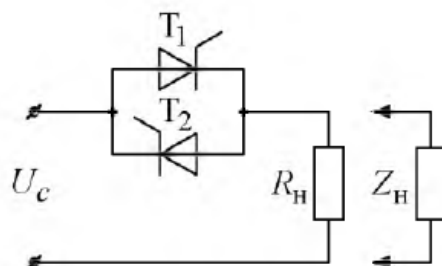


ГЛАВА 7. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

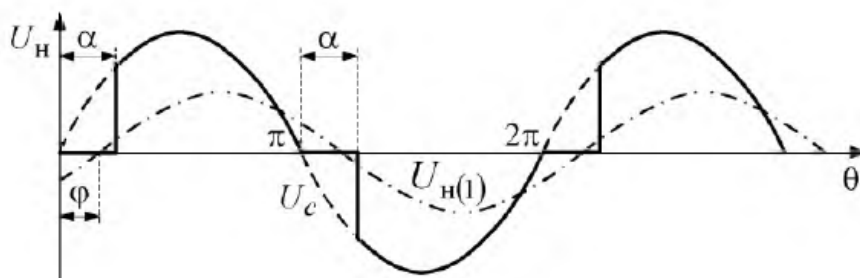
Для регулирования и стабилизации переменного тока используются различные типы регуляторов, стабилизаторов, среди которых наибольшее распространение получили электромеханические, электромагнитные и магнитно-полупроводниковые.

В рамках данного курса будет уделено внимание только регуляторам магнитно-полупроводникового типа, как наиболее перспективным по целому ряду показателей. Простейшая схема регулятора переменного тока представляет собой два встречно-параллельных тиристора, включенных последовательно в цепь нагрузки (рис. 7.1).



*Рис. 7.1. Регулятор переменного тока
на основе встречно-параллельных тиристоров*

Тогда, открывая тиристоры T_1 и T_2 со сдвигом на угол α относительно точек естественной коммутации ($0, \pi, 2\pi$, и т. д.) (рис. 7.2), можно регулировать величину напряжения на нагрузке в пределах от нуля до максимального значения, определяемого напряжением питающей сети U_c .



*Рис. 7.2. Диаграмма работы регулятора переменного тока
при активной нагрузке*

Недостатком такого способа регулирования является плохая форма напряжения на нагрузке и фазовый сдвиг первой гармоники на угол φ , определяемый углом управления α . Если нагрузка регулятора

чисто активная, то ток нагрузки в точности повторяет кривую напряжения (рис. 7.2).

Если же нагрузка имеет активно-индуктивный характер, то ток нагрузки изменяется по закону (2.82). При этом регулирование оказывается возможным при условии: $\varphi < \alpha < \pi$, где $\varphi = \arctg\left(\frac{\omega L_H}{R_H}\right)$.

Это условие становится очевидным из рис. 7.3.

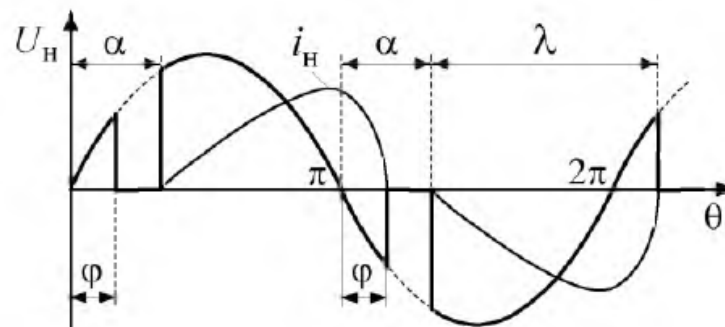


Рис. 7.3. Диаграмма работы регулятора переменного тока при активно-индуктивной нагрузке

Ток нагрузки затягивается за точку естественной коммутации на угол φ и, следовательно, угол α не может быть меньше этой величины, так как очередной тиристор просто не сможет открыться. Если вместо тиристоров T_1 и T_2 использовать полностью управляемые ключи, либо снабдить эти тиристоры узлами принудительной коммутации, то тогда можно регулировать не только их момент включения, но и момент выключения, определяемый углом β . В этом случае открываются дополнительные возможности регулятора, иллюстрируемые на рис. 7.4.

