплового расчета

Таблица 2. Значения тепловых сопротивлений корпус – охладитель

Тип корпуса		Тип изолирующей прокладки	Тепловое сопротивление $R_{c\text{-}s}$, °С/Вт	
			с силиконовой смазкой	без смазки
ТО-3		Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм) Пластик (50 мкм)	0,1 0,5-0,7 0,7-0,8	0,3 1,2-1,5 1,25-1,45
ТО-66		Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм) Пластик (50-100 мкм)	0,15-0,2 0,6-0,8 0,6-0,8	0,4-0,5 1,5-2 1,2-1,4
ТО-220АВ		Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм)	0,3-0,5 2-2,5	1,5-2 4-6
ТО-220		Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм) Пластик (50 мкм)	0,3-0,55 3-5 3-5	1,5-2 4-6 4,5-6
ТО-3Р(L)		Без изолирующей прокладки Слюда (50-100 мкм)	0,1-0,2 0,5-0,7	0,4-1 1,2-1,5

По табл. 2 определяется значение теплового сопротивления между корпусом транзистора и охладителем для типа корпуса ТО-3: при наличии изолирующей прокладки из пластика и использовании теплопроводящей смазки $R_{c\text{-}s} = 0{,}75$ °С/Вт.

Температура охладителя определяется как

$$T_s = T_j - P \cdot \left(R_{j\text{-}c} + R_{c\text{-}s}\right) = 150 - 3{,}6 \cdot \left(1{,}7 + 0{,}75\right) = 141{,}2 \text{ °C}.$$

Принимаем $T_s = 140$ °С/Вт.

Теплообмен между охладителем и окружающей средой подчиняется закону Ньютона-Рихмана:

$$P = k_{т} \cdot S_{охл} \cdot \left(T_s - T_a\right), \; k_{т} = k_{т,к} + k_{т,и}$$

где P – мощность, рассеиваемая охладителем; $S_{охл}$ – эффективная площадь поверхности охладителя (площадь теплоотводящей поверхности); $k_{т,к}$, $k_{т,и}$ – коэффициенты теплоотдачи конвекцией и излучением.

Для пластинчатого охладителя в вертикальном положении при естественной циркуляции воздуха коэффициент теплопередачи конвекцией можно оценить по формуле:

$$k_{т,к} = A \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt[4]{\frac{T_s - T_a}{D}} = 1{,}28 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt[4]{\frac{100}{5}} = 2{,}7 \cdot 10^{-4} \; \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \cdot \text{°C}},$$

где D – высота пластины (принимаем $D = 5$ см), а коэффициент A выбирается по значению средней температуры (табл. 3).

Таблица 3. Зависимость коэффициента *A* от средней температуры

$T_{ср} = 0{,}5(T_s + T_a)$	10 °С	40 °С	60 °С	80 °С	100 °С	120 °С	150 °С
A	1,4	1,34	1,31	1,29	1,27	1,26	1,24

Коэффициент теплоотдачи излучением может быть оценен по формуле:

$$k_{т,и} = 0{,}235 \cdot 10^{-10} \cdot \varepsilon \cdot \left(T_{ср} + 273\right)^3 =$$

$$= 0{,}235 \cdot 10^{-10} \cdot 0{,}9 \cdot \left(T_{ср} + 273\right)^3 = 10{,}1 \cdot 10^{-4} \; \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \cdot \text{°C}},$$

где ε – степень «черноты» поверхности (ε = 0,9 для окрашенной поверхности).

Площадь охладителя:

$$S \approx \frac{P}{2 \cdot \left(k_{т,к} + k_{т,и}\right) \cdot \left(T_s - T_a\right)} = \frac{3{,}6}{2 \cdot \left(2{,}7 + 10{,}1\right) \cdot 10^{-4} \cdot 100} = 14{,}1 \text{ см}^2.$$

Тогда длина пластины $L = S / D \approx 2{,}8$ см.

ПРИЛОЖЕНИЕ

International IOR Rectifier

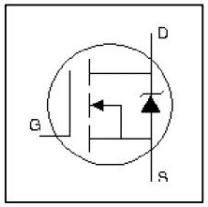
PD - 9.1314

PRELIMINARY

IRF737LC

HEXFET® Power MOSFET

- Reduced Gate Drive Requirement
- Enhanced 30V V_{GS} Rating
- Reduced C_{ISS}, C_{OSS}, C_{RSS}
- Extremely High Frequency Operation
- Repetitive Avalanche Rated



V_{DSS} = 300V

$R_{DS(on)}$ = 0.75Ω

I_D = 6.1A

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	6.1	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	3.9	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	24	
P_D @T_C = 25°C	Power Dissipation	74	W
	Linear Derating Factor	0.59	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±30	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	120	mJ
I_{AR}	Avalanche Current①	6.1	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	7.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.4	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	——	——	1.7	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	——	0.50	——	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	——	——	62	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	300	——	——	V	V_{GS} = 0V, I_D = 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	——	0.391	——	V/°C	Reference to 25°C, I_D = 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	——	——	0.75	Ω	V_{GS} = 10V, I_D = 3.7A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	——	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	2.7	——	——	S	V_{DS} = 50V, I_D = 3.7A
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	——	——	25	μA	V_{DS} = 300V, V_{GS} = 0V
		——	——	250		V_{DS} = 240V, V_{GS} = 0V, T_J = 150°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	——	——	100	nA	V_{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	——	——	-100		V_{GS} = -20V
Q_g	Total Gate Charge	——	——	17	nC	I_D = 6.1A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	——	——	4.8		V_{DS} = 240V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	——	——	7.6		V_{GS} = 10V, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	——	6.6	——	ns	V_{DD} = 150V
t_r	Rise Time	——	21	——		I_D = 6.1A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	——	13	——		R_G = 12Ω
t_f	Fall Time	——	12	——		R_D = 24Ω, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	——	4.5	——	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	——	7.5	——		
C_{iss}	Input Capacitance	——	430	——	pF	V_{GS} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	——	120	——		V_{DS} = 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	——	9.2	——		ƒ = 1.0MHz, See Fig. 5