

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет
Кафедра управления и информатики в технических
и экономических системах

ИМПУЛЬСНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Методические указания к курсовому проектированию
по дисциплине «Электроника»

Составители:
А.С. ГРИБАКИН
В.С. ГРИБАКИН
О.М. КОЧУРОВ

Владимир 2007

УДК 621.383.8
ББК 32.852.3
И54

Рецензент
Кандидат технических наук,
доцент кафедры электротехники и электроэнергетики
Владимирского государственного университета
Г.П. Колесник

Печатается по решению редакционного совета
Владимирского государственного университета

Импульсные высокочастотные транзисторные преобразо-
И54 ватели : метод. указания к курсовому проектированию по
дисциплине «Электроника» / Владим. гос. ун-т ; сост. :
А. С. Грибакин, В. С. Грибакин, О. М. Кочуров. – Владимир :
Изд-во Владим. гос. ун-та, 2007. – 56 с.

Содержат теоретические сведения о работе импульсных транзистор-
ных преобразователей на нагрузку с LC -фильтром. Даны соотношения для
расчета параметров силовой цепи и некоторых вариантов схем управления.

Предназначены для студентов 2 – 3-го курсов специальности 220201 –
управление и информатика в технических системах очного и заочного обу-
чения. Могут быть полезны при выполнении курсовых проектов и работ.

Ил. 20. Библиогр.: 5 назв.

УДК 21.383.8
ББК 32.852.3

Введение

Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине «Электроника» охватывают раздел «Импульсные высокочастотные транзисторные преобразователи» и содержат сведения для расчёта и выбора элементов схем транзисторных преобразователей.

Любое электронное оборудование нуждается в источниках питания (ИП) постоянного напряжения (тока). Такими источниками могут быть либо гальванический элемент (аккумуляторная батарея), либо так называемый вторичный источник, питающийся от промышленной сети и построенный на основе транзисторного преобразователя (ТП). Значения напряжения и токов, необходимые потребителю, самые разнообразные. Отсюда и возникает потребность преобразования. Отметим, что для импульсного вторичного источника питания (ИВП) промышленная сеть является первичным источником.

На рис. 1 приведена достаточно полная классификация современных импульсных транзисторных преобразователей. В основу классификации положен тип ТП, а исходным признаком принят способ передачи энергии от источника питания в нагрузку [1]. Терминологию, которая используется в данной классификации, проще всего уяснить анализируя работу наиболее распространённых ТП, тем более что один и тот же преобразователь может сочетать несколько признаков. Условимся в дальнейшем обращаться к рис. 1 после того, как будет рассмотрен принцип действия очередного ТП.

Схемы ТП состоят из однотипных элементов: триодов, диодов, дросселей, конденсаторов, параметры и характеристики которых известны или могут быть определены. Обычным является применение C - и LC -фильтров, поэтому несмотря на разнообра-

зие схем процессы в силовых цепях ТП описываются ограниченным набором линейных дифференциальных уравнений первого и второго порядка. Число уравнений равно количеству интервалов, на которые разбивается период работы преобразователя, и может достигать трех, четырех. Поскольку ТП – это преобразователь среднего значения напряжения (тока), то для оценки свойств в целом желательно иметь уравнение, характеризующее его работу относительно средних значений напряжения или тока.

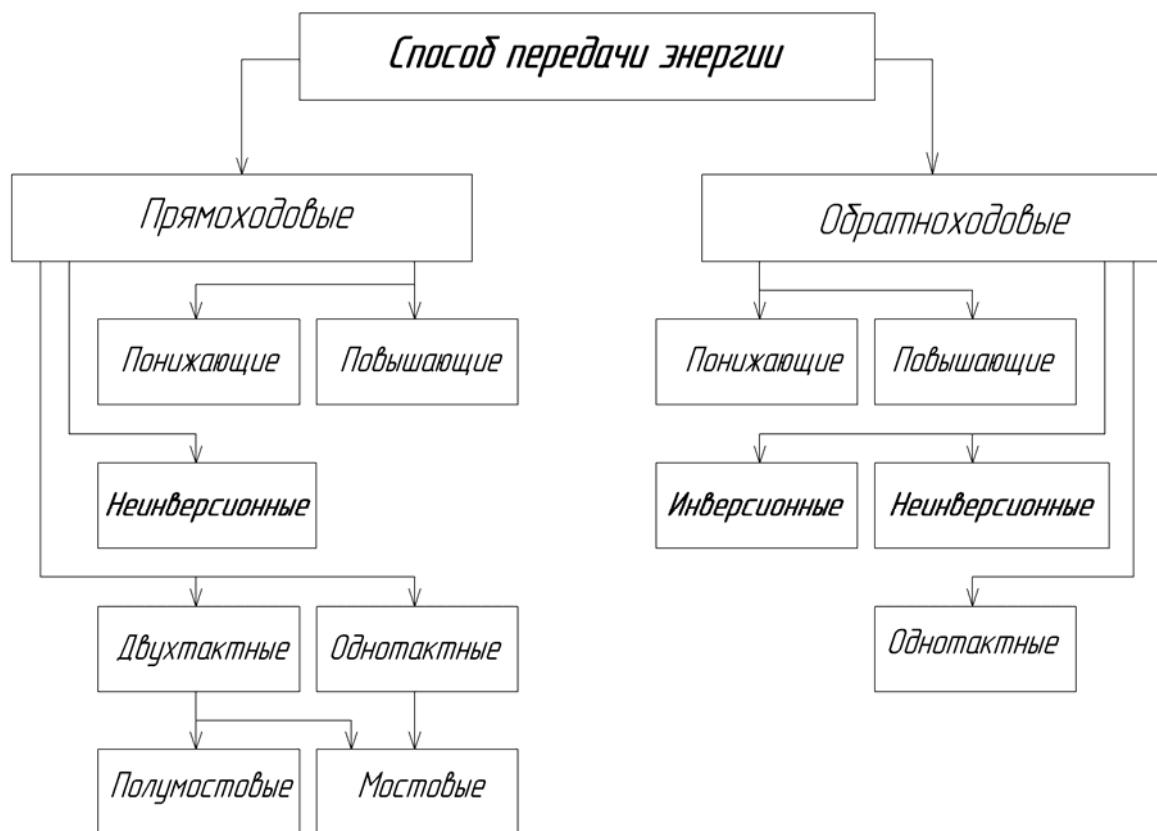


Рис. 1

Используя метод, предложенный в [2], можно на основании системы уравнений получить одно уравнение, справедливое для огибающей среднего значения выбранной величины: u или i . При выводе уравнения нет необходимости учитывать процессы во всех интервалах периода, так как некоторые из них, являясь важными для надёжной работы собственно преобразователя, кратко-

временны и не оказывают существенного влияния на характеристики ТП.

Суть метода заключается в отыскании дифференциального соотношения между средним за период значением u (или i) и его приращением в этом периоде, что принципиально определяет ряд точек, через которые проходит огибающая по средним значениям.

Указанный метод базируется на следующем положении. Триоды и диоды ТП выполняют функции силовых ключей, поэтому его КПД близок к единице и в первом приближении допустимо считать, что энергия, поступающая на вход ТП от источника питания, в преобразованном виде полностью передаётся потребителю, т.е. в нагрузку (Н) (рис. 2). Среднее значение мощности на входе преобразователя равно его мощности на выходе.

$$U_1 I_1 = U_0 I_0,$$

где U_1, U_0, I_1, I_0 – средние значения (постоянные составляющие) входных и выходных напряжений и токов.

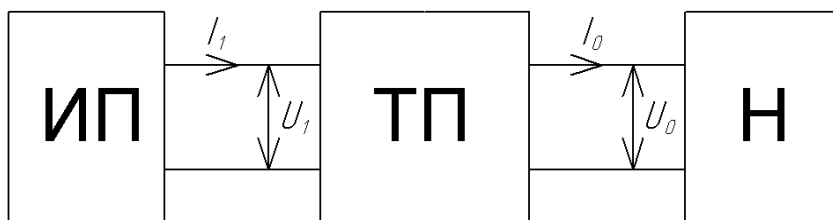


Рис. 2

На базе этого положения в [3] разработан метод расчёта и выбора параметров сглаживающих фильтров импульсных преобразователей, получивший название метода эквивалентного интеграла. Оба указанных метода предполагается рассмотреть на примере анализа работы понижающего ТП, а в дальнейшем использовать их для вывода расчётных соотношений преобразователей других типов.

1. Понижающий транзисторный преобразователь

На рис. 3 приведены схемы понижающего ТП: *a* – принципиальная, *б*, *в*, *г* – замещения и *д* – графики, поясняющие его работу. Напомним, что источником питания ТП может быть аккумуляторная батарея или выпрямитель сетевого (нередко трансформированного) напряжения. В последнем случае обязательно применение входного C_1 - или L_1C_1 -фильтра, который снижает уровень пульсации напряжения U_1 . Расчёт параметров входного и выходного фильтров рассматривается отдельно. U_1 будем считать напряжением источника питания с пренебрежимо малым значением уровня пульсации.

В схеме замещения (рис. 3, *б*) триод V и обратный диод V_0 представлены ключами S_V и S_0 . Состоянию насыщения триода соответствует замкнутое положение S_V , состоянию отсечки – разомкнутое. Если диод V_0 смещён прямо, считается, что ключ S_0 замкнут, если смещён обратно – разомкнут. Схема справедлива только для постоянных составляющих токов и напряжений, действующих в ТП. Здесь I_1 – ток, потребляемый преобразователем; I_0 – ток нагрузки; I_{V0} – ток обратного диода; $R_{кэ.н}$ и R_{V0} – сопротивления насыщенного триода и прямосмещенного обратного диода – невелики, но это конечные величины, которые являются причиной роста потерь, а следовательно, снижения КПД преобразователя особенно на высоких частотах переключения.

На практике определение сопротивлений $R_{кэ.н}$ и R_{V0} в каждом отдельном случае затруднительно, поскольку они зависят от величины протекающего тока, материала, из которого выполнен прибор, степени насыщения. Проще сразу учесть падение напряжения на насыщенном триоде $U_{кэ.н}$ и прямосмещённом диоде U_{V0} , руководствуясь справочными данными. Будем также считать, что активное сопротивление обмотки дросселя и соединительных проводников пренебрежимо мало $R_{\phi} = 0$. Это объясняется тем, что транзисторные преобразователи, как правило, работают на высоких частотах и для получения необходимой величины индуктивности дросселя не требуется большого количества

витков, поэтому линейная длина провода обмотки и её сопротивление незначительны.

Чтобы упростить выкладки, здесь и в дальнейшем исходим из предположения, что внутреннее сопротивление источника питания U_1 пренебрежимо мало $r_{\text{вн}} \approx 0$, ток нагрузки I_0 сильно сглажен.

1.1. Уравнения понижающего ТП

Схемы замещения на рис. 3, в, г поясняют процессы в интервалах импульса $T_{\text{и}}$ и паузы $T_{\text{п}}$. В интервале импульса (см. рис. 3, в) триод V насыщен, диод V_0 закрыт, к дросселю и нагрузке приложено напряжение питания U_1 . На концах обмотки дросселя наводится противоэдс, препятствующая быстрому нарастанию тока. В интервале паузы $T_{\text{п}}$ (см. рис. 3, г) противоэдс на концах обмотки дросселя меняет знак, открывается обратный диод V_0 , при этом ток, сохраняя направление, протекает в контуре

$$(+L_0 - C_0 || R_{\text{н}} - (-U_{V_0}) - (-)L_0.$$

Уравнения процессов цепи нагрузки в интервалах импульса и паузы

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + U_{\text{кЭ.н}} + u_0 = U_1, \quad L_0 \frac{di_2}{dt} + U_{V_0} + u_0 = 0, \quad (1)$$

где i_1 и i_2 – мгновенные значения тока i_{L_0} в интервалах импульса и паузы; u_0 – мгновенные значения напряжения на нагрузке. Учитывая, что u_0 и i_{L_0} мало изменяются за период работы преобразователя, производные в уравнениях можно заменить приращениями

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{\Delta i_1}{K_3 T}, \quad \frac{di_2}{dt} \approx \frac{\Delta i_2}{(1 - K_3) T}, \quad (2)$$

где Δi_1 , Δi_2 – приращения в интервалах импульса и паузы соответственно; $K_3 = T_{\text{и}}/T$ – коэффициент запаздывания; T – период.

Предположим, что действие сигнала управления преобразователем приводит к небольшому по сравнению с периодом T изменению длительности импульса $T_{\text{и}}$. Найдём уравнение преобразователя по огибающей среднего значения выходного напряжения u_0 . На рис. 3, д, начиная с периода $3T$, обозначено увеличение длительности $T_{\text{и}}$. Среднее за период приращение тока

$$\Delta i_{\text{ср}} = \Delta i_1 + \Delta i_2.$$

Из уравнений (1), (2) найдём Δi_1 , Δi_2 и $\Delta i_{\text{ср}}$:

$$\Delta i_1 = \frac{U_1 - (U_{кЭ.Н} + u_0)}{L_0} K_3 T, \quad \Delta i_2 = \frac{-(U_{V0} + u_0)}{L_0} (1 - K_3) T, \quad (3)$$

$$\Delta i_{cp} = \frac{U_1 - (U_{кЭ.Н} + u_0)}{L_0} K_3 T + \frac{-(U_{V0} + u_0)}{L_0} (1 - K_3) T.$$

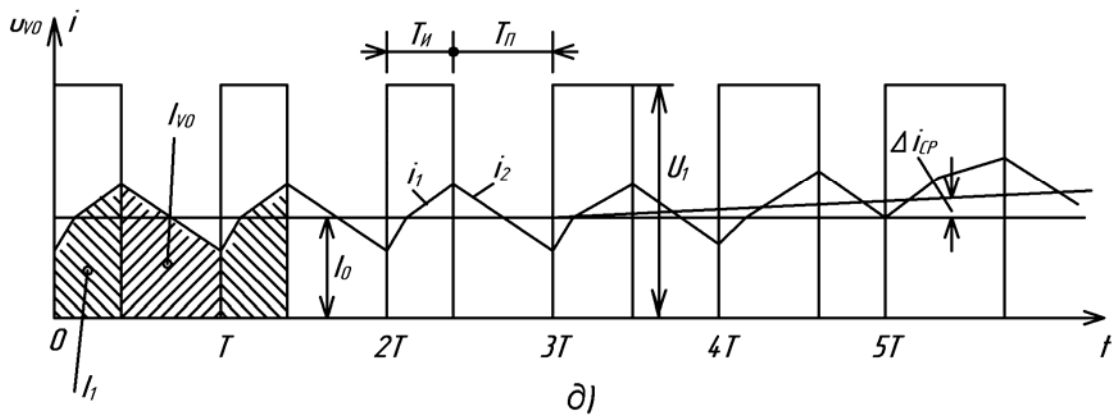
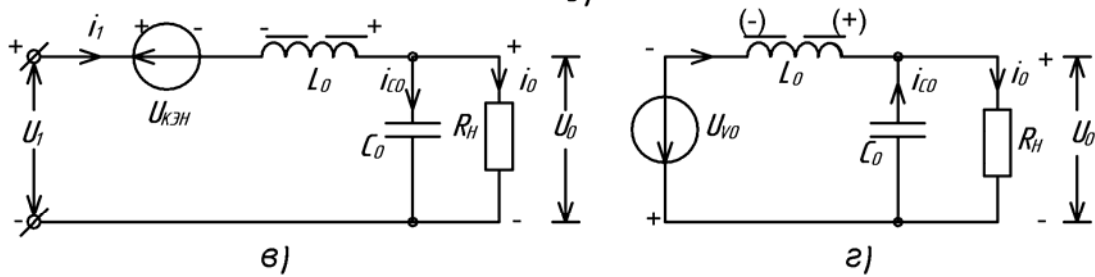
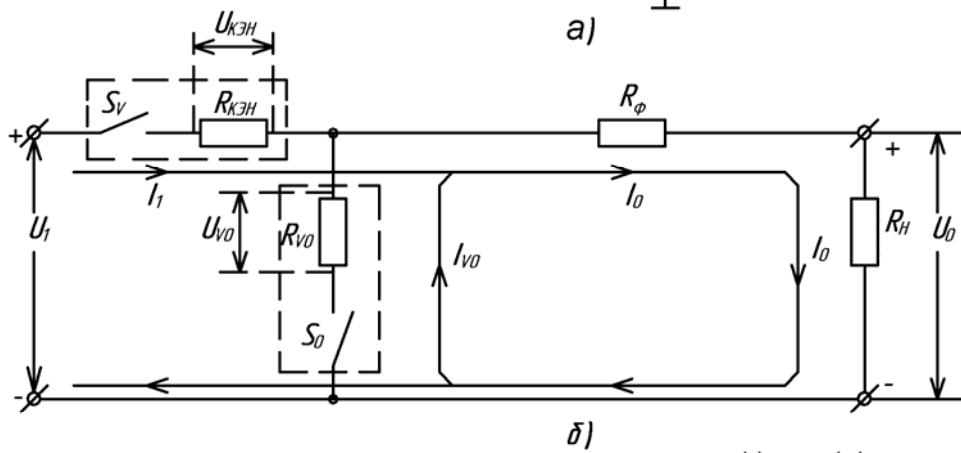
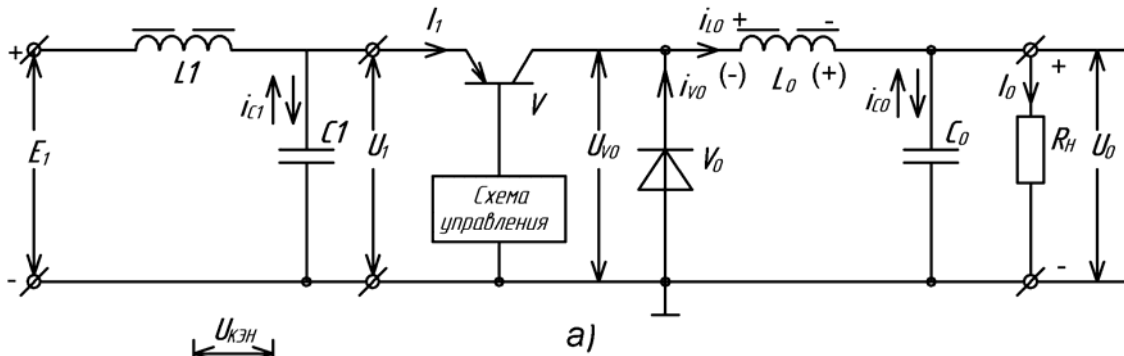


Рис. 3

Рассматривая приращение Δi_{cp} как дифференциал $\Delta i_{\text{cp}} = T(di_{\text{cp}}/dt)$ с учётом, что

$$i_{\text{cp}} = C_0 \frac{du_0}{dt} + \frac{u_0}{R_{\text{H}}}, \quad (4)$$

после подстановки (4) в (3) найдём уравнение силовой цепи понижающего ТП относительно средних значений напряжений

$$L_0 C_0 \frac{d^2 u_0}{dt^2} + \frac{L_0}{R_{\text{H}}} \frac{du_0}{dt} + U_{\text{кЭ.н}} K_3 + U_{\nu 0} (1 - K_3) + u_0 = K_3 U_1, \quad (5)$$

где u_0 – текущее среднее значение напряжения нагрузки.

В установившемся режиме работы преобразователя уравнение (5) принимает вид

$$U_{\text{кЭ.н}} K_3 + U_{\nu} (1 - K_3) + U_0 = K_3 U_1, \quad (6)$$

где U_0 – установившееся среднее значение напряжения.