В случае *a* (рис. 7.4) $\alpha > 0$; $\beta = 0$. Очевидно, что первая гармоника напряжения будет иметь сдвиг в сторону отставания относительно напряжения питающей сети U_c .

В случае *б* (рис. 7.4) $\alpha = 0$; $\beta > 0$. Здесь фазовый сдвиг будет в сторону опережения U_c .

В случае *в* и *г* (рис. 7.4) если $\alpha = \beta$, то фазовый сдвиг первой гармоники отсутствует. Если же $\alpha \neq \beta$, то фазовый сдвиг будет либо отстающим, либо опережающим в зависимости от соотношения этих углов.

В случае *д* (рис. 7.4) можно реализовать способ широтно-импульсного регулирования.

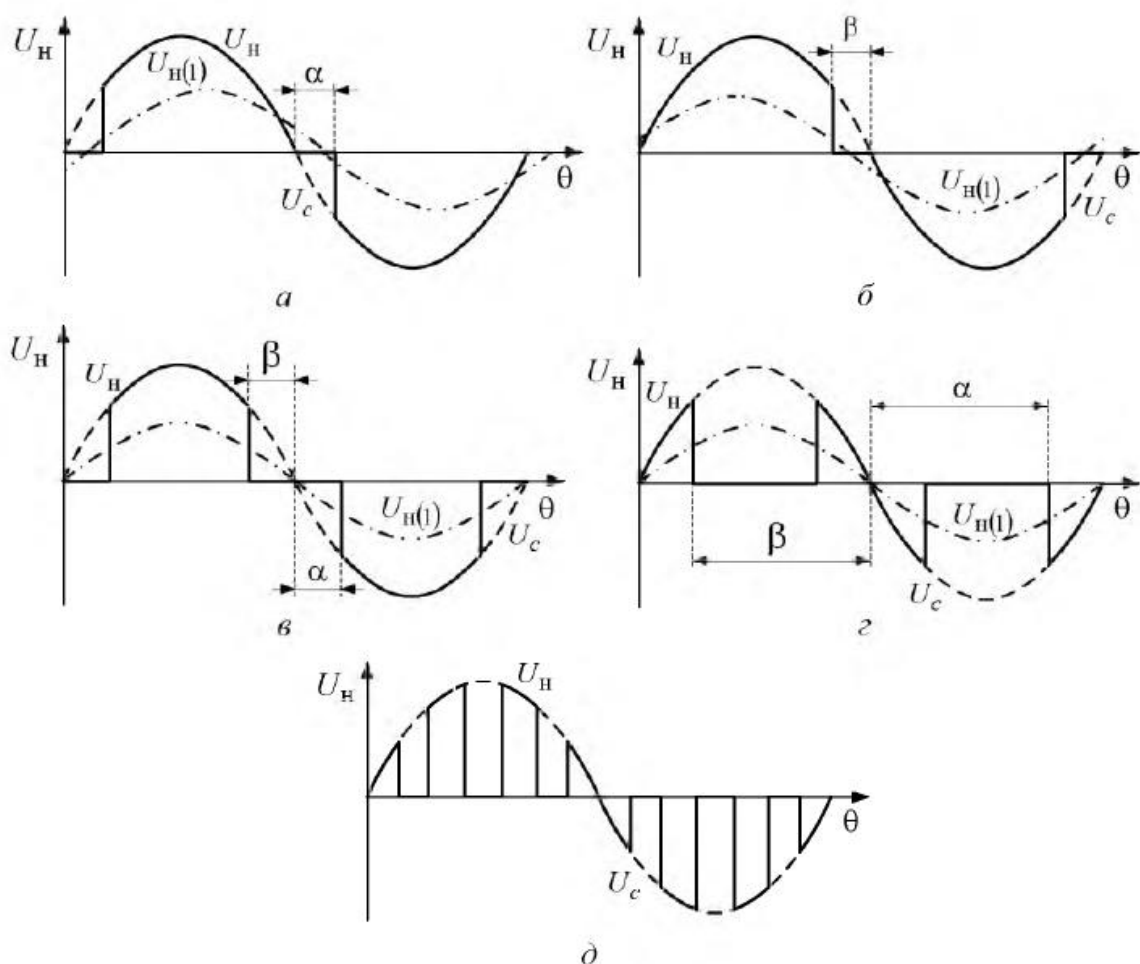


Рис. 7.4. Различные способы регулирования переменного напряжения с использованием полностью управляемых ключей

Более совершенным способом регулирования является использование вольтодобавочных устройств, увеличивающих или уменьшающих напряжение на нагрузке относительно питающей сети. Примером такого устройства может служить схема, представленная на рис. 7.5.

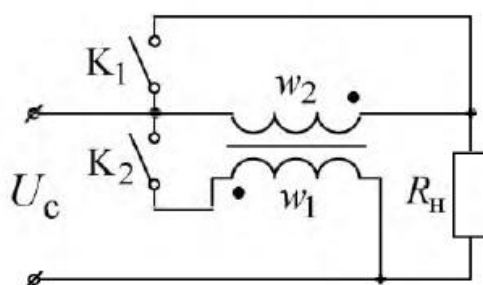


Рис. 7.5 Простейшая схема регулятора переменного напряжения с вольтодобавкой

Последовательно с нагрузкой включается вторичная обмотка трансформатора Tr , которая может шунтироваться ключом переменного тока K_1 . Первичная обмотка может подключаться к питающей сети с напряжением U_c при помощи второго ключа переменного тока K_2 . Ключи K_1 и K_2 работают в противофазе: когда открыт ключ K_1 , ключ K_2 обязательно закрыт, и наоборот, когда открыт ключ K_2 , ключ K_1 обязательно закрыт. Используя те же алгоритмы управления ключами, что и на рис. 7.4, получаем напряжение на нагрузке, иллюстрируемое на рис. 7.6.