Наконец, формула для расчёта выходного напряжения имеет вид

$$U_0 = K_3 U_1 - U_{\text{кЭ.н}} K_3 - U_{\nu 0} (1 - K_3). \quad (7)$$

Выражение (6) – исходное для вывода расчётных формул. По условиям работы преобразователя средние уровни тока I_1 , потребляемого от ИП, и тока нагрузки I_0 приняты равными, отсюда следует

$$I_1 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{и}}} I_0 dt = \frac{T_{\text{и}}}{T} I_0 = K_3 I_0. \quad (8)$$

Разрешив (7) относительно K_3

$$K_3 = \frac{T_{\text{и}}}{T} = \frac{U_0 + U_{\nu 0}}{U_1 - U_{\text{кЭ.н}} + U_{\nu 0}}, \quad (9)$$

получим

$$I_1 = I_0 \frac{U_0 + U_{\nu 0}}{U_1 - U_{\text{кЭ.н}} + U_{\nu 0}}. \quad (10)$$

КПД преобразователя

$$\eta = \frac{U_0}{U_1} \frac{I_0}{I_1} = \frac{U_0}{U_1} \frac{1}{K_3}$$

или

$$\eta = \frac{U_0}{U_1} \frac{U_1 - U_{\text{кЭ.н}} + U_{\nu 0}}{U_0 + U_{\nu 0}}. \quad (11)$$

1.2. Определение параметров выходного фильтра

Как и при выводе уравнений (5), (6), исходим из предположения, что напряжение питания U_1 и ток нагрузки сильно сглажены и их пульсациями можно пренебречь. Целесообразно также не учитывать потери в преобразователе, а при отсутствии потерь допустимо считать, что:

1) вся энергия, запасаемая в электромагнитном поле конденсатора C_0 в интервале импульса $T_{и}$, полностью поступает в нагрузку в интервале паузы $T_{п}$;

2) средние за период значения напряжения на концах обмотки дросселя и тока через конденсатор равны нулю.

На рис. 4 изображены схемы и графики, поясняющие процессы в преобразователе: *а* – принципиальная схема ТП без входного фильтра; *б*, *в* – эквивалентные схемы для интервалов импульса и паузы; *г*, *д*, *е*, *ж* – графики токов и напряжений. Последние дают идеализированную картину процессов изменения i_{L0} , u_{L0} , i_{C0} , u_{C0} . Например, форма эдс (напряжения), наводимой на концах обмотки дросселя u_{L0} , отличается от прямоугольной; ток i_{L0} в интервалах $T_{и}$ и $T_{п}$ в действительности изменяется по закону экспоненты. Но на достаточно высоких частотах переключения форма реальных процессов весьма близка к идеализированной. Кроме того, идеализация позволяет существенно упростить вывод формул для расчёта параметров фильтра.

Итак, если не учитывать потери, то уравнения (6) и (1) соответственно в установившемся режиме работы ТП примут вид:

$$U_0 = K_3 U_1, \quad (12)$$

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + U_0 = U_1, \quad L_0 \frac{di_2}{dt} + U_0 = 0, \quad (13)$$

где i_1 и i_2 – ток дросселя i_{L0} в интервалах $T_{и}$ и $T_{п}$.

После подстановки (12) в (13) находим выражения для производных

$$\frac{di_{L0}}{dt} = \frac{U_1(1-K_3)}{L_0}, \quad \frac{di_{L0}}{dt} = -\frac{U_1 K_3}{L_0}.$$

Поскольку производные di_{L0}/dt – величины постоянные, то их можно заменить отношениями

$$\frac{di_{L0}}{dt} = \frac{\Delta I_{L0}}{K_3 T} \quad \text{и} \quad \frac{di_{L0}}{dt} = \frac{\Delta I_{L0}}{(1-K_3)T}.$$

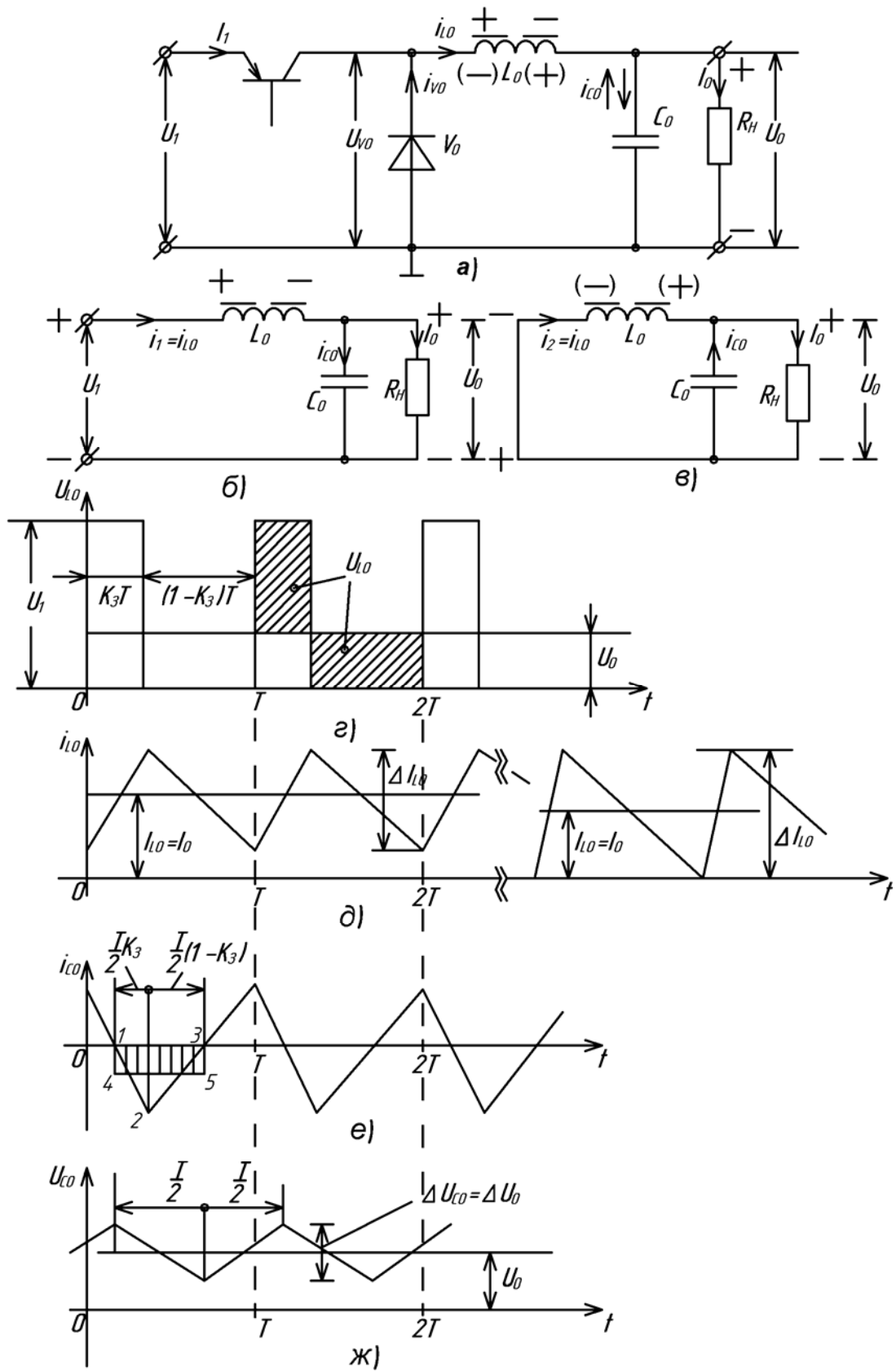


Рис. 4

Отсюда получаются формулы для расчёта пульсации тока ΔI_{L0} или индуктивности L_0

$$\Delta I_{L0} = (1 - K_3)K_3T \frac{U_1}{L_0}, \quad L_0 = (1 - K_3)K_3T \frac{U_1}{\Delta I_{L0}}. \quad (14)$$

В соответствии с законом Кирхгофа ток i_{L0} в узле А равен $i_{L0} = i_{C0} + I_0$ (см. рис. 4, б, в, д), следовательно, ток $i_{C0} = i_{L0} - I_0$ и имеет форму, указанную на рис. 4, е. Изменения напряжения на конденсаторе U_{C0} отстают от изменения тока i_{C0} по времени (по фазе на 90°). Судя по графикам (см. рис. 4, е, ж), разряд конденсатора, т.е. уменьшение напряжения, U_{C0} начинается при $t \geq K_3T/2$, когда ток i_{C0} становится отрицательным, и продолжается до момента времени $t = K_3T + (1 - K_3)T/2$. Длительность процесса разряда (как и заряда) равна $T/2$.

На участке 1 – 2 (см. рис. 4, е) процесс изменения тока i_{C0} описывается уравнением

$$i_{C0} = \frac{1/2\Delta I_{L0}}{1/2K_3T}t = \frac{\Delta I_{L0}}{K_3T}t.$$

При этом приращение напряжения на конденсаторе C_0 составит

$$\Delta U_{C0(1-2)} = \frac{1}{C_0} \int_0^{K_3T/2} \frac{\Delta I_{L0}}{K_3T}t dt = \frac{\Delta I_{L0}}{8C_0} K_3T.$$

На участке 2 – 3 процесс изменения тока i_{C0} описывается уравнением

$$i_{C0} = \frac{1}{2}\Delta I_{L0} - \frac{\Delta I_{L0}}{(1 - K_3)T}t = \Delta I_{L0} \left[\frac{1}{2} - \frac{t}{(1 - K_3)T} \right].$$

Приращение напряжения на конденсаторе C_0 за интервал времени $(1 - K_3)T/2$

$$\Delta U_{C0(2-3)} = \frac{1}{C_0} \int_0^{(1-K_3)T/2} \Delta I_{L0} \left[\frac{1}{2} - \frac{t}{(1 - K_3)T} \right] dt = \frac{\Delta I_{L0}}{8C_0} (1 - K_3)T.$$

Полное приращение напряжения на конденсаторе за полу-период

$$\Delta U_{C0} = \Delta U_{C0(1-2)} + \Delta U_{C0(2-3)} = \frac{\Delta I_{L0}}{8C_0} T.$$

Несложно доказать, что точно такой же результат получается при разряде (заряде) конденсатора постоянным током, равным $\Delta I_{L0}/4$,

$$i_{C0} = \frac{\Delta I_{L0}}{4} = C_0 \frac{du_{C0}}{dt}.$$

Так как производная напряжения на конденсаторе является в данном случае постоянной величиной и может быть заменена отношением $\Delta U_{C0}/0,5T$ (см. рис. 4, ж), то получим

$$C_0 \frac{du_{C0}}{dt} = C_0 \frac{\Delta U_{C0}}{0,5T} = \frac{\Delta I_{L0}}{4},$$

отсюда

$$\Delta U_{C0} = \frac{\Delta I_{L0}}{8C_0} T. \quad (15)$$

Возможность замены фактического тока разряда (заряда) i_{C0} эквивалентным $\Delta I_{L0}/4$ обусловлена равенством их интегралов за время полупериода $T/2$ (т.е. равенством площадей фигур 1 – 2 – 3 и 1 – 4 – 5 – 3). Этим объясняется название метода – «метод эквивалентного интеграла». С учётом (14) выражение (15) может быть представлено в виде

$$\Delta U_{C0} = \Delta U_0 = (1 - K_3) K_3 \frac{U_1 T^2}{8L_0 C_0} = (1 - K_3) K_3 \frac{U_1}{8L_0 C_0 f^2}. \quad (16)$$

Таким образом получены формулы для расчёта уровня пульсации напряжения нагрузки преобразователя. А необходимая величина $L_0 C_0$ по заданному допустимому уровню пульсации рассчитывается по формуле

$$L_0 C_0 = (1 - K_3) K_3 \frac{U_1 T^2}{8\Delta U_{C0}} = (1 - K_3) K_3 \frac{U_1}{8\Delta U_{C0} f^2}. \quad (17)$$

Чтобы наглядно представить зависимость $\Delta U_{C0} = f(K_3)$, построим её графики, задав значения параметров ТП. $U_1 = 20$ В. Сочетания величин L_0 и C_0 : 100 мкГн и 1000 мкФ; 200 мкГн и 500 мкФ; 500 мкГн и 200 мкФ; 500 мкГн и 2000 мкФ. При первых трёх сочетаниях L_0 и C_0 произведение $L_0 C_0 = 10^{-7}$, в последнем случае $L_0 C_0 = 10^{-6}$. Частоты, на которых работает ТП: $f_1 = 10$ кГц, $f_2 = 20$ кГц.

Из графиков, приведённых на рис. 5, и анализа формул следуют выводы: 1) уровень пульсации напряжения нагрузки уменьшается с ростом величины $L_0 C_0$; 2) для снижения уровня

пульсации необходимо по возможности увеличивать частоту, на которой работает преобразователь; 3) максимум напряжения $\Delta U_{C0} = \Delta U_0$ приходится на значение $K_3 = 0,5$.

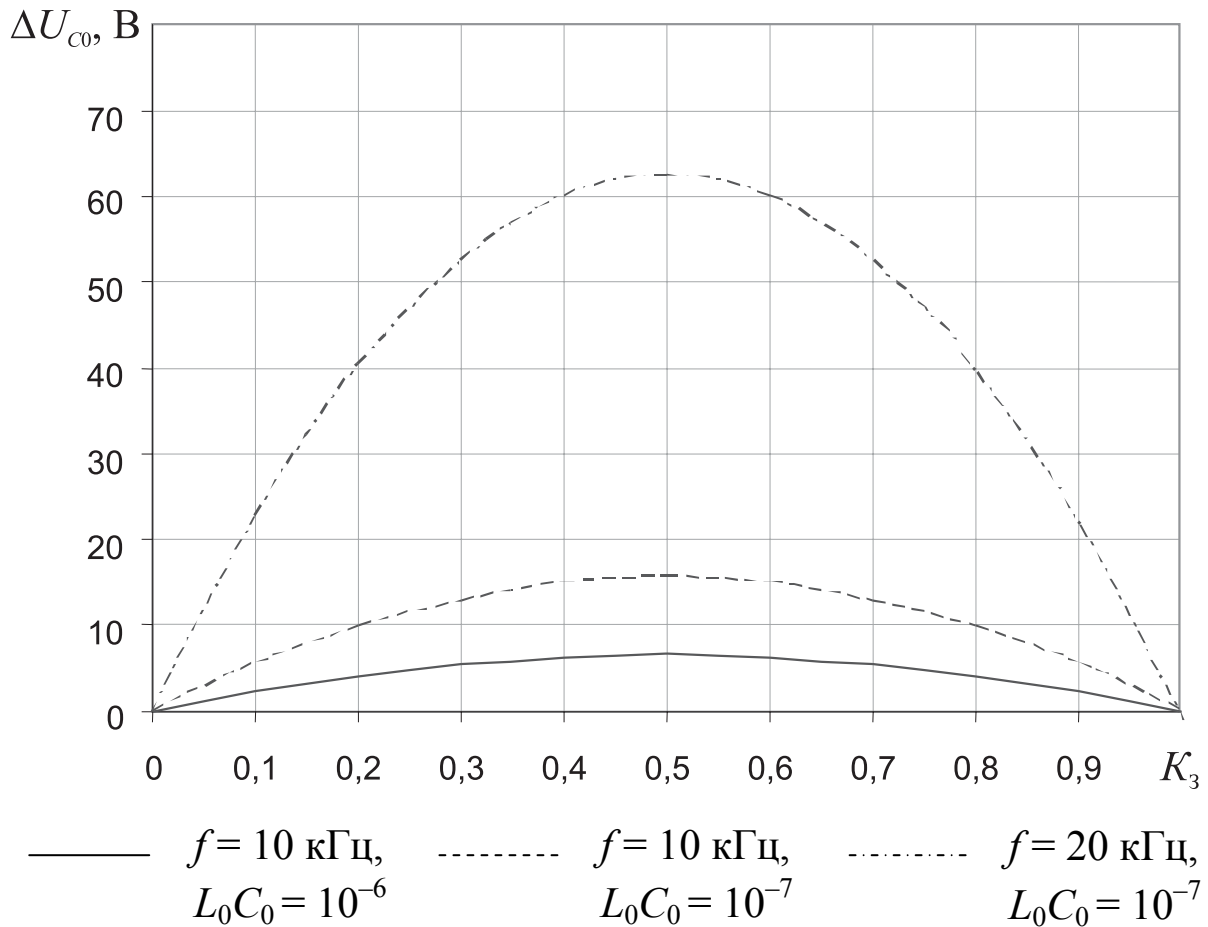


Рис. 5

Теперь отметим одно важное условие. Полученные расчётные соотношения и выводы справедливы лишь в том случае, когда ток через обмотку дросселя i_{L0} неразрывный, т.е. имеет так называемую гладкую составляющую. Обратимся к рис. 6, поясняющему смысл сказанного. Как и прежде, постоянные составляющие (средние значения) токов через обмотку дросселя I_{L0} и нагрузку I_0 приняты равными. Минимальный же уровень мгновенного значения i_{L0} определяет величину гладкой составляющей тока дросселя $i_{L\text{мин}}$. Если $i_{L\text{мин}} > 0$, то говорят, что ток i_{L0} неразрывный. По рис. 6 нетрудно проследить, как с уменьшением K_3 (длительности импульса $T_{и}$) постепенно снижается $I_{L0} = I_0$, растёт размах колебаний ΔI_{L0} . При некотором $K_3 = K_{3\text{кр}}$ пульсация тока достигает критиче-

ского значения $\Delta I_{L0} = 2I_{L0} = 2I_0$, а гладкая составляющая $i_{L\text{мин}} = 0$. Дальнейшее уменьшение K_3 приводит к режиму разрывных токов и росту уровня пульсации выходного напряжения U_0 .

Чтобы избежать режима разрывных токов, следует либо ограничить диапазон регулирования K_3 ($T_{и}$), либо увеличить частоту, на которой работает преобразователь, либо, наконец, увеличить индуктивность L_0 сглаживающего дросселя. Обычной практикой является расчёт критического минимального значения индуктивности $L_{0\text{КР}}$ при выбранной частоте и заданном диапазоне изменения K_3 : $K_{3.\text{мин}} \leq K_3 \leq K_{3.\text{макс}}$.

Для расчёта $L_{0\text{КР}}$ можно использовать формулу (14) как исходную

$$L_0 = (1 - K_3)T \frac{K_3 U_1}{\Delta I_{L0}}.$$

Если учесть, что напряжение на нагрузке $U_0 = K_3 U_1$, $T = 1/f$, а на границе режима разрывных токов $K_3 = K_{3.\text{мин}}$, $\Delta I_{L0} = 2I_{L0} = 2I_0$, то после подстановок и некоторых преобразований получим расчётное соотношение

$$L_{0\text{КР}} \geq (1 - K_{3.\text{мин}}) \frac{U_0}{f \cdot 2I_0}. \quad (18)$$

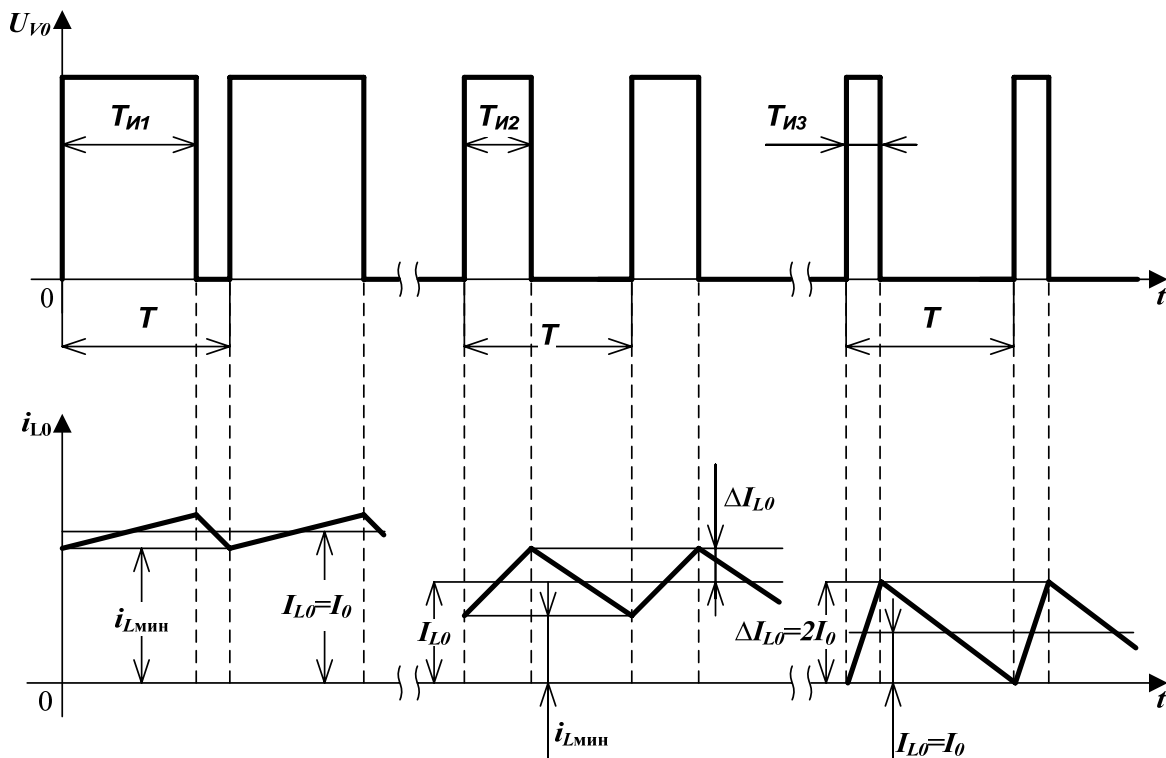


Рис. 6

1.3. Определение параметров входного фильтра

Известно, что источником питания может быть аккумуляторная батарея или промышленная сеть, например 220 В, 50 Гц. В первом случае для уменьшения импульсной составляющей тока, потребляемого преобразователем, желательно применять входной LC -фильтр. Параметры фильтра рассчитываются из условия минимума пульсаций тока. Если же источником является выпрямитель, подключённый к вторичной обмотке силового трансформатора с невысоким напряжением, то применение LC -фильтра становится необходимым для надёжного функционирования ТП. Параметры фильтра рассчитываются из условия минимума пульсаций напряжения питания преобразователя.