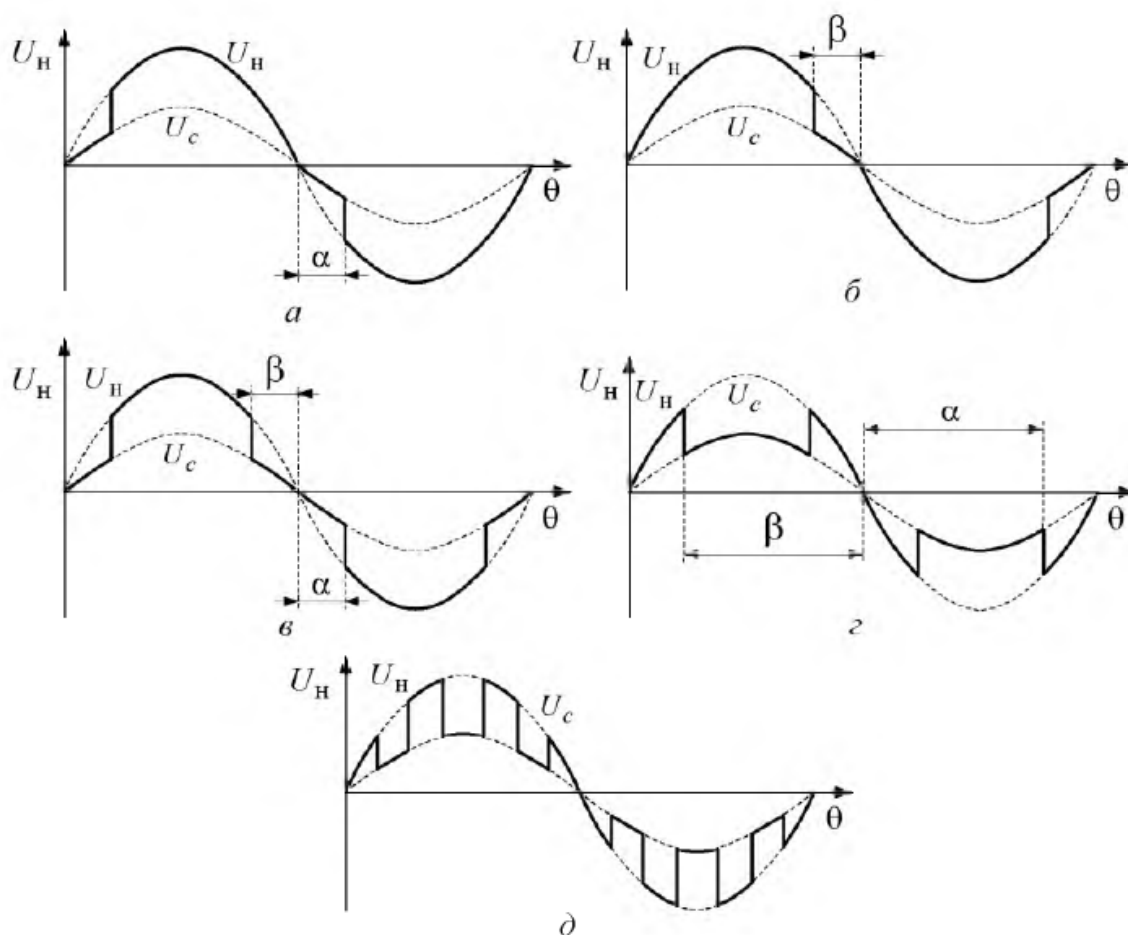


Рис. 7.6. Различные способы регулирования переменного напряжения с использованием вольтодобавки

Если поменять местами начало и конец одной из обмоток трансформатора, то вольтодобавка будет не складываться с напряжением сети U_c , а вычитаться из него, что дает возможность осуществлять регулирование в сторону понижения напряжения от напряжения питающей сети U_c .

Следует отметить, что импульсные регуляторы переменного тока или напряжения, начиная с мощности десятков ватт, целесообразнее строить с использованием неоднотактного преобразователя, как, например, в схеме на рис. 7.5, а двухтактного (рис. 7.7).

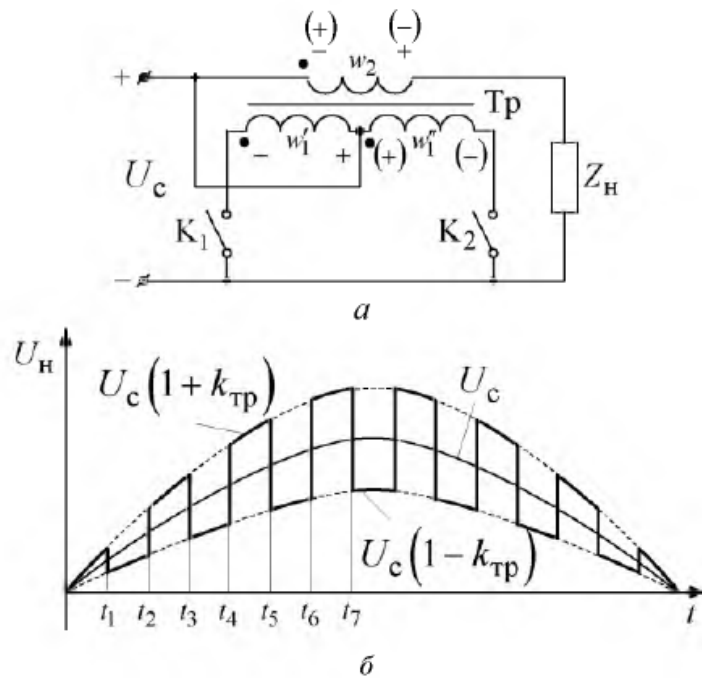


Рис. 7.7. Регулятор переменного напряжения с использованием высокочастотного трансформатора

Здесь ключи переменного тока K_1 и K_2 также работают в противофазе: на интервале $0 \dots t_1$ замкнут ключ K_1 , а K_2 разомкнут. Тогда напряжение U_c , имеющее положительный полупериод в соответствии с рис. 7.7, б и приложенное к первичной обмотке трансформатора Тр w'_1 , создает на вторичной обмотке w_2 ЭДС $e_2 = U_c k_{тр}$, полярность которой указана на рис. 7.7, а (без скобок).