1.3.1. Источник питания ТП – аккумуляторная батарея

На рис. 7, а приведена полная схема силовой части преобразователя с входным L_1C_1 -фильтром. Расчётные соотношения предполагается получить известным уже методом эквивалентного интеграла. Как и ранее, I_0, I_1 – средние значения тока нагрузки и тока, потребляемого от ИП, соответственно; пульсации токов невелики; сопротивления потерь не учитываются (рис. 7, б).

В интервале времени K_3T , когда триод V включён, конденсатор C_1 разряжается током, равным разности тока нагрузки I_0 и батареи I_1 , т.е.

$$i_c = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = I_0 - I_1.$$

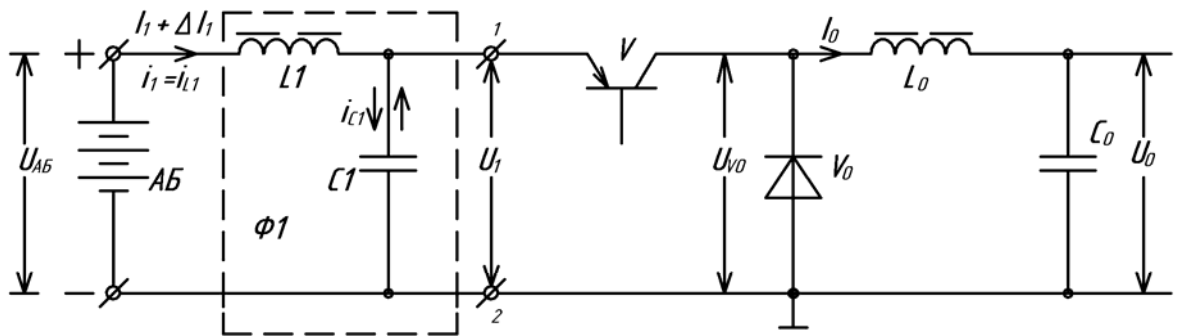
При этом производная напряжения на конденсаторе – величина постоянная и может быть заменена отношением $\Delta U_{C1}/K_3T$, следовательно

$$\Delta U_{C1} = \frac{I_0 - I_1}{C_1} K_3T.$$

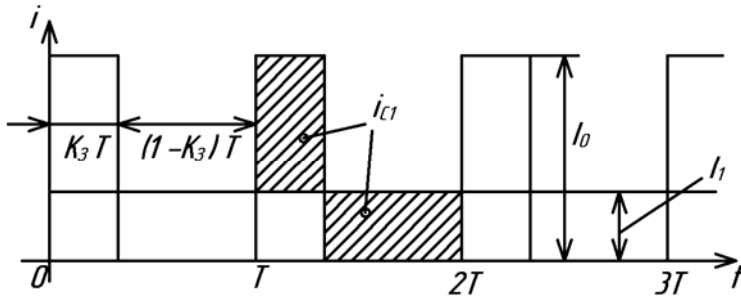
Если учесть, что $I_1 = K_3I_0$, то

$$\Delta U_{C1} = (1 - K_3)K_3T \frac{I_0}{C_1}. \quad (19)$$

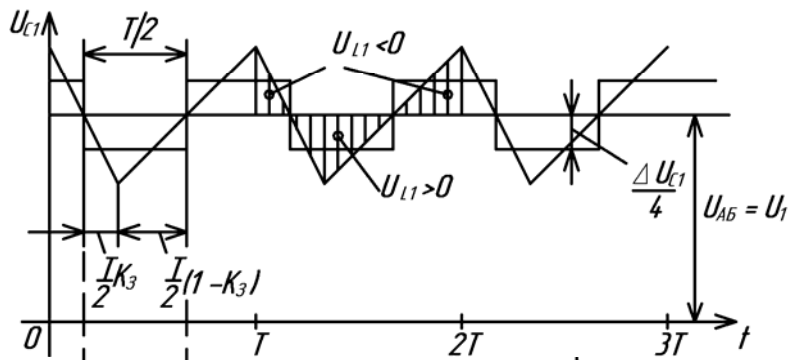
На рис. 7, в, г показано, что в интервале времени $K_3T/2 < t < K_3T + (1 - K_3)T/2$ к дросселю L_1 фильтра Φ_1 приложено положительное напряжение $u_{L1} = U_1 - u_{C1}$, и это вызывает рост тока в нём.



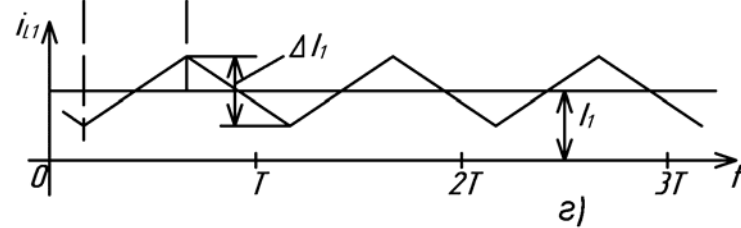
а)



б)



в)



г)

Рис. 7

Согласно методу эквивалентного интеграла напряжение u_{L1} в этом интервале времени может быть заменено средним значением, численно равным $\Delta U_{C1}/4$, а значит, в этом интервале действительно уравнение

$$U_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{\Delta U_{C1}}{4}.$$

Постоянная во времени производная может быть заменена отношением приращений

$$L_1 \frac{di_1}{dt} \approx L_1 \frac{\Delta I_1}{T/2} = \frac{\Delta U_{C1}}{4}; \quad \Delta I_1 = T \frac{\Delta U_{C1}}{8L_1}$$

или с учётом (19)

$$\Delta U_{C1} = (1 - K_3) K_3 T^2 \frac{I_0}{8L_1 C_1} = (1 - K_3) K_3 \frac{I_0}{8f^2 L_1 C_1}. \quad (20)$$

Имея расчётные соотношения (19), (20), нетрудно определить пульсации тока источника питания при заданных параметрах фильтра Φ_1 или, наоборот, выбрать параметры фильтра, которые обеспечивают допустимый уровень пульсации тока ΔI_1 или напряжения ΔU_{C1} .

1.3.2. Источник питания ТП – выпрямитель

На рис. 8, а приведена схема силовой части ТП, который питается от выпрямителя с Г-образным LC-фильтром, подключённого к вторичной обмотке трансформатора. На рис. 8, б собственно преобразователь вместе с нагружающей его выходной цепью (L_0 , C_0 , R_H) представлен эквивалентным сопротивлением $R_{\Sigma} = U_1/I_1$.

В цепи фильтра и эквивалентной нагрузки действуют переменные и постоянные составляющие напряжения

$$\Delta U_B = \Delta I_1 Z, \quad \Delta U_1 = \Delta I_1 Z', \quad \Delta U_1 = \Delta U_B \cdot \frac{Z'}{Z},$$

$$U_{B0} = I_1 R_{\Phi 1} + U_{1.0},$$

где ΔU_B , ΔU_1 – переменные составляющие напряжений до и после фильтра (напряжения пульсации), U_{B0} и $U_{1.0}$ – постоянные составляющие выпрямленного напряжения и напряжения на выходе фильтра; ΔI_1 и I_1 – переменная и постоянная составляющие потребляемого от выпрямителя тока; Z' – сопротивление параллельно соединённых R_{Σ} и конденсатора C_1 $X_{C1} = 1/\omega C_1$; Z – полное сопротивление цепи, нагружающей выпрямитель по переменному току.

На практике активное сопротивление дросселя $R_{\Phi 1} \ll R_{\Sigma}$, поэтому $U_{B0} \approx U_{1.0}$. Сопротивление конденсатора C_1 переменной

составляющей тока ΔI_1 должно быть во много раз меньше сопротивления R_{Σ} , иначе он не будет выполнять функции фильтра. Отсюда следует, что

$$\dot{Z}' = R_{\Sigma} // \frac{1}{jm\omega C_1} \approx \frac{1}{jm\omega C_1}, \quad Z' = \frac{1}{m\omega C_1},$$

где m – число фаз выпрямления.

Полное сопротивление цепи, нагружающей выпрямитель по переменному току

$$\dot{Z} = R_{\Phi 1} + j(m\omega L_1 - \frac{1}{m\omega C_1}) \approx j \frac{m^2 \omega^2 L_1 C_1 - 1}{m\omega C_1}; \quad Z = \frac{m^2 \omega^2 L_1 C_1 - 1}{m\omega C_1}.$$

Коэффициенты пульсации до и после фильтра

$$S_0 = \frac{\Delta U_B}{U_{B0}} = \frac{\Delta I_1 Z}{U_{B0}}; \quad S'_0 = \frac{\Delta U_1}{U_{1.0}} = \frac{\Delta I_1 Z'}{U_{1.0}}.$$

Коэффициент сглаживания пульсации LC -фильтра

$$g = \frac{S_0}{S'_0} = \frac{Z}{Z'} = m^2 \omega^2 L_1 C_1 - 1,$$

тогда формула для расчёта (выбора) параметров фильтра при заданном коэффициенте сглаживания принимает вид

$$L_1 C_1 = \frac{g + 1}{m^2 \omega^2}. \quad (21)$$

Значения $L_1 C_1$ рассчитываются такими, чтобы отсутствовала вероятность возникновения резонанса на частоте пульсации. Применительно к многофазным выпрямителям необходимо выполнить неравенство

$$m\omega \geq 2\omega_{\Phi},$$

где $\omega_{\Phi} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ – собственная частота резонанса фильтра. Очевидно,

$$m\omega \geq \frac{2}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad m^2 \omega^2 \geq \frac{4}{L_1 C_1} \quad \text{или} \quad L_1 C_1 \geq \frac{4}{m^2 \omega^2}. \quad (22)$$

После подстановки $L_1 C_1$ из (22) в (21) получим $g \geq 3$. Таким образом, резонанс в Γ -образном LC -фильтре не возникает, если

рассчитанные значения L_1 и C_1 обеспечивают коэффициент сглаживания не менее трёх.

Есть и другие условия, выполнение которых необходимо для нормального функционирования преобразователя.

Индуктивность и ёмкость фильтра должны быть выбраны (рассчитаны) так, чтобы выполнялось неравенство

$$m\omega L_1 > \frac{1}{m\omega C_1}.$$

В этом случае реакция фильтра в целом индуктивная и разрывов тока, потребляемого нагрузкой от выпрямителя, не будет (см. рис. 8).

Найдём формулу для расчёта минимального значения индуктивности фильтра. Положим, что напряжение U_1 сильно сглажено, а переменная составляющая выпрямленного напряжения ΔU_B практически полностью падает на индуктивном сопротивлении дросселя $m\omega L_1$, тогда

$$\Delta U_B \approx U_{1.0} \frac{2}{m^2 - 1} \approx \Delta I_1 m\omega L_1 \quad (23)$$

где $U_{1.0}$ – постоянная составляющая, $U_{1.0} \cdot 2/(m^2 - 1)$ – амплитуда первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения U_B . В схемах двухполупериодного выпрямления однофазного напряжения амплитуда второй гармоники в пять раз, третьей – в 12 раз меньше первой. Для выпрямителей с большим числом фаз эта разница ещё выше, поэтому принято оценивать переменную составляющую U_B по первой гармонике.

Поскольку при $L_{1\text{мин}}$ амплитуда ΔI_1 близка по величине к постоянной составляющей I_1 (рис. 8, в), то можно считать $\Delta I_1 \approx I_1$ и переписать выражение (23) в виде

$$\Delta U_B \approx I_1 m\omega L_1 \approx U_{1.0} \frac{2}{m^2 - 1}.$$

Отсюда находится выражение для расчёта минимального значения индуктивности дросселя фильтра

$$L_{1\text{мин}} \geq \frac{2U_{1.0}}{(m^2 - 1)m\omega I_1} \approx \frac{2R_{\Sigma}}{(m^2 - 1)m\omega}. \quad (24)$$

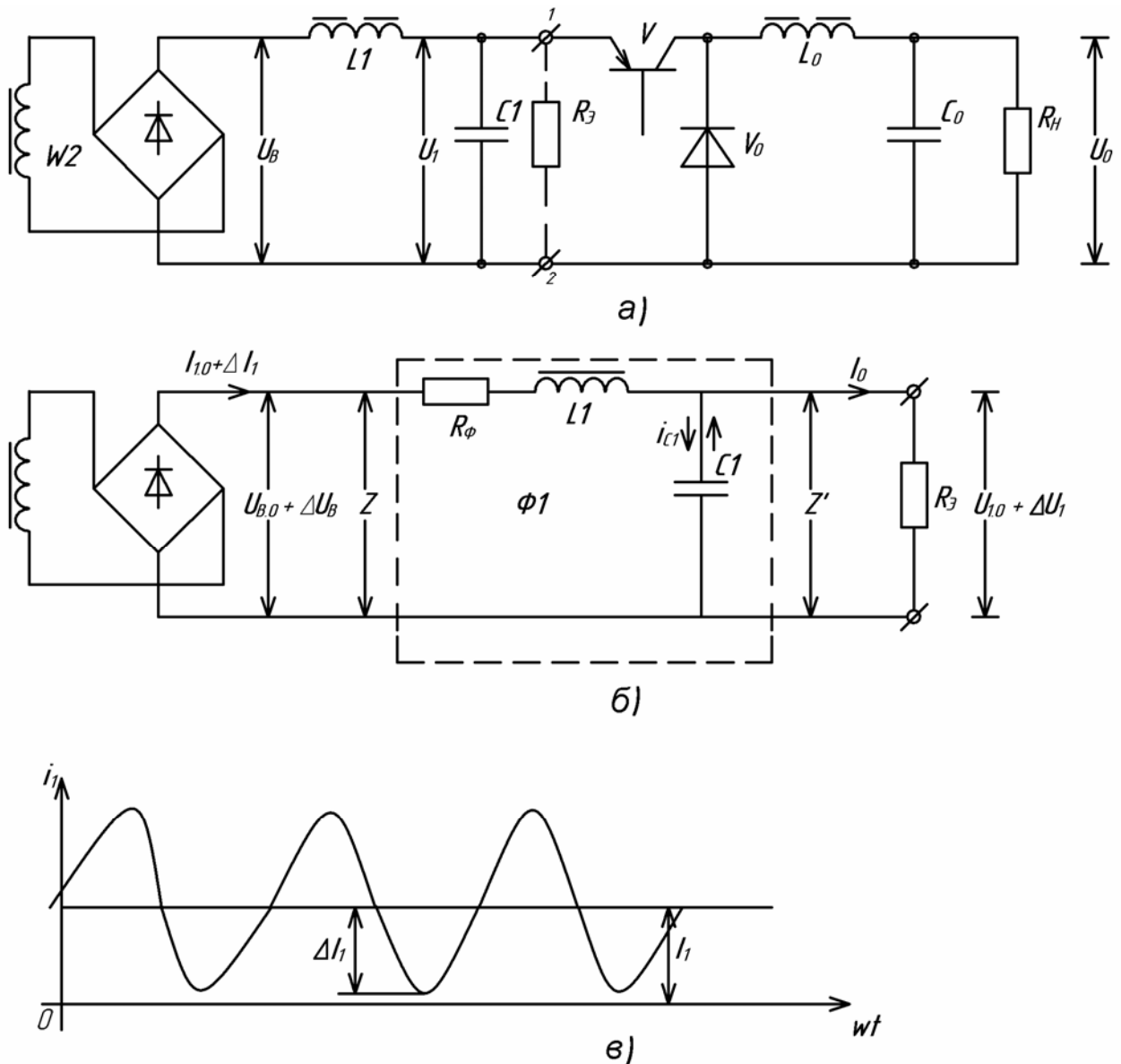


Рис. 8

1.4. Нагрузочная и регулировочная характеристики ТП

Нагрузочная характеристика. Если источником питания ТП является мощная аккумуляторная батарея с внутренним сопротивлением $r_{\text{вн}} \approx 0$, то исходной для расчёта и построения нагрузочной (внешней) характеристики может быть формула (7)

$$U_0 = K_3 U_1 - U_{\text{кэ.н}} K_3 - U_{V0} (1 - K_3).$$

При наличии сведений о значениях $R_{\text{кэ.н}}$, R_{V0}

$$U_0 = K_3 U_1 - I_0 [R_{\text{кэ.н}} K_3 - R_{V0} (1 - K_3)], \quad (\text{a})$$

где $U_1 = E_1$ – эдс батареи.

Если же источник питания ТП имеет заметное по величине $r_{\text{ВН}}$, например выпрямитель с LC -фильтром, то у формул (7) и (а) будет другой вид. Дело в том, что преобразователь потребляет энергию от источника питания в интервале импульса. Среднее значение тока принято равным $I_1 = I_0 K_3$, значит, напряжение питания ТП с учётом потерь на внутреннем сопротивлении источника

$$U_1 = E_1 - I_1 r_{\text{ВН}} = E_1 - K_3 I_0 r_{\text{ВН}}.$$

После подстановки в (а) получим формулу нагрузочной характеристики

$$U_0 = K_3 E_1 - I_0 [K_3^2 r_{\text{ВН}} + K_3 R_{\text{КЭ.Н}} + (1 - K_3) R_{V_0}], \quad (\text{б})$$

где E_1 – эдс, или напряжение на выходе LC -фильтра источника в режиме, близком холостому ходу $E_1 \approx U_{1\text{ХХ}}$.

Регулировочная характеристика. Положим, что $U_0 = I_0 R_{\text{Н}}$, из (б) найдём

$$I_0 = \frac{K_3 E_1}{R_{\text{Н}} + K_3^2 r_{\text{ВН}} + K_3 R_{\text{КЭ.Н}} + (1 - K_3) R_{V_0}}.$$

Домножив обе части последнего выражения на $R_{\text{Н}}$, после несложных преобразований получим формулу регулировочной характеристики

$$U_0 = \frac{K_3 E_1}{1 + [K_3^2 r_{\text{ВН}} + K_3 R_{\text{КЭ.Н}} + (1 - K_3) R_{V_0}] / R_{\text{Н}}}. \quad (\text{в})$$

В том случае, когда источником питания для преобразователя служит выпрямитель с фильтром, питающийся от промышленной сети через силовой трансформатор (см., например, рис. 8), $r_{\text{ВН}}$ может быть рассчитано с помощью следующих соотношений:

$$r_{\text{ВН}} = 2R_V + R_A + R_{\Phi}; \quad R_A = r_2 + r'_1; \quad r'_1 = r_1 n^2; \quad n = W_2 / W_1,$$

где R_V – сопротивление диодов выпрямителя; R_A – выходное активное сопротивление силового трансформатора; R_{Φ} – активное сопротивление обмотки дросселя фильтра; r_1, r_2 – сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора; n, W_1, W_2 – ко-

эffiциент трансформации, числа витков первичной и вторичной обмоток соответственно.

На рис. 9, 10 приведены примеры рассчитанных регулировочных (а) и нагрузочных (б) характеристик с указанием параметров силовой цепи. Регулировочные характеристики (см. рис. 9, а) построены для $r_{\text{ВН}} = 0,2; 0,5; 0,7$ Ом, соответствуют случаю, когда источник питания преобразователя близок по свойствам к аккумуляторной батарее. В варианте с $r_{\text{ВН}} = 3$ Ом источник питания – выпрямитель с фильтром, работающий от силового трансформатора. На рис. 10, а приведено семейство регулировочных характеристик понижающего ТП с сопротивлениями нагрузки от 10 до 2,4 Ом. Очевидно, при соизмеримых значениях $r_{\text{ВН}}$ и $R_{\text{Н}}$ существенно ограничивается диапазон регулирования U_0 .

Анализ нагрузочных характеристик (см. рис. 9, б, 10, б) показывает, что источник питания с большим внутренним сопротивлением не пригоден для работы с низковольтным мощным преобразователем. Например, при $r_{\text{ВН}} = 3$ Ом, $K_3 = 0,8$ и токе $I_0 = 3$ А потери напряжения U_0 составляют 6,3 В (см. рис. 10, б), потери мощности на внутреннем сопротивлении источника около 19 Вт, что всего лишь в два раза меньше мощности, выделяемой в нагрузке. Для сравнения при $r_{\text{ВН}} = 0,5$ Ом и прочих равных условиях (см. рис. 9, б) потери составляют соответственно 1,7 В и 2,1 Вт.

Классификация. Теперь, после анализа работы и характеристик, дадим классификационную оценку преобразователя (см. рис. 1). Первый признак – преобразователь понижающий, поскольку напряжение нагрузки U_0 регулируется в пределах $0 \dots U_1$ и не может превышать напряжения питания. Вторым признаком – преобразователь прямоходовый. К прямоходовым относят ТП, у которых энергия источника питания поступает в цепь в интервале импульса $T_{\text{и}}$.

Соотношения, полученные для расчёта параметров силовой цепи понижающего ТП, справедливы независимо от места включения силового триода.

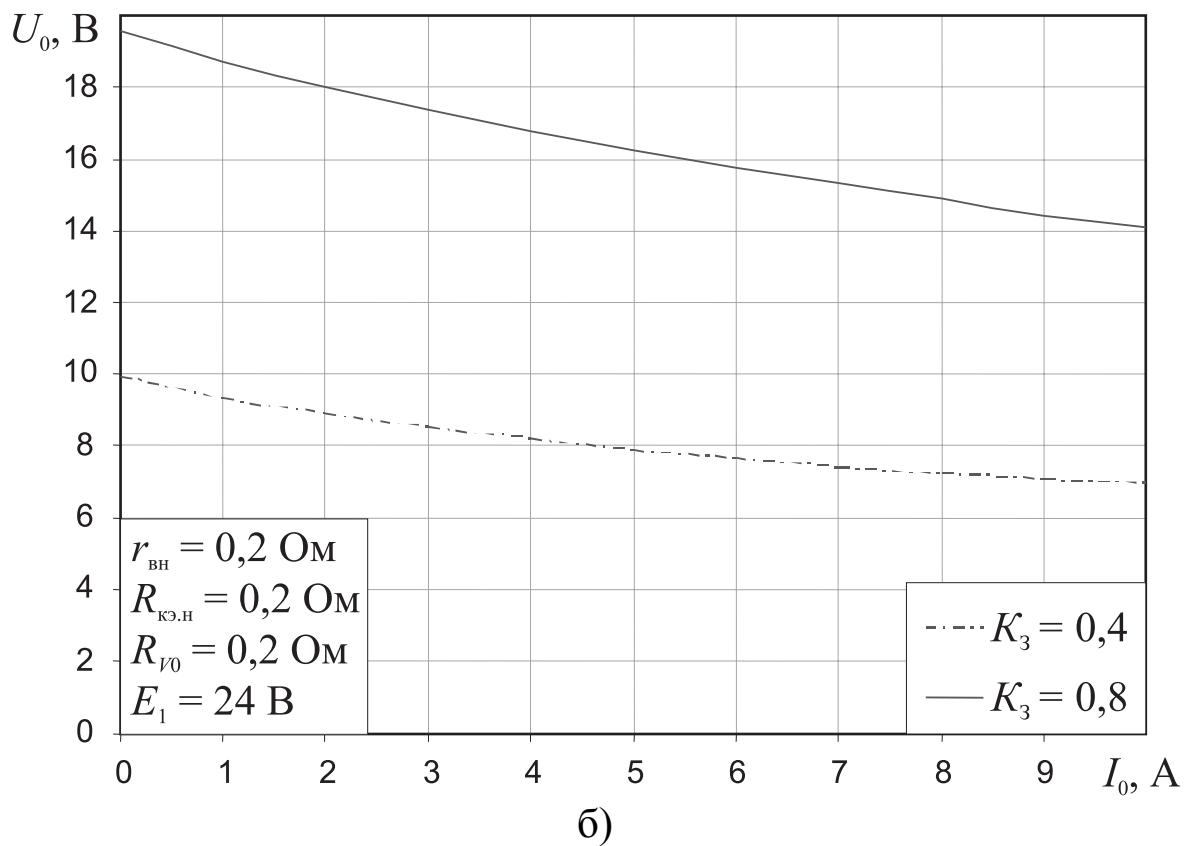
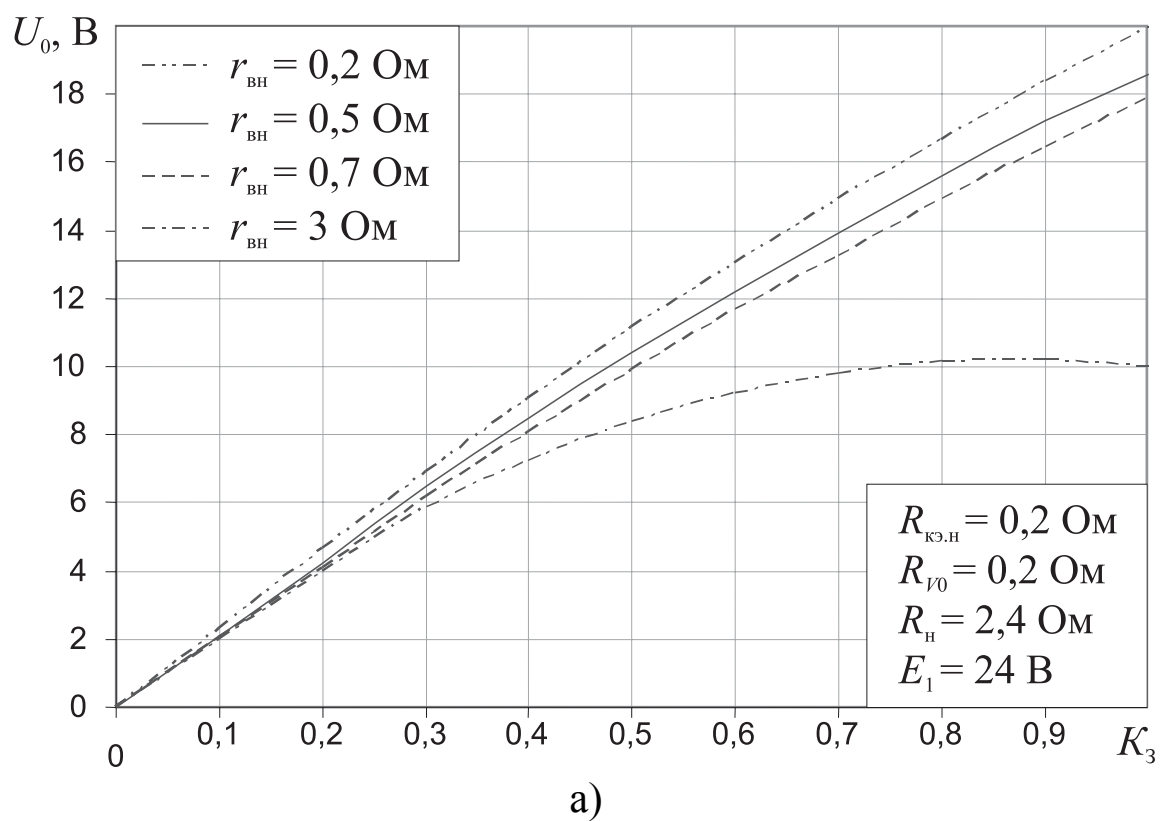


Рис. 9

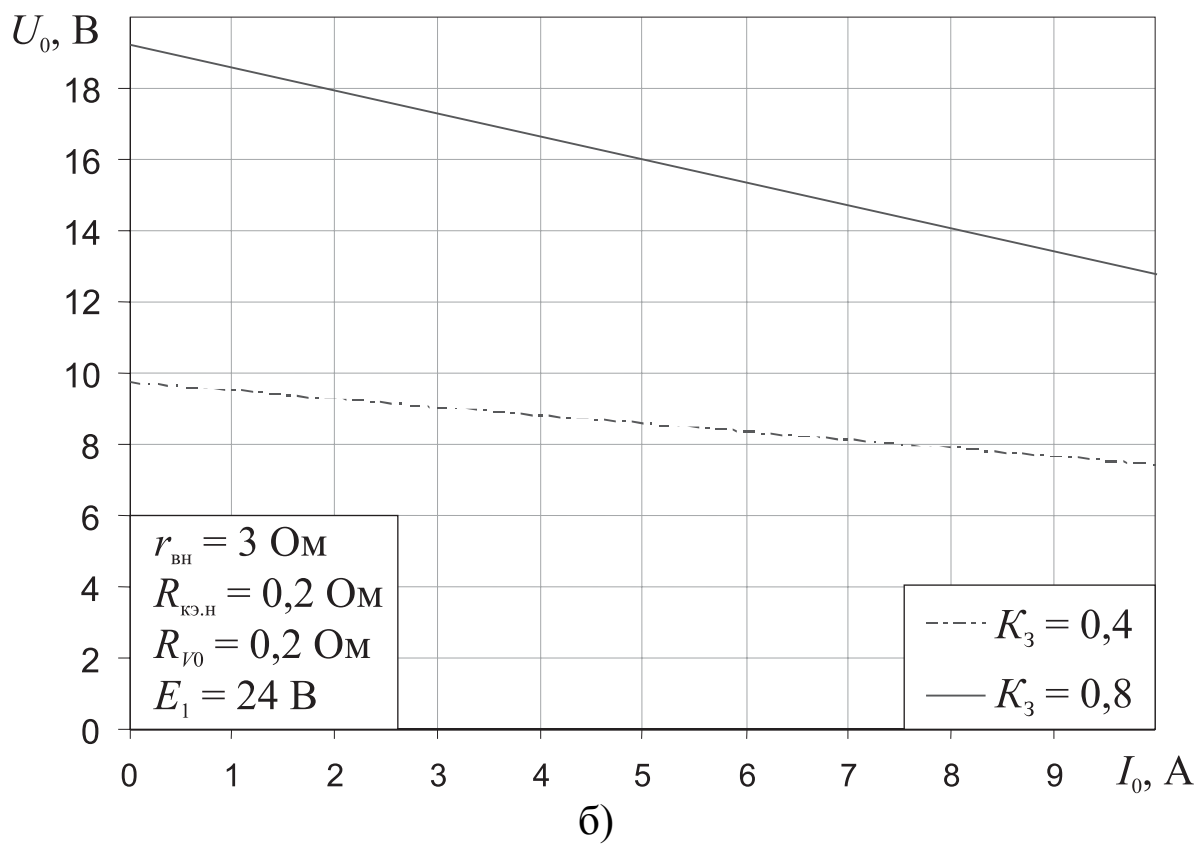
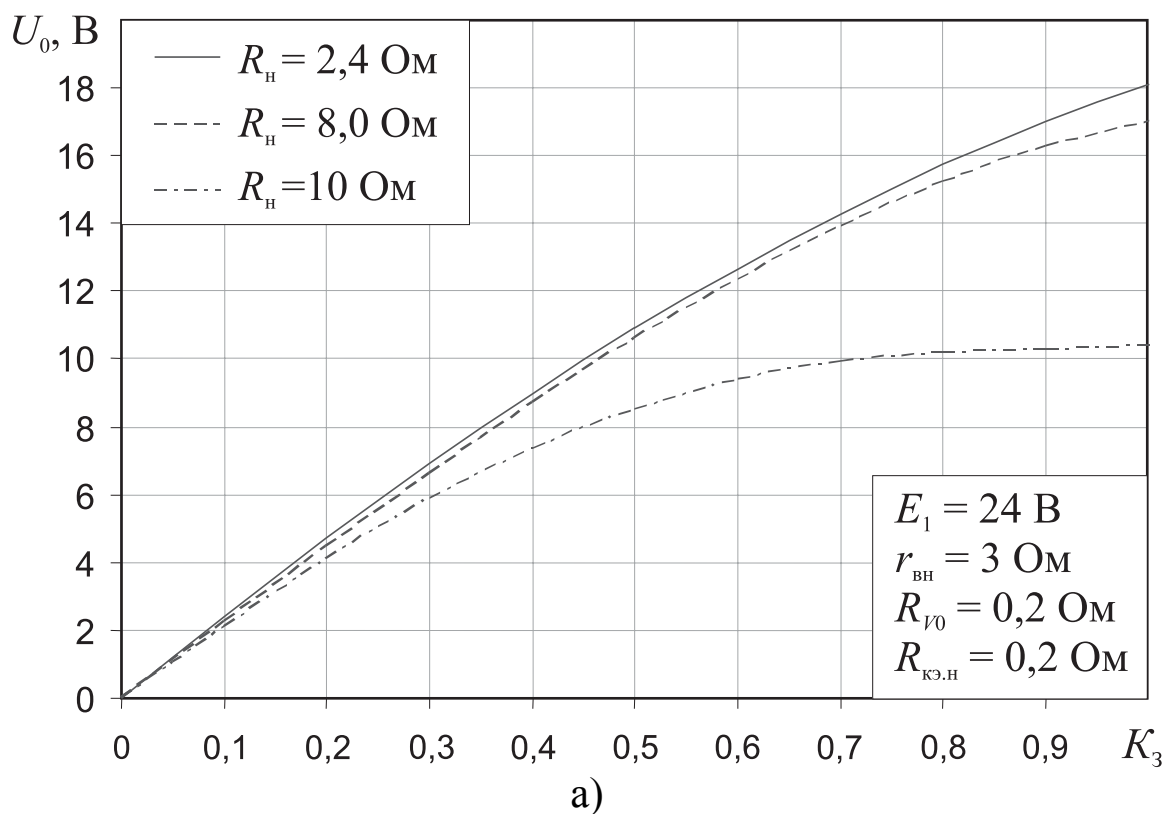


Рис. 10

2. ВАРИАНТЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ В ВЫХОДНУЮ ЦЕПЬ СИЛОВОГО ТРИОДА

2.1. Источник питания в цепи эмиттера силового триода

Особенности расчёта схемы управления

Анализ работы понижающего ТП проведён на примере схемы, в которой источник питания (ИП) включён в цепь эмиттера триода V и по силовой цепи имеет гальваническую, иначе говоря, непосредственную связь с нагрузкой. В промышленных установках применяются разные варианты включения ИП в выходную цепь силового триода.

На рис. 11, *а* дано упрощённое изображение рассмотренной ранее схемы ТП. Характерная особенность этого варианта преобразователя – источник питания, нагрузка и схема управления соединены с общей шиной (землёй). Сигнал, управляющий работой силового триода V , формируется относительно земли. А если ТП – регулирующий элемент электронного стабилизатора напряжения или тока, то и сигнал обратной связи также формируется относительно земли. На практике это упрощает борьбу с помехами.

Недостаток включения ТП между эмиттером силового триода и общей шиной состоит в том, что схема управления, а точнее её выходная цепь, должна быть достаточно высоковольтна и выдерживать напряжение, численно большее эдс источника питания. Объяснение следующее. Силовой триод V работает в режиме ключа, т.е. в течение каждого периода находится поочерёдно в состоянии насыщения (интервал импульса) и отсечки (интервал паузы). Цепь управления на рис. 11, *б* представлена ключом S . В состоянии насыщения, когда ключ S замкнут, по выходной цепи схемы управления будет протекать ток, равный как минимум току базы насыщения $I_{б.н}$ триода V . Контур протекания тока $I_{б.н}$: $+U_1$ – эмиттерный переход триода V – $R_{б2}$ – замкнутый ключ S – $(-U_1)$.

В интервале паузы, когда ключ S разомкнут, ток базы силового триода I_b равен нулю, но его эмиттерный переход остаётся смещённым прямо и продолжает инжектировать подвижные носители зарядов в базу. Заряды, скапливающиеся у коллекторного перехода, перебрасываются его полем в коллектор, увеличивая ток

$I_{K0}^* = I_{K0}(1 + \beta)$. По этой причине растёт мощность, рассеиваемая коллекторным переходом, происходит разогрев триода, возникает опасность теплового пробоя. Чтобы ограничить инжекцию, эмиттерный переход шунтируют относительно низкоомным резистором R_{61} , тогда при разомкнутом ключе S (выключенном выходном триоде схемы управления) прямое смещение $U_{6э}$ будет практически отсутствовать. При замкнутом ключе S в интервале импульса через резистор R_{62} должен протекать ток $I_{62} = I_{61} + I_{6н}$.

Расчёт сопротивлений резисторов R_{61} и R_{62} предполагает знание реальной вольтамперной характеристики эмиттерного перехода силового триода.

Пример расчёта

Исходные данные. Напряжение питания преобразователя $U_1 = 27$ В, максимальный ток нагрузки $I_{0\text{макс}} = 3$ А (рис. 11, в). Параметры силового триода: статический коэффициент усиления тока базы $\beta (h_{12}) = 225$, напряжение насыщения на эмиттерном переходе триода $U_{6э.н}$ не более 2,5 В, максимально допустимый ток базы $I_{6. \text{макс}} = 0,2$ А, обратный ток коллектора в схеме включения с ОЭ $I_{K0}^* \leq 1,5$ мА. Степень насыщения $S = 1,2 \dots 1,5$.

На рис. 11, г приведены графики вольтамперных характеристик (ВАХ), поясняющие расчёт и выбор резисторов R_{61} и R_{62} . Здесь ВАХ ЭП – характеристика эмиттерного перехода триода; ВАХ R_6 – характеристика резистора R_{61} ; ВАХ Σ – суммарная характеристика эмиттерного перехода и резистора R_{61} . Падения напряжения на эмиттерном переходе и резисторе R_{61} в любом интервале периода работы ТП равны, так как они соединены параллельно. Суммарная характеристика ВАХ Σ получена как результат графического сложения ВАХ эмиттерного перехода и резистора R_{61} при одинаковых значениях напряжения $U_{6э}$.

Согласно исходным условиям максимальный ток нагрузки $I_{0\text{макс}}$ при $K_3 = 1$ равен 3 А. Чтобы усложнить задачу, напомним, что возможен более тяжёлый режим работы (стабилизации тока), когда $I_0 = 3$ А при $K_3 = 0,5$. В этом случае амплитуда импульса тока коллектора $I_{к.и} = 6$ А. Расчёт состоит из следующих пунктов.