Очевидно, что эта ЭДС суммируется с U_c и напряжение на нагрузке $U_H = U_c + U_c k_{тр} = U_c(1 + k_{тр})$.

На интервале $t_1 \dots t_2$ ключ K_1 разомкнут, а ключ K_2 замкнут. Напряжение U_c приложено к обмотке w'_2 с полярностью, указанной в скобках. ЭДС на вторичной обмотке трансформатора w_2 , имеющая полярность, указанную в скобках на этом интервале, не суммируется, а вычитается из U_c , поэтому $U_H = U_c - U_c k_{тр} = U_c(1 - k_{тр})$.

Далее процессы повторяются. Очевидно, что среднее значение напряжения на нагрузке определяется соотношением времени, вклю-

ченного состояния ключей K_1 и K_2 , и может варьироваться в пределах от $U_c(1 - k_{\text{тр}})$ до $U_c(1 + k_{\text{тр}})$, где $k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_2}$ – коэффициент трансформации трансформатора Тр.

Если частоту переключения ключей выбрать достаточно большой, значительно превышающей частоту питающей сети, то, во-первых, массогабаритные показатели трансформатора и, следовательно, всего регулятора будут улучшаться, как уже было рассмотрено в главе 1. Поэтому частоту переключения ключей надо выбирать такой, чтобы соответствовала оптимальной частоте сердечника трансформатора Тр.

Во-вторых, чем выше частота переключения ключей, тем легче отфильтровывать переменную составляющую напряжения на нагрузке при помощи простейших фильтров.

Указанные особенности открывают широкие перспективы для построения импульсных регуляторов переменного тока или напряжения с высокими массогабаритными и экономическими показателями.

Контрольные вопросы

1. Достоинства и недостатки схем регуляторов переменного напряжения на ключах с частичной управляемостью.
2. Перечислите способы построения регуляторов переменного напряжения на полностью управляемых ключах.
3. Способы построения регуляторов переменного напряжения с вольтодобавкой и вольтоотбавкой.
4. Объясните принцип работы регулятора переменного напряжения на основе высокочастотного трансформатора.

6.2.3. Импульсный регулятор с последовательным ключом

Этот тип регулятора называется *понижающим* (step-down), так как его выходное напряжение не может превышать входное. Рассмотрим принцип действия регулятора в схеме с активной нагрузкой R_H (рис. 6.8, а). Периодическая коммутация полностью управляемого ключа S с частотой $f_S = 1/T_S$ вызывает появление на нагрузке импульсного однополярного напряжения (рис. 6.8, б). Среднее значение выходного напряжения на нагрузке $U_{\text{вых}}$ зависит от соотношения времени включенного $t_{\text{вкл}}$ и выключенного $t_{\text{выкл}}$ состояний и определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_{\text{вых}}(t) dt = \frac{Et_{\text{вкл}}}{T_S} = E\gamma,$$

где γ — значение коэффициента заполнения в относительных единицах.

Изменением значения γ можно регулировать среднее значение выходного напряжения от 0 до E . Способы изменения γ могут быть различными, но наибольшее распространение для этого класса схем получил принцип регулирования на основе ШИМ.

Импульсное регулирование вызывает значительную пульсацию выходного напряжения, поэтому на выходе регулятора для уменьшения пульсаций включают

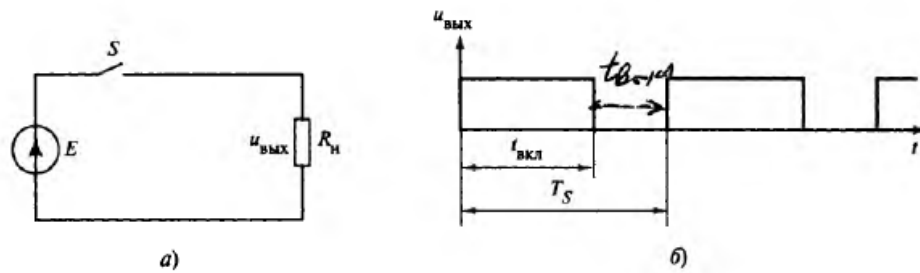
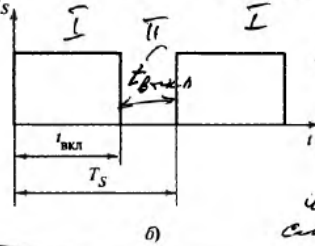
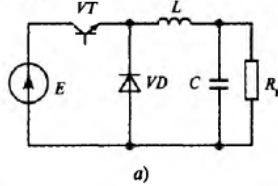