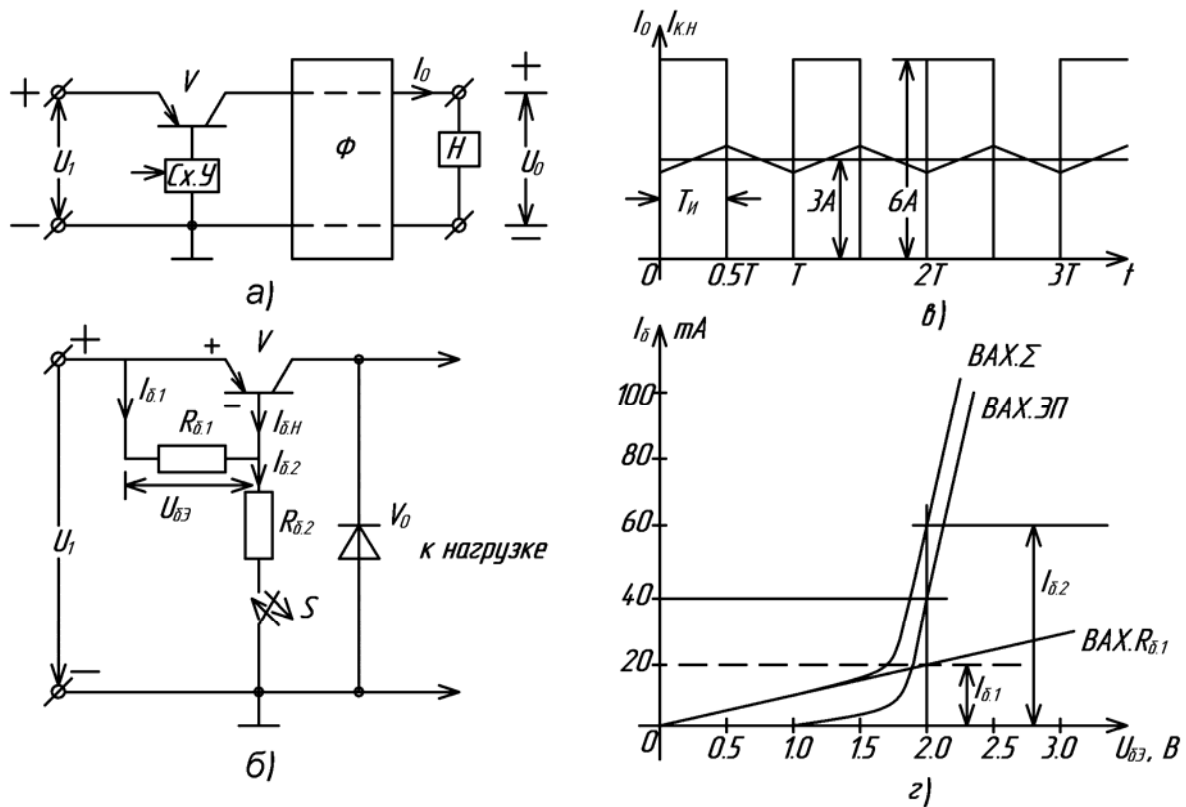


Рис. 11

1. Рассчитать минимальный ток базы насыщения $I_{б.мин}$:

$$I_{б.мин} = I_{к.н} / \beta = 6 / 225 = 0,0267 \text{ А.}$$

2. Задать степень насыщения S и рассчитать ток базы насыщения $I_{б.н} = S I_{б.мин}$. Положим $S = 1,5$, тогда $I_{б.н} = 1,5 \cdot 0,0267 = 0,04 \text{ А}$.

При токе $I_{б.н} = 0,04 \text{ А}$ напряжение на эмиттерном переходе $U_{бэ.н} = 2,1 \text{ В}$.

3. Для некоторых типов мощных триодов величины сопротивлений $R_{б1}$ указаны в справочной литературе. Пределы сопротивления от десятков ом до нескольких единиц килоом. Поскольку в исходных данных сопротивление резистора $R_{б1}$ не указано, а триод относится к группе мощных, следует задать его величину, например $R_{б1} = 110 \text{ Ом}$, тогда

$$I_{б1} = \frac{U_{бэ.н}}{R_{б1}} = \frac{2,1}{110} = 0,0191 \approx 0,02 \text{ А.}$$

4. Рассчитать сопротивление резистора R_{62} . Суммарный ток, протекающий по выходной цепи схемы управления, $I_{62} = I_{61} + I_{6,н} = 0,02 + 0,04 = 0,06$ А. Согласно второму закону Кирхгофа $U_1 = U_{6э.н} + I_{62}R_{62}$, отсюда $R_{62} = \frac{U_1 - U_{6э.н}}{I_{62}} = \frac{27 - 2,1}{0,06} = 415$ Ом.

5. Номиналы сопротивлений округляются до стандартных и рассчитываются по мощности в соответствии с формулой $P = I^2R$.

2.2. Источник питания в цепи коллектора силового триода

На рис. 12, а приведена общая принципиальная схема понижающего преобразователя, у которого ИП включен между коллектором триода V и нагрузкой. Фильтр – обязательный элемент схемы преобразователя, но его сопротивление постоянному току I_0 несущественно. Нагрузка и схема управления соединены с общей шиной (землей). Как и в предыдущем ТП, сигнал управления и, если потребуется, сигнал обратной связи формируется относительно земли. Кроме того, достоинством данного варианта включения ИП является то, что схема управления может быть низковольтной, а напряжение ИП ограничивается только величиной $U_{кэ.доп}$ (или $U_{си.доп}$) силового триода.

Недостатки данного варианта размещения ИП в силовой цепи триода: а) источник питания U_1 затруднительно использовать для других целей, так как оба его полюса изолированы от общей шины; б) схема управления силовым триодом высокочастотного ТП, как правило, оказывается более сложной и может потребовать одного-двух дополнительных источников питания буферного (промежуточного) каскада (БК). Буферный каскад необходим особенно на высоких частотах переключения для активного, или принудительного, выключения силового триода при переходе из состояния насыщения в состояние отсечки.

Если нужно изменить полярность напряжения нагрузки, следует поменять тип проводимости силового триода и полярность напряжения источника питания ТП.

Пример расчета

Исходные данные. Схемы и график, поясняющие расчет, приведены на рис. 12, б, в. Напряжение источника питания преобразователя $U_1 = 40$ В, максимальный ток нагрузки $I_{0\text{макс}} = 5$ А. Параметры силового триода: статический коэффициент усиления тока базы $\beta (h_{21}) = 750$, типовое значение напряжения насыщения на эмиттерном переходе $U_{бэ.н} \leq 1,5$ В, максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе $U_{бэ.макс} = 5$ В, напряжение насыщения на открытом триоде $V5$ $U_{кэ.н} = 0,3$ В, прямое падение напряжения на триоде $V4$ $U_{пр} \leq 1$ В, максимально допустимый ток коллектора силового триода $I_{к. макс} = 20$ А, максимально допустимое напряжение $U_{кэ. макс} = 90$ В. Степень насыщения $S = 1,2 \dots 1,5$.

Согласно условию задания при $K_3 = 1$ максимальный ток нагрузки $I_{0\text{макс}} = 5$ А, но возможен режим работы ТП, когда $I_0 = 5$ А при $K_3 = 0,5$. Следовательно, амплитуда тока коллектора

$I_{к. и} = \frac{I_{0\text{макс}}}{K_3} = \frac{5}{0,5} = 10$ А. При расчете параметров схемы БК необ-

ходимо учитывать, что ток базы насыщения $I_{б. н}$ должен быть достаточным для поддержания силового триода в состоянии насыщения в наиболее тяжелом режиме работы, когда $I_{к. и} = 10$ А.

Буферный каскад построен на триоде $V5$. Питание эмиттерной и коллекторной цепей триода осуществляется от двух стабилизированных источников напряжения $+5$ В и -15 В соответственно. Цепь базы триода $V5$ через резистор $R2$ соединена с выходом ШИМ-контроллера, который является генератором управляющего сигнала импульсной формы.

В интервале импульса выходной триод контроллера $V3$ находится в состоянии насыщения, поэтому триод $V5$ открыт током базы $I_{б5}$ и насыщен. По цепи $+E1-V4$ – участок коллектор-эмиттер насыщенного триода $V5$ –резистор $R4$ –эмиттерный переход силового триода V –общая шина ($-E1$) будет протекать ток базы насыщения $I_{б.н}$, который должен обеспечить состояние насыщения триода V при $I_{к. и} = 10$ А.

1. Рассчитать $I_{\text{б.мин}}$ и $I_{\text{б.н}}$. Минимальный ток базы насыщения

$$I_{\text{б.мин}} = \frac{I_{\text{к.и}}}{\beta} = \frac{10}{750} = 13,33 \text{ мА};$$

ток базы насыщения при $S = 1,4$

$$I_{\text{б.н}} = S I_{\text{б.мин}} = 1,4 \cdot 13,33 = 18,67 \text{ мА}.$$

2. Составить уравнение для цепи протекания тока базы насыщения и рассчитать сопротивление резистора R_4 .

$$E_1 = U_{V_4} + U_{\text{кЭ.Н5}} + I_{\text{б.н}} R_4 + U_{\text{бэ.н}}; \quad R_4 = \frac{E_1 - U_{V_4} - U_{\text{кЭ.Н5}} - U_{\text{бэ.н}}}{I_{\text{б.н}}},$$

$$R_4 = \frac{5 - 1 - 0,3 - 1,5}{18,67 \cdot 10^{-3}} = 117,83 \text{ Ом}.$$

Сопротивление резистора округляется до стандартного номинала $R_4 = 110 \text{ Ом}$.

В интервале паузы выходной триод контроллера V_3 находится в состоянии отсечки, база триода V_5 обесточена $I_{\text{б5}} = 0$, поэтому триод V_5 закрыт. В цепи базы силового триода образуется другой контур: $+E_2$ – эмиттерный переход триода V – R_4 – R_3 – $(-E_2)$, причем эмиттерный переход смещен обратно. Согласно условию максимально допустимое напряжение $U_{\text{бэ.макс}} = 5 \text{ В}$. Чтобы предохранить переход от пробоя, параллельно ему включается пара последовательно и встречно соединенных стабилитронов V_6 , V_7 (например КС147) с напряжением стабилизации $U_{\text{ст}} = 4,7 \text{ В}$.

3. Составить уравнение контура цепи базы силового триода для интервала паузы согласно второму закону Кирхгофа и рассчитать сопротивление резистора R_3 .

$$E_2 = U_{\text{ст}} + I_{\text{ст}} R_4 + I_{\text{ст}} R_3; \quad R_3 = \frac{E_2 - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}}} - R_4,$$

$$R_3 = \frac{15 - 4,7}{5 \cdot 10^{-3}} - 110 = 1960 \text{ Ом}.$$

Сопротивление резистора округляется до стандартного номинала $R_3 = 2 \text{ кОм}$.

Сопротивления резисторов R_1 , R_2 предлагается рассчитать самостоятельно исходя из параметров выбранного триода V_5 .

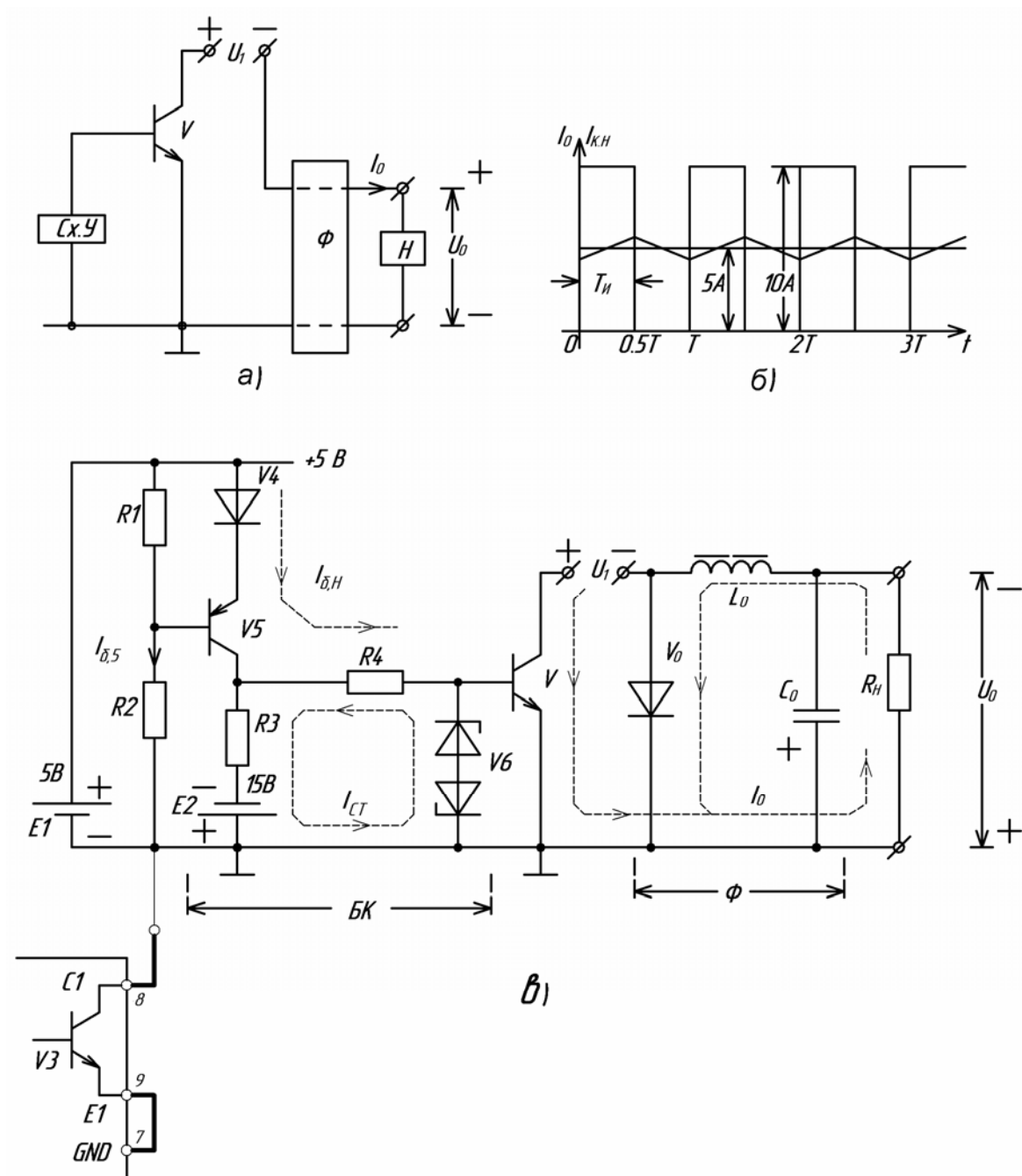


Рис. 12

2.3. Источник питания в цепи стока мощного полевого триода

На рис. 13 приведены схемы понижающего ТП с полевым МДП-триодом. Вход МДП-триода является емкостной нагрузкой для выходной цепи схемы управления. В качестве схемы управления силовыми приборами с полевыми входами (MOSFET, IGBT) целесообразно использование ШИМ-контроллера, например TL494, TL598. Контроллер TL598 разработан с двумя квази-комплементарными каскадами (рис. 13, а). Каждый такой каскад

обеспечивает быстрый заряд входной емкости силового триода при включении и столь же быстрый разряд при выключении. Таким образом удастся сократить время и потери при переключении в триоде, повысить частоту, на которой работает ТП, и, как следствие, уменьшить уровень пульсаций напряжения на нагрузке, габариты сглаживающего фильтра.

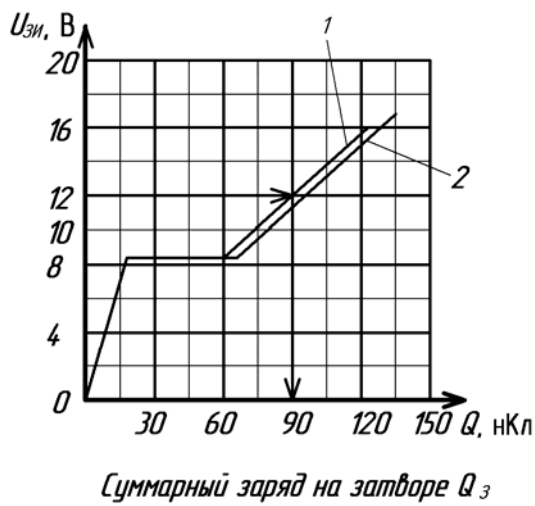
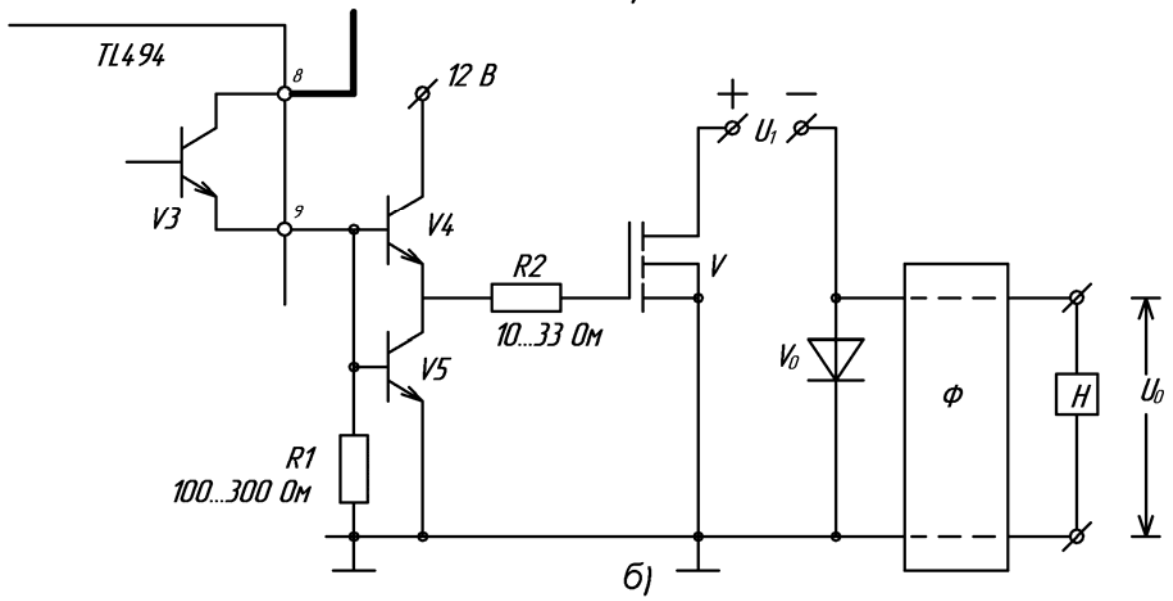
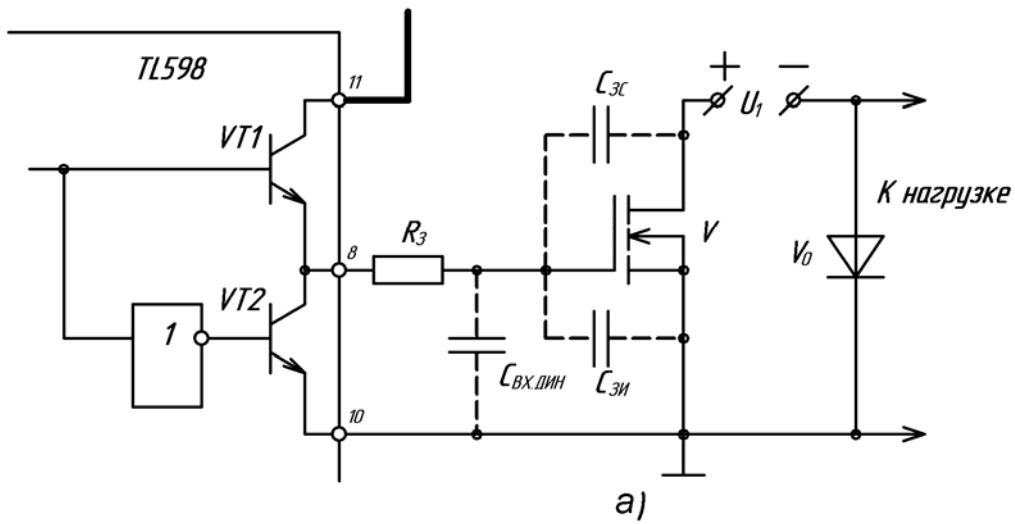
Ограничение на применение контроллера TL598 накладывает величина допустимого импульсного тока триодов выходных каскадов $I_{к. доп} \leq 250$ мА. У мощных силовых полевых триодов импульсный ток заряда (разряда) может оказаться больше $I_{к. доп}$. В этом случае между выходом контроллера и входной цепью полевого триода вводят промежуточный буферный каскад (БК).

На рис. 13, б приведена схема подключения БК к выходу контроллера TL494. БК представляет собой комплементарный эмиттерный повторитель на триодах V_4 , V_5 . Согласно рекомендациям по использованию схем семейства TL в преобразователях триоды БК предпочтительно выбирать высокочастотные, с небольшими значениями напряжения насыщения и барьерной емкости коллекторного перехода и достаточным запасом по току (1 А в импульсе и более). Например, согласованные пары КТ644 и 646, КТ972 и 973. «Земля» повторителя должна распаиваться непосредственно рядом с истоком силового триода. Коллекторы триодов V_4 , V_5 обязательно шунтируются небольшими керамическими емкостями.

Выбор триодов комплементарного повторителя поясняется примером расчета токов заряда-разряда при переключении мощного полевого триода [5]. В технических условиях на полевые триоды разработчики приводят типовые значения полного заряда затвора (заряда входной динамической емкости $C_{вх. дин} = C_{зи} + C_{зс}(1+K)$) и как дополнение типичную кривую заряда емкости $C_{вх. дин}$ (рис. 13, в).

Пример расчета

Исходные условия. ТП построен на МДП-триоде с индуцированным каналом n -типа. Справочные данные: полный заряд на затворе $Q_3 = 110$ нКл, максимально допустимое значение напряжения $U_{си. макс}$ и тока стока $I_{с. макс}$ соответственно 100 В и 28 А, пороговое напряжение $U_{зи. пор} = 4$ В, сопротивление канала включенного триода $R_i = 0,044$ Ом.



в)

Рис. 13

Чтобы гарантированно открыть канал, надо обеспечить напряжение на затворе не менее 10 В относительно земли, при этом заряд затвора $Q_3 = 70$ нКл. Если напряжение источника питания комплементарного повторителя 12 В, то напряжение $U_{зи}$ в интервале импульса около 12 В, что соответствует полному заряду на затворе $Q_3 = 90$ нКл.

1. Частота преобразования $f = 50$ кГц, период $T = 20$ мкс. Длительность фронта и спада импульса τ_ϕ и τ_c равны 200 нс. Рассчитать токи заряда и разряда емкости затвора.

По определению ток $I = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$, тогда в интервале заряда

$$I_3^+ \approx \frac{Q_3}{\tau_\phi} = \frac{70 \cdot 10^{-9}}{200 \cdot 10^{-9}} = 0,35 \text{ А};$$

в интервале разряда

$$I_3^- \approx \frac{Q_3}{\tau_c} = \frac{90 \cdot 10^{-9}}{200 \cdot 10^{-9}} = 0,45 \text{ А}.$$

Из сопоставления предельных импульсных токов триодов выходных каскадов контроллеров TL494 и 598 следует, что для управления выбранным мощным полевым триодом необходимо применить буферный каскад.

2. Назначение резисторов $R1$, $R2$ состоит в следующем. Резистор $R1$ ограничивает пиковое значение тока заряда $C_{вх. дин}$ силового триода в интервале импульса. Резистор $R2$ служит для отпирания триода $V5$ в интервале паузы и быстрого разряда входной динамической емкости.

3. ПОВЫШАЮЩИЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

На рис. 14, 15 изображены схемы повышающего ТП, а также диаграммы напряжений и токов, поясняющие принцип его действия в установившемся режиме работы. Как и при анализе понижающего преобразователя, полагаем возможным представление триода V и диода V_0 ключами S_V , S_0 . Когда ключи замкнуты, их сопротивления $R_{кэ.н}$ и R_{V0} невелики (и чем меньше, тем выше качество элемента, выполняющего функцию ключа). В разомкнутом состоянии сопротивление ключа стремится к бесконечности. На рис. 14, а представлена общая принципиальная схема повышающего ТП. На схемах замещения (рис. 14, б, в) падения напряжения на включенном триоде V и прямо смещенном диоде V_0 равны соответственно $U_{кэ.н}$ и U_{V0} . Будем считать, что: а) среднее за период значение эдс на концах обмотки дросселя $L1$ (рис. 15, а) равно нулю; б) среднее за период значение тока через конденсатор C_0 (рис. 15, б) равно нулю. Это означает, что энергия, запасенная в электромагнитном поле дросселя или электрическом поле конденсатора в одном интервале периода работы ТП, полностью расходуется в другом интервале.

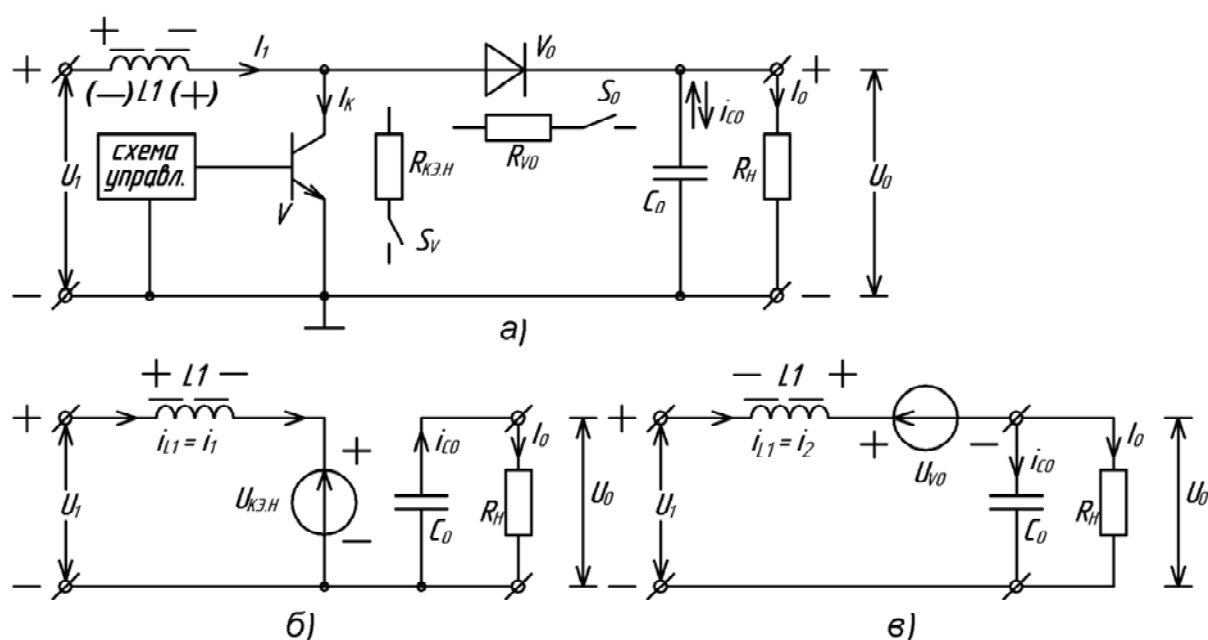


Рис. 14

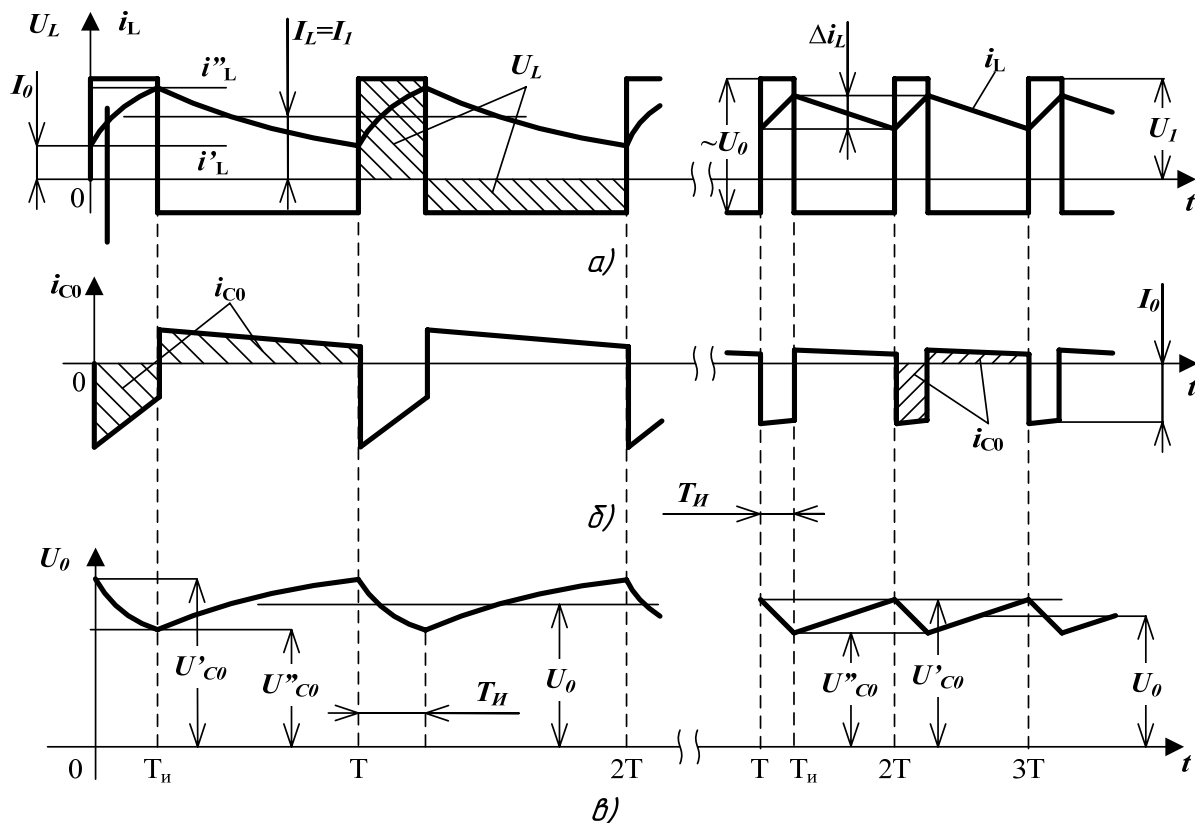


Рис. 15

3.1. Уравнения повышающего ТП

В интервале импульса $0 \dots T_n$ триод V открыт и насыщен, диод V_0 закрыт. Цепь нагрузки отделена диодом V_0 от источника питания (см. рис. 14, б). Напряжение питания U_1 приложено к дросселю $L1$ и уравнивается противоэдс, наведенной на концах обмотки. При этом ток $i_L = i_1$ нарастает от уровня i'_L до i''_L , и в магнитном поле дросселя накапливается энергия. Одновременно в выходной цепи происходит разряд конденсатора C_0 на сопротивление нагрузки. Напряжение $u_{C0} = u_0$ уменьшается от уровня U'_{C0} до U''_{C0} (рис. 15, в), т. е. происходит расходование энергии, запасенной конденсатором в предыдущем периоде работы ТП. Уравнения процессов в интервале импульса имеют вид

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + U_{кЭ.н} = U_1, \quad R_n C_0 \frac{du_0}{dt} + u_0 = 0. \quad (25)$$

В момент времени T_n триод переходит в состояние отсечки. Противоэдс на концах обмотки дросселя меняет знак и в интер-

вале паузы $T_{и...T}$ действует согласно с напряжением источника U_1 . Диод V_0 смещается прямо, начинается процесс заряда C_0 . Напряжение u_{C_0} , а следовательно напряжение нагрузки u_0 , нарастает от уровня U''_{C_0} до U'_{C_0} , ток $i_L = i_2$ медленно спадает от i''_L до i'_L . Уравнение цепи в интервале паузы имеет вид

$$L_1 \frac{di_2}{dt} + u_0 + U_{V_0} = U_1. \quad (26)$$

На более высокой частоте работы преобразователя реальную картину процессов без большой погрешности можно упростить, аппроксимировав графики изменения токов и напряжений линейными функциями в каждом из интервалов периода (правая часть диаграммы на рис. 15, в). Тогда производные в уравнениях (25), (26) допустимо заменить приращениями

$$\frac{di_1}{dt} \approx \frac{\Delta i_1}{K_3 T} = \frac{\Delta i_L}{K_3 T}; \quad \frac{di_2}{dt} \approx \frac{\Delta i_2}{(1-K_3)T} = \frac{\Delta i_L}{(1-K_3)T}. \quad (27)$$

Из уравнений (25), (26) найдем Δi_1 и Δi_2

$$\Delta i_1 = \Delta i_L = \frac{U_1 - U_{кэ.н}}{L_1} K_3 T, \quad \Delta i_2 = \Delta i_L = \frac{U_1 - (U_{V_0} + u_0)}{L_0} (1 - K_3) T. \quad (28)$$

В установившемся режиме приращения тока в интервалах импульса и паузы равны и имеют разные знаки, следовательно, полное приращение тока i_L за период, обозначим его Δi_{cp} , равно нулю.

Перейдем к выводу уравнения преобразователя по огибающей среднего значения выходного напряжения. Предположим, что действие сигнала, управляющего преобразователем, приводит к небольшому по сравнению с периодом T увеличению длительности импульса $T_{и}$, а значит, и выходного напряжения. В этом случае $\Delta i_{cp} > 0$, среднее значение тока дросселя i_{cp} и напряжение нагрузки будут расти

$$\Delta i_{cp} = \Delta i_1 + \Delta i_2 = \frac{U_1 - U_{кэ.н}}{L_1} + \frac{U_1 - (U_{V_0} + u_0)}{L_0} (1 - K_3) T. \quad (29)$$

Рассматривая приращение Δi_{cp} как дифференциал

$$\Delta i_{cp} = T \frac{di_{cp}}{dt},$$

после подстановки Δi_{cp} в (29) с учетом того, что

$$i_{\text{cp}} = C \frac{du_0}{dt} + \frac{u_0}{R_{\text{H}}},$$

найдем уравнение силовой цепи повышающего ТП относительно среднего значения u_0

$$L_1 C_0 \frac{d^2 u_0}{dt^2} + \frac{L_1}{R_{\text{H}}} \frac{du_0}{dt} + (u_0 + U_{V0})(1 - K_3) + U_{\text{кЭ.Н}} K_3 = U_1. \quad (30)$$

В установившемся режиме при постоянных значениях K_3 , $T_{\text{и}}$ уравнение (30) преобразуется к виду

$$U_0(1 - K_3) + U_{V0}(1 - K_3) + U_{\text{кЭ.Н}} K_3 = U_1. \quad (31)$$

Формула для расчета выходного напряжения имеет вид

$$U_0 = \frac{U_1}{(1 - K_3)} - \frac{K_3}{(1 - K_3)} U_{\text{кЭ.Н}} - U_{V0}. \quad (32)$$

В идеале при отсутствии потерь

$$U_0 = \frac{U_1}{(1 - K_3)}, \quad U_1 = U_0(1 - K_3). \quad (33)$$

Соотношение между средними значениями входного тока I_1 и тока нагрузки I_0 устанавливается на основе следующих рассуждений. Если длительность импульса $T_{\text{и}} = 0$ ($K_3 = 0$, триод закрыт в течение всего периода), то I_1 и I_0 равны. Энергия, запасаемая в магнитном поле дросселя, не используется для увеличения напряжения нагрузки, так как коммутация триода V в пределах периода отсутствует, $U_1 = U_0$. При $T_{\text{и}} > 0$ ($K_3 > 0$) энергия, запасаемая в дросселе в интервалах $0 \dots T_{\text{и}}$, после выключения V расходуется на увеличение u_0 . В то же время доля I_0 в составе I_1 , получаемого от источника питания, уменьшается, поскольку в интервалах $0 \dots T_{\text{и}}$ нагрузка не потребляет энергию от источника.

При отсутствии потерь для любого преобразователя справедливо выражение, определяющее баланс входной и выходной мощностей

$$U_1 I_1 = U_0 I_0. \quad (34)$$

Для повышающего преобразователя с учетом $U_1 = U_0(1 - K_3)$ после подстановки получим соотношение между I_1 и I_0 :

$$I_0 = I_1(1 - K_3), \quad I_1 = \frac{I_0}{(1 - K_3)}. \quad (35)$$

Среднее значение тока коллектора триода V

$$I_{\text{к}} = I_1 - I_0 = \frac{I_0}{(1 - K_3)} - I_0 = \frac{K_3}{(1 - K_3)} I_0. \quad (36)$$

3.2. Источники питания повышающих ТП

Как и у понижающих преобразователей, источниками питания могут быть аккумуляторная батарея (АБ) или выпрямитель с фильтром. Обычно повышающий ТП применяют в тех случаях, когда ИП низковольтный и нужно поднять напряжение до уровня, требуемого нагрузкой. При этом обязательное условие – соблюдение баланса мощностей согласно уравнению (34), т.е. если мощность источника задана и ограничена некоторым предельным значением $P_1 = U_1 I_1$, то увеличение U_0 неизбежно связано с ограничением уровня I_0 . Нагрузка у повышающих ТП, как правило, высокоомная.

В качестве источника питания повышающего ТП аккумуляторная батарея предпочтительнее выпрямителя, работающего от промышленной низкочастотной сети. АБ имеет небольшое внутреннее сопротивление. Входной фильтр, отделяющий батарею от преобразователя, предназначен в основном для ограничения пульсаций потребляемого тока I_1 , и если ТП работает на высокой частоте, то размеры и вес фильтра невелики.

Массогабаритные показатели источника питания, построенного на выпрямителе с фильтром, значительно хуже из-за низкой частоты и высокого уровня пульсаций выпрямленного напряжения.

Для расчета параметров входного фильтра можно воспользоваться формулами, приведенными в разделе «Понижающий транзисторный преобразователь».

3.3. Определение параметров выходного фильтра

Расчет емкости конденсатора C_0 . В качестве исходного принимается условие: постоянная времени цепи нагрузки $\tau_{\text{н}} = C_0 R_{\text{н}}$ много больше периода работы T преобразователя. Конденсатор C_0 в интервале импульса $T_{\text{и}}$ разряжается на нагрузку в соответствии с уравнением (25):

$$R_H C_0 \frac{du_{C_0}}{dt} + u_{C_0} = 0,$$

решая которое, получим

$$u_{C_0} = u_0 = U'_{C_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_H}}. \quad (37)$$

Экспоненциальную функцию (37) можно представить в виде степенного ряда [4]

$$e^{-\frac{t}{\tau_H}} = \exp\left(-\frac{t}{\tau_H}\right) = 1 - \frac{t}{\tau_H} + \frac{t^2}{\tau_H^2 \cdot 2!} - \frac{t^3}{\tau_H^3 \cdot 3!} + \dots$$

При $\tau_H \gg T$ без большой погрешности достаточно учесть два первых члена ряда и заменить экспоненциальную функцию процесса разряда конденсатора линейной функцией

$$u_{C_0} = u_0 = U'_{C_0} \left(1 - \frac{t}{\tau_H}\right).$$

Ограничим значение t пределами периода, положим $t = T_{и}$, тогда

$$u_{C_0} = u_0 = U'_{C_0} \left(1 - \frac{T_{и}}{\tau_H}\right). \quad (38)$$

Для наглядности приведем пример расчета $u_{C_0} = u_0$ по формулам (37) и (38), подтверждающий справедливость такой замены. Исходные данные: $C_0 = 100$ мкФ, $R_H = 100$ Ом, $f = 10$ кГц, $T = 10^{-4}$ с, $U'_{C_0} = 20$ В, $\tau_H = C_0 R_H = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 10^{-2}$ с. При длительности импульса $T_{и} = 50 \cdot 10^{-6} = 0,5 \cdot 10^{-4}$ с конденсатор C_0 разряжается до уровня

$$U''_{C_0} = U_0 = 20 \left(1 - \frac{0,5 \cdot 10^{-4}}{10^{-2}}\right) = 19,9 \text{ В},$$

$$U''_{C_0} = U_0 = 20 \cdot \exp\left(-\frac{0,5 \cdot 10^{-4}}{10^{-2}}\right) = 19,9002 \text{ В}.$$

Разница вычисленных значений пренебрежимо мала. Если τ_H уменьшить на порядок $\tau_H = 10^{-3}$ с, то при тех же условиях значения U''_{C_0} соответственно равны 19 и 19,02 В, разница не существенна.

Из курса электротехники известно, что линейный разряд (заряд) конденсатора возможен при постоянстве тока i_C . В интер-

вале импульса конденсатор C_0 разряжается на нагрузку, следовательно $i_C = i_0 = I_0$

$$i_C = C_0 \frac{du_C}{dt} \approx I_0 = \frac{\Delta U_C}{\Delta t} = C_0 \frac{\Delta U_0}{T_{\text{и}}} = C_0 \frac{\Delta U_0}{K_3 T},$$

отсюда

$$C_0 = \frac{I_0 K_3 T}{\Delta U_0},$$

где $\Delta U_C = \Delta U_0$ – амплитуда пульсаций напряжения нагрузки.