Рис. 6.8. Принцип действия последовательного импульсного регулятора: а — схема; б — диаграмма напряжения

При замыкании ключа (интервал I) ток протекает через индуктивность i_L и нагрузку i_H , диод находится в обратном направлении и не проводит ток. Если $T = (L/R_H) \gg T_S$ то можно считать, что ток дросселя будет изменяться по линейному закону:



$i = \frac{1}{L} \int u_L dt$
и в этом случае уравнение (6.8)

Рис. 6.9. Последовательный импульсный регулятор: а — схема силовой части; б — диаграмма сигнала управления

фильтр. Для рассматриваемой схемы наиболее эффективным и распространенным является Г-образный LC-фильтр. На рис. 6.9 представлена силовая часть схемы регулятора с LC-фильтром, транзисторным ключом VT и обратным диодом VD. Диод создает цепь протекания тока i_L при выключении транзистора VT. При отсутствии диода VD на транзисторе при его выключении возникают недопустимые перенапряжения, обусловленные возникновением ЭДС самоиндукции $U_L =$

$$= L \frac{di_L}{dt} \text{ в индуктивности фильтра.}$$

Наличие LC-фильтра существенно влияет на электромагнитные процессы в регуляторе. Рассмотрим эти процессы более подробно для двух режимов работы: с непрерывным током и прерывистым током в индуктивности. Допустим, что напряжение $U_{\text{вых}}$ идеально сглажено, когда пульсация равна нулю, так как в большинстве практических схем фильтр обеспечивает низкий уровень пульсаций в выходном напряжении по сравнению со средним его значением.

Режим работы с непрерывным током i_L . В этом режиме происходит периодическое изменение двух состояний схемы. Первое состояние длительностью $t_{\text{вкл}} = \gamma T_S$ (интервал I) имеет место при включенном транзисторе VT, а другое (интервал II) — при выключенном состоянии в течение времени $t_{\text{выкл}} = T_S - t_{\text{вкл}} = (1 - \gamma)T_S$ (рис. 6.10). Допущение идеальной сглаженности выходного напряжения позволяет заменить цепи фильтра и нагрузки эквивалентным источником напряжения $U_{\text{вых}}$. В этом случае можно составить эквивалентные схемы силовой части регулятора (рис. 6.10, а). Изменение тока i_L на интервалах I и II определяется следующими уравнениями:

интервал I

$$E - U_{\text{вых}} = L \frac{di_L}{dt}; \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} di_L &= \frac{1}{L} (E - U_{\text{вых}}) dt \\ \int_0^{t_{\text{вкл}}} di_L &= \frac{E - U_{\text{вых}}}{L} \int_0^{t_{\text{вкл}}} dt \\ i_L(t) - i_L(0) &= \frac{E - U_{\text{вых}}}{L} t \\ i_L(t) &= I_{\text{мин}} + \frac{E - U_{\text{вых}}}{L} t \quad (6.8)' \end{aligned}$$

В выходном напряжении

$t_{\text{вкл}} = \delta T_s$
 $t_{\text{откл}} = (1-\delta) T_s$
 $\Rightarrow U_{\text{вых}} = E \delta$
 $E \delta T_s - U_{\text{вых}} T_s = U_{\text{вых}} T_s - U_{\text{вых}} T_s$
 $\Rightarrow U_{\text{вых}} = E \delta$