В формулу расчета C_0 целесообразно ввести соотношение между входными и выходными напряжениями ТП. Для этого воспользуемся выражением (33)

$$U_1 = U_0(1 - K_3), \quad K_3 = \frac{U_0 - U_1}{U_0}$$

после подстановки получим

$$C_0 = \frac{I_0(U_0 - U_1)T}{\Delta U_0 U_0} = \frac{I_0(U_0 - U_1)}{\Delta U_0 U_0 f}, \quad (39)$$

амплитуда пульсаций выходного напряжения

$$\Delta U_0 = \frac{I_0(U_0 - U_1)}{C_0 U_0 f} = \frac{I_0 T_{\text{и}}}{C_0}. \quad (40)$$

Индуктивность дросселя L_1 . В установившемся режиме приращения тока i_L в интервалах импульса и паузы равны и противоположны по знаку. С целью упрощения выкладок положим, что в формуле (28) потери напряжения $U_{\text{кЭ.н}}$ и $U_{\text{л0}}$ пренебрежимо малы, тогда

$$\Delta i_1 = \Delta I_L \approx \frac{U_1}{L_1} K_3 T, \quad \Delta i_2 = \Delta I_L = \frac{U_0 - U_1}{L_1} (1 - K_3) T. \quad (41)$$

Воспользуемся вторым из равноценных соотношений (41) для вывода расчетной формулы

$$L_1 = \frac{U_0 - U_1}{\Delta I_L} (1 - K_3). \quad (42)$$

Условием неразрывности тока является неравенство $i'_L = I_0 > 0$ и, следовательно, в пределе $I_L = I_1 \geq 0,5 \Delta I_L$, где $I_L = I_1$ – среднее значение тока дросселя. Из выражений (33) и (34) найдем

$$U_1 \cdot I_1 = U_0 I_0, \quad U_1 \cdot 0,5 \Delta I_L = U_0 I_0, \quad \Delta I_L = 2U_0 I_0 / U_1, \\ (1 - K_3) = U_1 / U_0.$$

После подстановок ΔI_L и $(1 - K_3)$ в (42) получим формулу для ориентировочного расчета L_1

$$L_1 \geq \frac{U_1^2 (U_1 - U_0)}{2U_0^2 I_0 f}. \quad (43)$$

Рассчитанное значение L_1 всегда следует согласовывать с параметрами транзистора-ключа и мощностью P_0 . Несложные преобразования первого соотношения (41) дают формулу, связывающую L_1 и P_0 :

$$L_1 = \frac{U_1^2 T_{и}}{2U_0 I_0} = \frac{U_1^2 K_3}{2P_0 f}. \quad (44)$$

Аналогично преобразуется и второе соотношение (41). Анализ (44) показывает, что увеличение мощности нагрузки потребует уменьшения индуктивности накопительного дросселя L_1 . На практике по выражению (44) вычисляют максимально возможное значение $L_1 = L_{1 \text{ макс}}$ при $T_{и} = T_{и. \text{ макс}}$ ($K_3 = K_{3. \text{ макс}}$).

Нижняя граница значений L_1 устанавливается на основе следующих рассуждений. В интервале импульса $T_{и}$ к дросселю приложено постоянное напряжение и, значит, $i_1 = i_L$ нарастает по линейному закону

$$i_L = \frac{1}{L_1} \int_0^t U_1 dt = \frac{U_1}{L_1} t.$$

К концу интервала i_L достигает максимальной за период величины (рис. 16, а). Чем меньше индуктивность, тем больше скорость нарастания и вероятность превышения предельно допустимой величины тока i_L для выбранного триода $I_{к. \text{ доп}}$, $I_{с. \text{ доп}}$.

Перегрузка по току сопровождается ростом мощности потерь, перегревом транзисторов и их разрушением. На рис. 16, б показаны графики нарастания тока i_L , соответствующие минимальному значению индуктивности накопительного дросселя $L_{1 \text{ мин}}$, которое обеспечивает при $t = T_{и. \text{ макс}}$ некоторый запас i_k , i_c относительно допустимых $I_{к. \text{ доп}}$, $I_{с. \text{ доп}}$; предельному значению $L_{1 \text{ пр}}$ (запас по току транзистора-ключа отсутствует); недопустимому

значению $L_{1н}$, при котором в схеме ТП возникает аварийная ситуация.

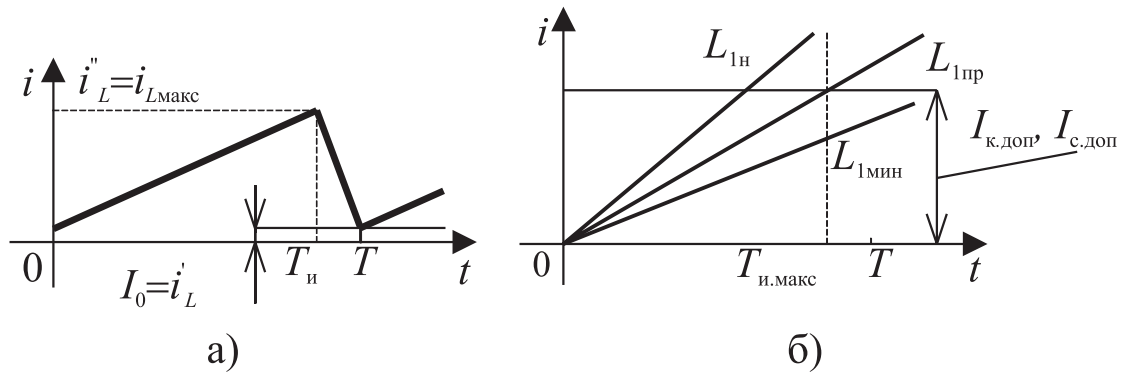


Рис. 16

Формула для расчета $L_{1\text{ мин}}$

$$L_{1\text{ мин}} > \frac{U_1 T_{\text{и. макс}}}{i''_L} = \frac{U_1 T_{\text{и. макс}}}{i_{L\text{ макс}}}. \quad (45)$$

Здесь предполагается, что I_0 близко к нулю, $i_{L\text{ макс}} < I_{\text{к. доп}}, I_{\text{с. доп}}$. Рассчитанное значение индуктивности $L_{1\text{ макс}}$ должно получиться больше $L_{1\text{ мин}}$.

Выбирая триоды, выполняющие функцию силового ключа, необходимо учитывать особенности, вытекающие из отличий параметров биполярных (БПТ) и полевых триодов (ПТ). У БПТ при расчете мощности потерь большую значимость имеет абсолютная величина тока $I_{\text{к. доп}}$; у ПТ основная причина потерь – действующее значение $I_{\text{с. эфф}}$.

В технической литературе [1] стандартной формулой для расчета индуктивности накопительного дросселя является выражение

$$L_1 = \frac{2,5U_1^2(U_1 - U_0)}{U_0^2 I_0 f}. \quad (46)$$

Оно получено из условия, что размах колебаний тока дросселя ΔI_L не превышает 40 % от среднего уровня I_L , т.е. $I_L = I_1 = 2,5\Delta I_L$ ($\Delta I_L = 0,4I_L$). Рассчитанное таким образом значение L_1 обеспечивает большой запас по току транзистора-ключа, но, как следует из (44), ограничивает выходную мощность преобразователя. Формулу (46) используют в тех случаях, когда повышаю-

щий ТП работает на постоянную нагрузку. Если же преобразователь предназначен для работы в системе стабилизации напряжения, тока, когда нагрузка меняется в широких пределах или напряжение источника питания U_1 стабильно, то целесообразно применение формул (43), (44), 45).

3.4. Нагрузочная и регулировочная характеристики повышающего ТП

Нагрузочная характеристика. Если внутреннее сопротивление источника питания ТП пренебрежимо мало $r_{\text{вн}} \approx 0$, то исходной формулой для расчета и построения нагрузочной характеристики является выражение (32). С учетом замены $U_{\text{кЭ.н}} = I_0 R_{\text{кЭ.н}}$, $U_{V0} = I_0 R_{V0}$

$$U_0 = \frac{1}{1 - K_3} U_1 - \frac{K_3}{1 - K_3} I_0 R_{\text{кЭ.н}} - I_0 R_{V0}. \quad (47)$$

Если величиной $r_{\text{вн}}$ пренебречь нельзя (например источник питания преобразователя – выпрямитель с LC - или C -фильтром), то $U_1 = E_1 - I_1 r_{\text{вн}}$ и формула (47) преобразуется к виду

$$U_0 = \frac{E_1}{1 - K_3} - I_0 \left[\frac{r_{\text{вн}}}{(1 - K_3)^2} + \frac{K_3 R_{\text{кЭ.н}}}{1 - K_3} + R_{V0} \right], \quad (48)$$

где E_1 – эдс, или напряжение на выходе фильтра в режиме, близком к холостому ходу.

Регулировочная характеристика. Полагая $U_0 = I_0 R_{\text{н}}$, из (48) найдем I_0 :

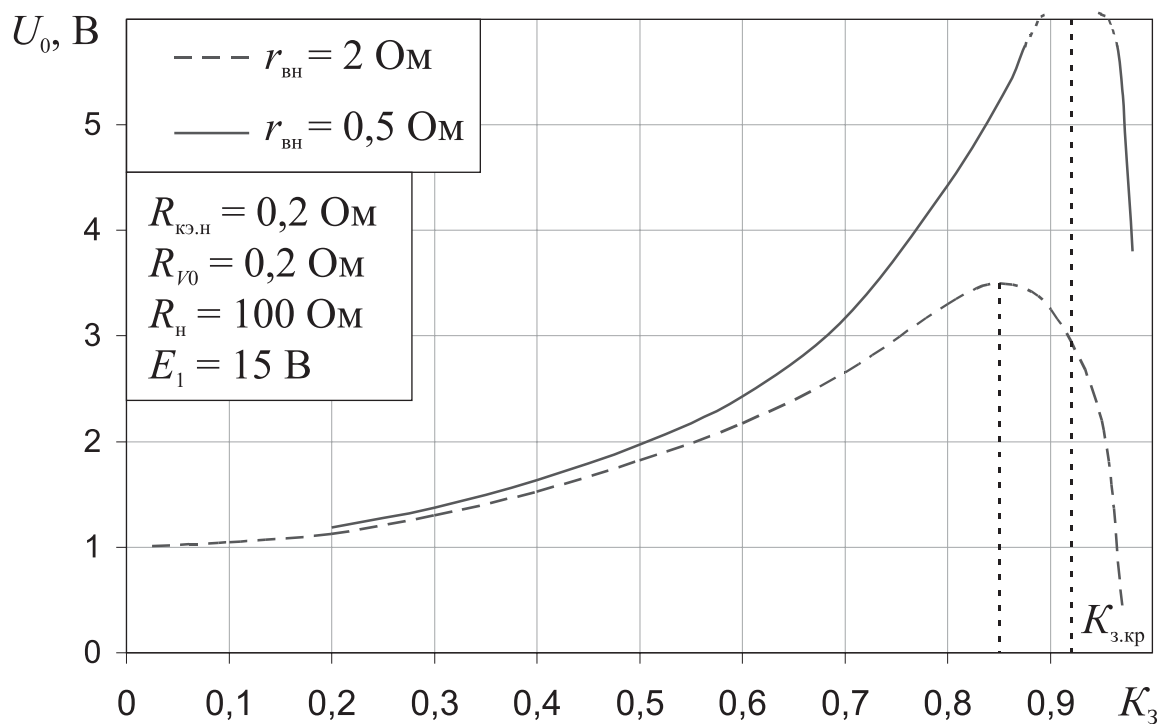
$$I_0 = \frac{E_1 / (1 - K_3)}{R_{\text{н}} + r_{\text{вн}} / (1 - K_3)^2 + R_{\text{кЭ.н}} K_3 / (1 - K_3) + R_{V0}}.$$

Домножив обе части на $R_{\text{н}}$, после нескольких преобразований получим формулу регулировочной характеристики:

$$U_0 = \frac{E_1 / (1 - K_3)}{1 + \left[r_{\text{вн}} / (1 - K_3)^2 + R_{\text{кЭ.н}} K_3 / (1 - K_3) + R_{V0} \right] / R_{\text{н}}}. \quad (49)$$

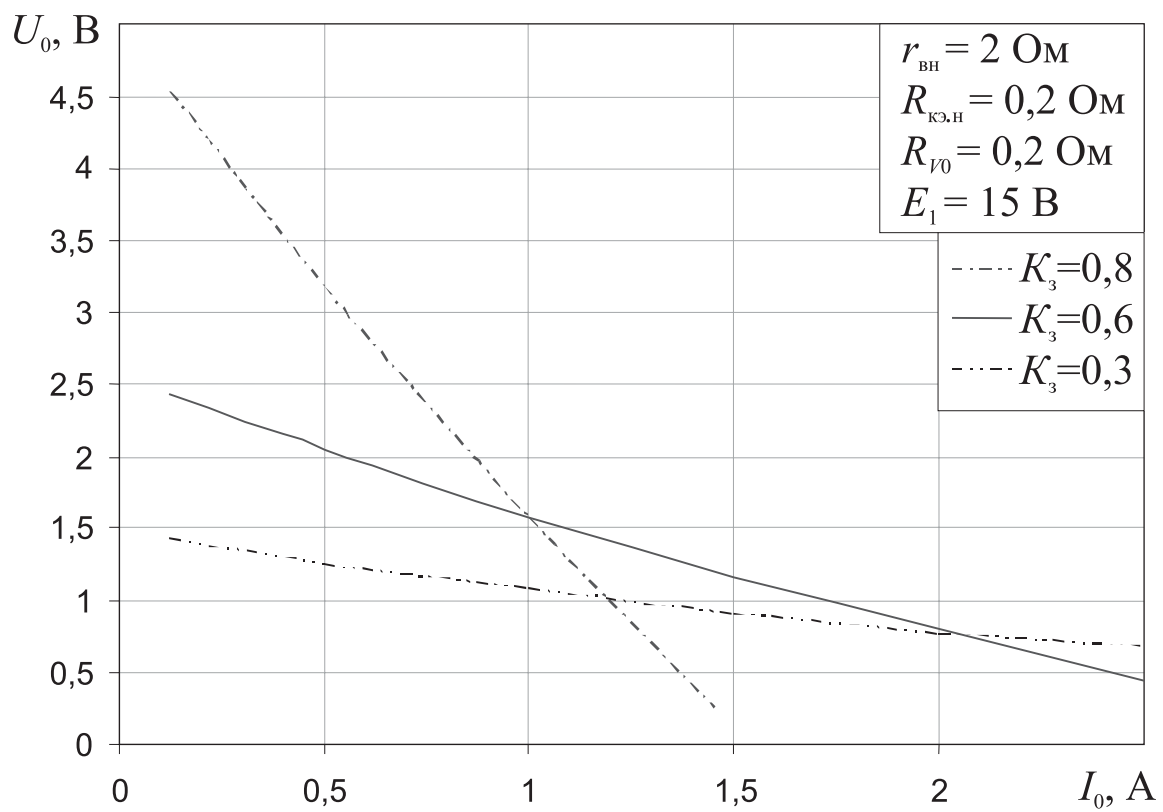
Семейства регулировочных и нагрузочных характеристик представлены на рис. 17, а, б соответственно. На графиках напряжение нагрузки откладывается в относительных единицах $\overline{U_0} = U_0 / E_1$. Регулировочная характеристика (а) при $K_3 \geq K_{3.кр}$ выходит на падающий участок. Это происходит потому, что потери на паразитных сопротивлениях силовой цепи уже не могут быть скомпенсированы энергией, накапливаемой в магнитном поле дросселя. Применение повышающего ТП при значениях K_3 больше критического $K_{3.кр}$ не рекомендуется. Следует также учитывать, что нагрузочная способность ТП с ростом K_3 резко снижается (см. рис. 17, б, $K_3 = 0,8$). В стабилизаторах, построенных на повышающих ТП, коэффициент заполнения выбирается не более 0,8...0,9, а превышение выходного напряжения для наиболее высоковольтных образцов – не более 5 [5].

По принципу работы преобразователь относят к обратным.



а)

Рис. 17



б)

Рис. 17. Окончание

4. Понижающе-повышающий транзисторный преобразователь с инверсией выходного напряжения

На рис. 18 изображены схемы преобразователя и диаграммы напряжений и токов, поясняющие его работу. Рассмотрим принцип действия ТП.

На рис. 18, *а* представлена общая принципиальная схема. В интервале импульса $0 \dots T_{и}$ триод V открыт и насыщен, диод V_0 закрыт и отсекает цепь нагрузки от дросселя L_0 (рис. 18, *б*). Напряжение источника питания U_1 приложено к обмотке дросселя и уравновешивается противоэдс U_L , наведенной на ее концах. При этом ток $i_L = i_1$ нарастает от уровня i'_L до i''_L , а в магнитном поле дросселя накапливается энергия (рис. 19, *а*). Одновременно в выходной цепи происходит разряд конденсатора C_0 на сопротивление нагрузки. Напряжение $U_{C_0} = U_0$ уменьшается по модулю от уровня U'_0 до U''_0 (рис. 19, *в*), причем полярность напряжения U_0 относительно общей шины противоположна полярности напряжения питания. Уравнения процессов в интервале импульса следующие:

$$L_0 \frac{di_1}{dt} + U_{кЭ.Н} = U_1, \quad C_0 R_{н} \frac{du_0}{dt} + u_0 = 0. \quad (50)$$

В момент времени $t = T_{и}$ триод V переходит в состояние отсечки, противоэдс на концах обмотки дросселя меняет знаки (см. рис. 18, *в*), диод V_0 смещается прямо. В интервале паузы энергия, запасенная в магнитном поле дросселя за время импульса, расходуется на поддержание тока нагрузки I_0 и заряд конденсатора C_0 . Модуль напряжения $u_{C_0} = u_0$ нарастает от уровня U''_0 до U'_0 . Уравнение процесса в цепи нагрузки имеет вид

$$L_0 \frac{di_2}{dt} + U_{V_0} + u_0 = 0. \quad (51)$$

Сравнивая процессы в цепях повышающего преобразователя и рассматриваемого ТП, нетрудно убедиться, что они практически идентичны. Это подтверждается и однотипностью уравнений для интервалов $T_{и}$ и $T_{п}$. Отличие лишь в том, что в интервале паузы источник питания не расходует энергию на поддержание I_0 и заряд C_0 , поэтому правая часть уравнения (51) равна нулю.

Если ТП работает на высокой частоте, то по аналогии с повышающим преобразователем реальную картину процессов можно упростить, аппроксимировав графики изменения i и u линейными функциями в каждом из интервалов периода (правая часть диаграммы на рис. 19, б). Тогда производные в уравнениях (50), (51) допустимо заменить приращениями

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{\Delta i_1}{K_3 T} = \frac{\Delta i_L}{K_3 T}, \quad \frac{di_2}{dt} \approx \frac{\Delta i_2}{(1-K_3)T} = \frac{\Delta i_2}{(1-K_3)T}.$$

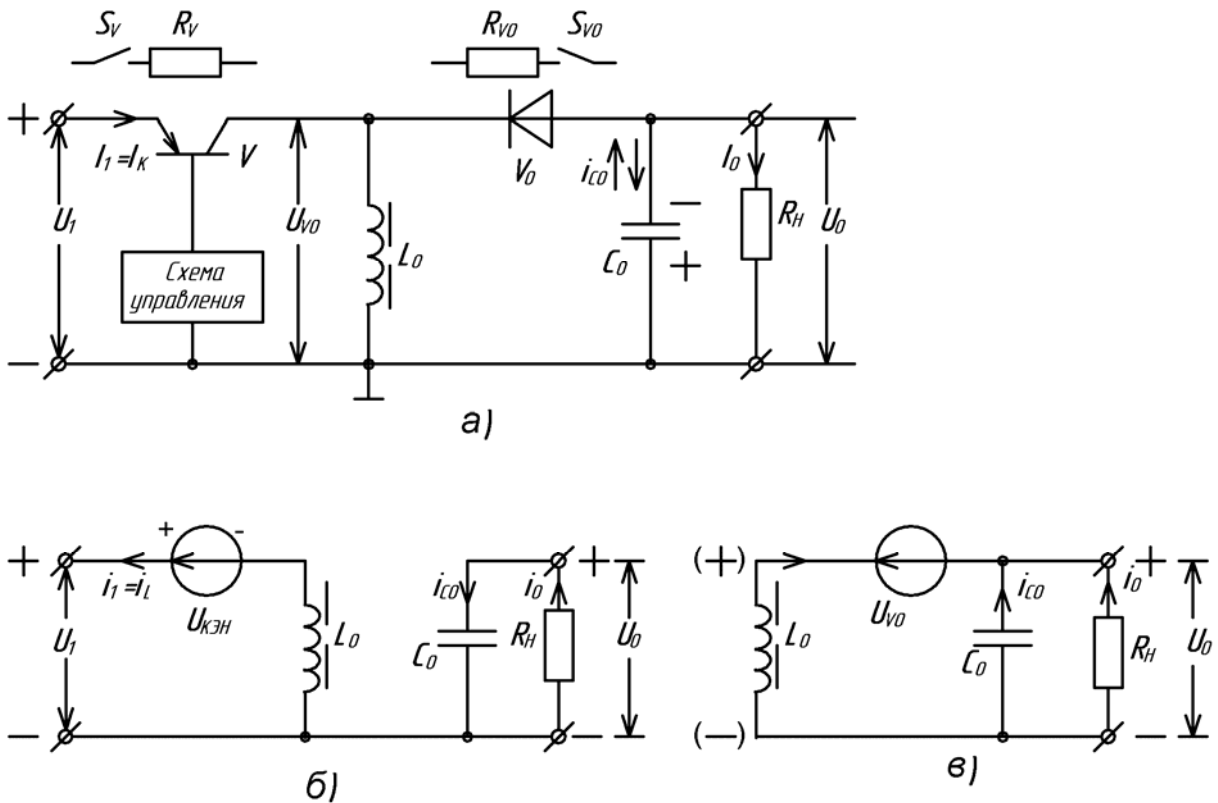


Рис. 18

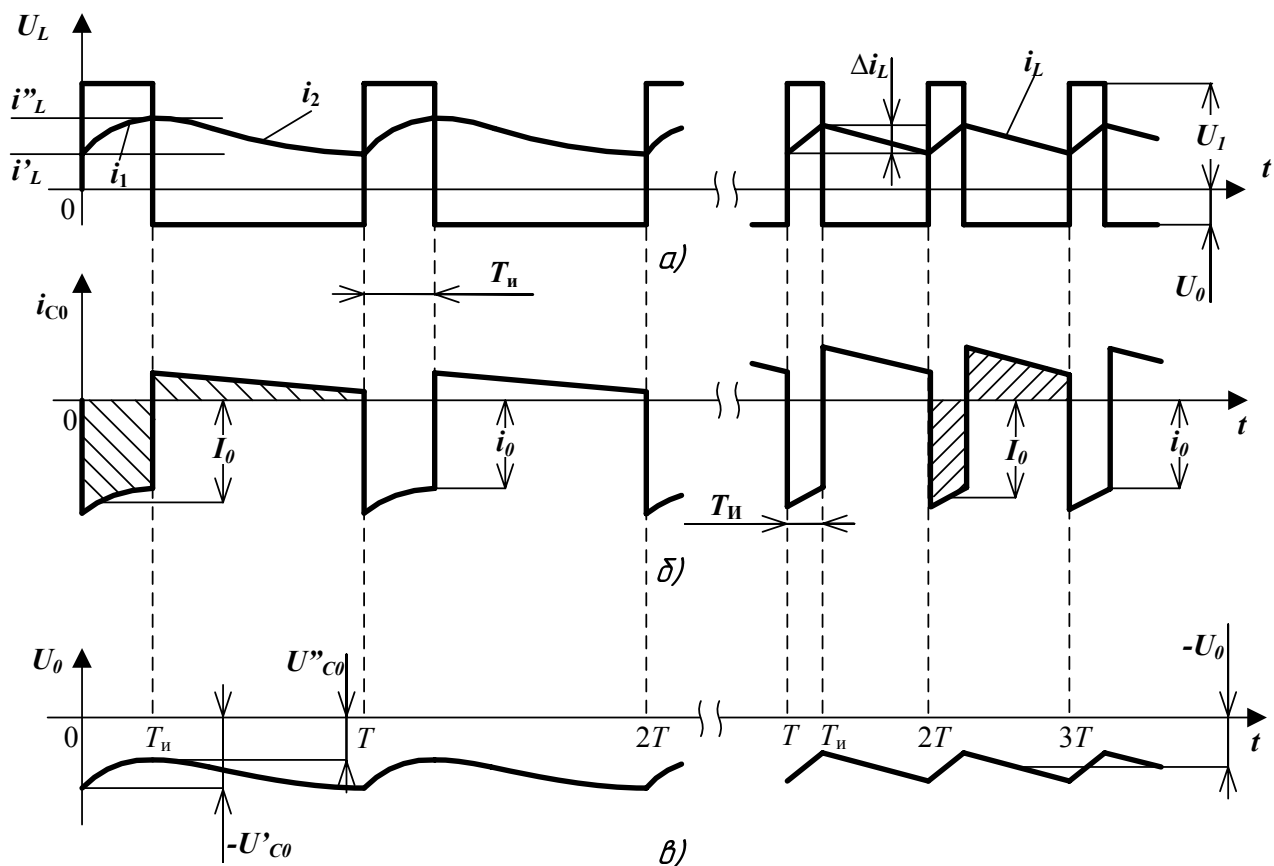


Рис. 19

Из уравнений (50), (51) найдем Δi_1 и Δi_2 :

$$\Delta i_1 = \Delta i_L = \frac{U_1 - U_{\text{кэ.н}}}{L_0} K_3 T, \quad \Delta i_2 = \Delta i_L = -\frac{u_0 - U_{V0}}{L_0} (1 - K_3) T. \quad (52)$$

В установившемся режиме абсолютные значения приращений тока в интервалах импульса и паузы равны, следовательно, полное приращение тока i_L за период равно нулю.

Далее необходимо найти уравнение ТП по огибающей среднего значения выходного напряжения u_0 . Алгоритм вывода известен (см. предыдущие разделы), поэтому, не повторяя его, запишем сразу уравнение

$$L_0 C_0 \frac{d^2 u_0}{dt^2} + \frac{L_0}{R_n} \frac{du_0}{dt} + u_0 (1 - K_3) + U_{V0} (1 - K_3) + U_{\text{кэ.н}} K_3 = U_1 K_3. \quad (53)$$

Постоянная составляющая U_0 и напряжение питания преобразователя связаны соотношением

$$U_0 = \frac{K_3}{1 - K_3} U_1 - U_{V0} - \frac{K_3}{1 - K_3} U_{\text{кэ.н.}} \quad (54)$$

Если пренебречь потерями, то (54) приводится к виду

$$U_0 \approx \frac{K_3}{1 - K_3} U_1. \quad (55)$$

Связь между средними значениями входного тока I_1 и тока нагрузки I_0 устанавливается из условия баланса мощностей (34):

$$U_1 I_1 = U_0 I_0 = \frac{K_3}{1 - K_3} U_1 I_0; \quad I_1 = \frac{K_3}{1 - K_3} I_0. \quad (56)$$

Упрощенные формулы (55), (56), не учитывающие потери, имеют ограниченное применение, когда значения K_3 достаточно далеки от предельных: не равны нулю или единице. В частности, полученное из (56) выражение $I_0 = I_1(1 - K_3)/K_3$ при $K_3 = 0$ приводит к абсурдному результату $I_0 \rightarrow \infty$.

4.1. Определение параметров выходного фильтра

Основные положения расчета элементов выходного фильтра во многом совпадают с приведенными в разделе «Повышающий транзисторный преобразователь».

Расчет емкости конденсатора C_0 . В интервале импульса диод V_0 закрыт и отсекает выход схемы от источника питания. Конденсатор C_0 разряжается на сопротивление R_n . Полагаем, что ТП работает на высокой частоте f и постоянная времени $\tau_n = C_0 R_n \gg T = 1/f$.

Следовательно, среднее значение тока разряда конденсатора, а это ток нагрузки I_0 , несущественно отличается от его мгновенного значения $i_C = i_0$ в конце интервала T_n (см. рис. 19, б). Иначе гово-

ря, будем считать, что конденсатор фильтра разряжается постоянным током I_0 .

$$i_c \approx I_0 = C_0 \frac{du_{c0}}{dt} \approx C_0 \frac{\Delta U_{c0}}{\Delta t} = C_0 \frac{\Delta U_0}{T_{\text{и}}} = C_0 \frac{\Delta U_0}{K_3 T},$$

отсюда

$$C_0 = \frac{I_0 K_3 T}{\Delta U_0},$$

где $\Delta U_{c0} = \Delta U_0$ – амплитуда пульсации напряжения нагрузки.

В формулу для расчета C_0 , а в дальнейшем L_0 , целесообразно ввести соотношение между U_0 и U_1 . Для этого из выражения (55) находим $K_3 = U_0 / (U_0 + U_1)$, $1 - K_3 = U_1 / (U_0 + U_1)$. С учетом K_3 расчетная формула принимает вид

$$C_0 = \frac{I_0 U_0 T}{\Delta U_0 (U_0 + U_1)} = \frac{I_0 U_0}{\Delta U_0 (U_0 + U_1) f}. \quad (57)$$

Амплитуда и коэффициент пульсации выходного напряжения

$$\Delta U_0 = \frac{I_0 U_0}{C_0 (U_0 + U_1) f}, \quad S = \frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{I_0}{C_0 (U_0 + U_1) f}. \quad (58)$$

Индуктивность дросселя L_0 . При выводе формулы расчета L_0 за исходное принимается одно из уравнений (52), например второе. Приняв в последнем $U_{V0} \approx 0$ и $u_0 \approx U_0$, с учетом $(1 - K_3) = U_1 / (U_0 + U_1)$ найдем

$$L_0 = \frac{U_0 U_1 T}{\Delta I_L (U_0 + U_1)}.$$

На практике для расчета L рекомендуется соблюдение условия $\Delta I_L \approx 0,4 I_0$ [1], тогда

$$L_0 = \frac{2,5 U_0 U_1}{I_0 (U_0 + U_1) f}. \quad (59)$$

Вычисленное значение L_0 должно быть больше $L_{0 \text{ мин}}$, найденного по формуле (45), при любых режимах работы ТП.

4.2. Нагрузочная и регулировочная характеристики понижающе-повышающего ТП

Семейства регулировочных и нагрузочных характеристик приведены на рис. 20. Во многом они повторяют характеристики повышающего ТП (см. рис. 17).

Нагрузочная характеристика. Если $r_{\text{вн}}$ источника питания преобразователя пренебрежимо мало (например ИП – аккумуляторная батарея), то с учетом замены $U_{\text{кэ.н}}=I_1R_{\text{кэ.н}}$, $U_{\text{V0}}=I_0R_{\text{V0}}$ и выражения (56) формула нагрузочной характеристики имеет вид

$$U_0 = \frac{K_3}{1-K_3} U_1 - I_0 \left(\frac{K_3}{1-K_3} R_{\text{кэ.н}} + R_{\text{V0}} \right). \quad (60)$$

Если величиной $r_{\text{вн}}$ пренебречь нельзя, то $U_1 = E_1 - I_1 r_{\text{вн}} = E_1 - I_0 r_{\text{вн}} K_3 / (1 - K_3)$ и формула характеристики преобразуется

$$U_0 = \frac{K_3}{1-K_3} E_1 - I_0 \left[\frac{K_3^2 r_{\text{вн}}}{(1-K_3)^2} + \frac{K_3 R_{\text{кэ.н}}}{1-K_3} + R_{\text{V0}} \right], \quad (61)$$

где E_1 – эдс, или напряжение источника питания ТП в режиме, близком к холостому ходу.

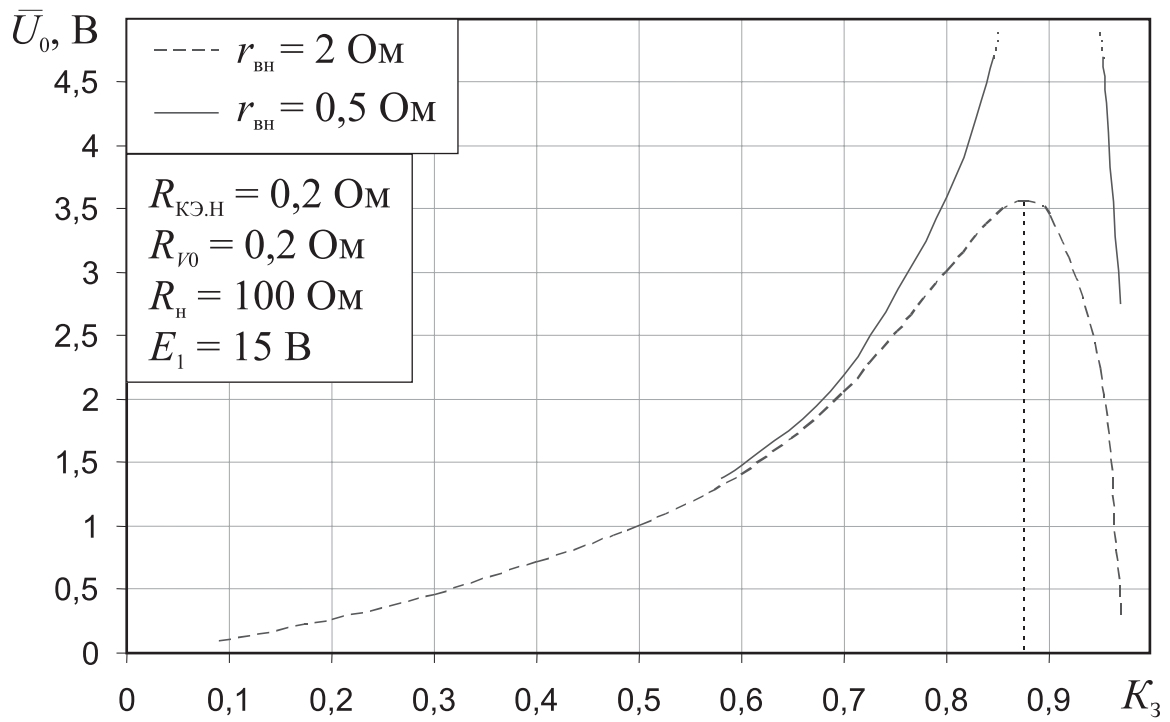
Регулировочная характеристика. Полагая, что $U_0 = I_0 R_{\text{н}}$, из (61) найдем I_0 :

$$I_0 = \frac{E_1 K_3 / (1 - K_3)}{R_{\text{н}} + r_{\text{вн}} K_3^2 / (1 - K_3)^2 + R_{\text{кэ.н}} K_3 / (1 - K_3) + R_{\text{V0}}}.$$

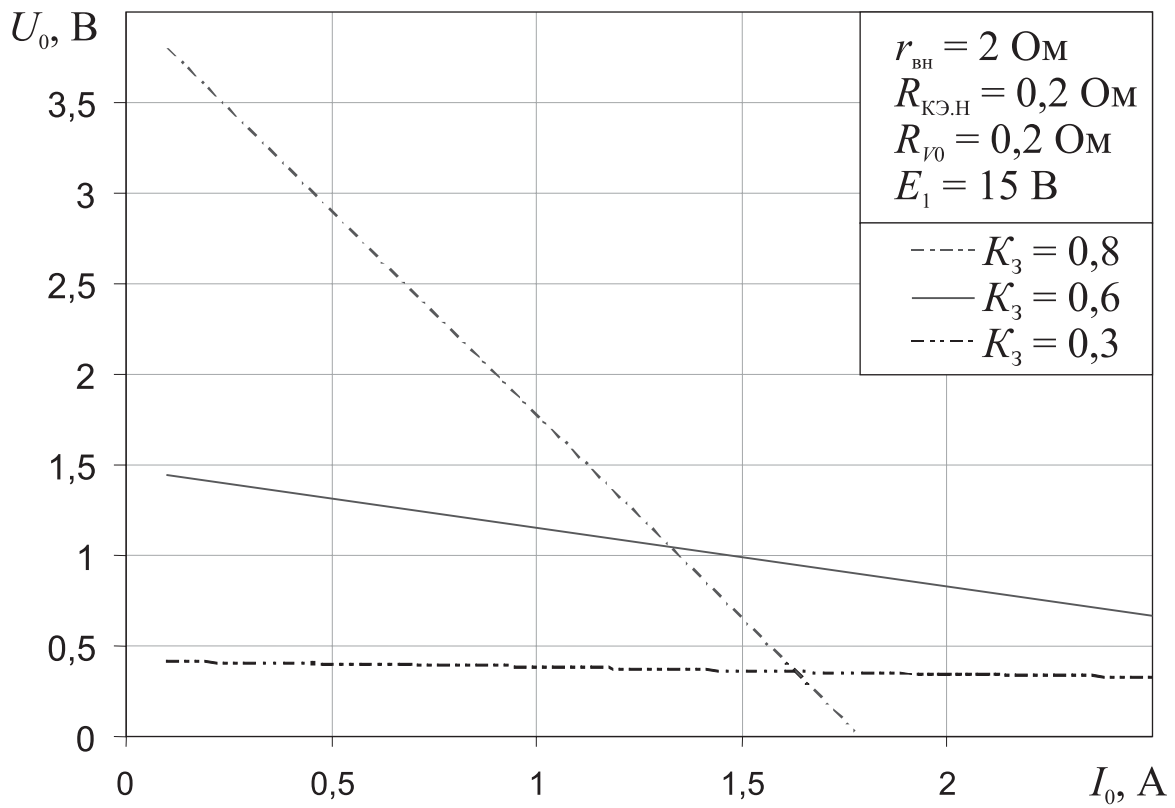
Домножим обе части уравнения на $R_{\text{н}}$, после несложных преобразований получим формулу регулировочной характеристики:

$$U_0 = \frac{E_1 K_3 / (1 - K_3)}{1 + \left[r_{\text{вн}} K_3^2 / (1 - K_3)^2 + R_{\text{кэ.н}} K_3 / (1 - K_3) + R_{\text{V0}} \right] / R_{\text{н}}}. \quad (62)$$

Особенностью рассмотренного преобразователя является то, что ни в одном из интервалов периода работы источник питания U_1 не имеет непосредственной связи с выходом схемы. Энергия в нагрузку передается от накопительного дросселя только в интервале паузы (говорят, «на обратном ходе»), когда триод V закрыт, поэтому ТП относится к обратноточным.



a)



б)

Рис. 20

Заключение

Данные методические указания – часть учебного комплекса, подготовленного для выполнения учебно-исследовательских лабораторных работ или курсового проектирования по дисциплине «Электроника».

Материал методических указаний знакомит студентов с некоторыми типами транзисторных высокочастотных преобразователей. Анализ схем ТП проведен достаточно подробно и даже при отсутствии числовых примеров расчета позволяет студентам самостоятельно определить такие важные параметры ТП, как мощность нагрузки и мощность, потребляемую от источника питания, коэффициент полезного действия и др.

Надеемся, что после изучения материала методических указаний студент сможет самостоятельно разобраться в работе преобразователей, родственных рассмотренным типам, используя специальную литературу и справочные пособия.

Библиографический список

1. Интегральные микросхемы. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение : справочник. – ДОДЭКА, 1997. – 224 с. – ISBN 5-87835-001-6.
2. Бедерсон, А. А. Расчет переходных процессов в электрических цепях при импульсном воздействии методом средних параметров / А. А. Бедерсон, О. Н. Мельников // Электричество. – 1972. – № 2. – С. 26 – 30.
3. Бирзниец, Л. В. Импульсные преобразователи постоянного тока / Л. В. Бирзниец. – М. : Энергия, 1974. – 244 с.
4. Пискунов, Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисления. В 3 т. Т. 2 / Н. С. Пискунов. – М. : Наука, 1966. – 316 с.
5. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН – Р, 2001. – 321 с. – ISBN 5-93455-089-6.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
1. Понижающий транзисторный преобразователь.....	6
1.1. Уравнения понижающего ТП.....	7
1.2. Определение параметров выходного фильтра.....	10
1.3. Определение параметров входного фильтра.....	16
1.3.1. Источник питания ТП – аккумуляторная батарея....	16
1.3.2. Источник питания ТП – выпрямитель.....	18
1.4. Нагрузочная и регулировочная характеристики ТП.....	21
2. Варианты включения источников питания в выходную цепь силового триода.....	26
2.1. Источник питания в цепи эмиттера силового триода.....	26
2.2. Источник питания в цепи коллектора силового триода...	29
2.3. Источник питания в цепи стока мощного полевого триода	32
3. Повышающий транзисторный преобразователь.....	36
3.1. Уравнения повышающего ТП.....	37
3.2. Источники питания повышающих ТП.....	40
3.3. Определение параметров выходного фильтра	40
3.4. Нагрузочная и регулировочная характеристики повышающего ТП	45
4. Понижающе-повышающий транзисторный преобразователь с инверсией выходного напряжения.....	48
4.1. Определение параметров выходного фильтра	51
4.2. Нагрузочная и регулировочная характеристики понижающе-повышающего ТП	53
Заключение	55
Библиографический список.....	55