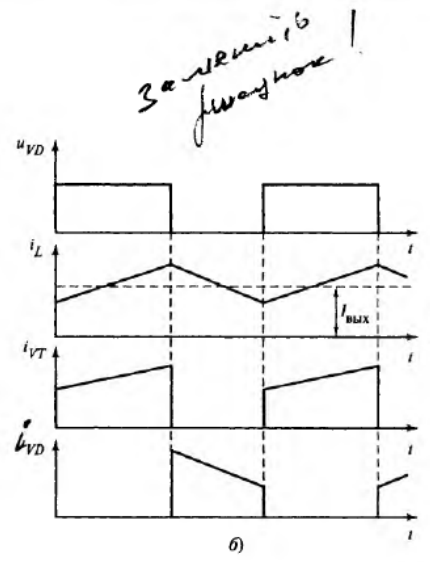
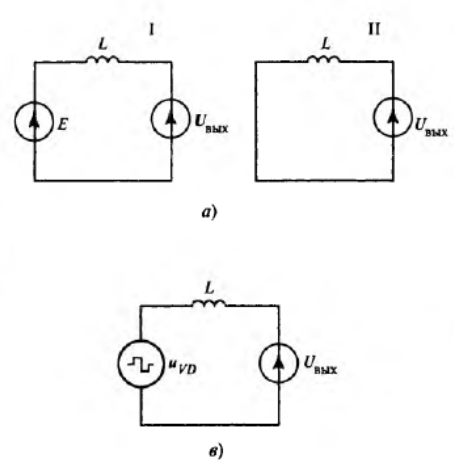


Рис. 6.10. Режим работы последовательного импульсного регулятора с непрерывным током реактора:
 а — схемы замещения на интервалах I и II; б — диаграммы тока и напряжения; в — общая схема замещения

интервал II

$$U_{\text{вых}} = -L \frac{di_L}{dt} \quad (6.9)$$

Из (6.8) и (6.9) следует, что изменение тока i_L происходит по линейному закону (рис. 6.10, б):

интервал I

$$i_L = I_{L \min} + \frac{E - U_{\text{вых}}}{L} t; \quad (6.10)$$

интервал II

$$i_L = I_{L \max} - \frac{U_{\text{вых}}}{L} t.$$

В установившемся режиме работы регулятора ток i_L на интервале I протекает во включенном транзисторе VT, диод VD заперт обратным напряжением первичного источника. На интервале II транзистор VT выключен и ток i_L протекает через диод VD. Таким образом, на вход фильтра поступает импульсное напряжение $u_{VD}(t)$. Учитывая, что на обоих интервалах внутреннее сопротивление источника $u_{VD}(t)$ мало (для идеализированной схемы равно нулю), изменение тока i_L можно определить из эквивалентной схемы (рис. 6.10, в), в которой первичный источник представлен источником напряжения импульсной формы $u_{VD}(t)$ на обоих интерва-

$$\begin{aligned}
 \frac{di_L}{dt} &= -\frac{U_{\text{вых}}}{L} dt \\
 \int_{I_{L \min}}^{I_{L \max}} di_L &= -\frac{U_{\text{вых}}}{L} \int_0^t dt \\
 I_{L \max} - I_{L \min} &= -\frac{U_{\text{вых}}}{L} t \\
 I_{L \min} &= I_{L \max} - \frac{U_{\text{вых}}}{L} t
 \end{aligned}$$

лах. Среднее значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при LC-фильтре будет определяться так же, как и при активной нагрузке. Это решение будет справедливо только в режимах работы при непрерывном токе i_L .

6.2.4. Импульсный регулятор с параллельным ключом

Этот тип регулятора называют также *повышающим* (англ. step-up или boost converter). Силовая часть схемы регулятора с транзисторным ключом VT и емкостным выходным фильтром C приведена на рис. 6.18. Принцип действия регулятора основан на периодическом накоплении энергии и передаче ее из реактора L в цепи фильтра C и нагрузки R_n . Так же как и регулятор с последовательным ключом, этот регулятор может работать в режимах с непрерывным и прерывистым током реактора.

Режим работы с непрерывным током реактора. В этом режиме чередуются два состояния схемы: транзистор VT включен (интервал I) и транзистор VT выключен (интервал II). При построении диаграмм и дальнейшем рассмотрении схемы принято допущение, что выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ идеально сглажено. Длительности интервалов I и II составляют $t_{\text{вкл}} = \gamma T_S$ и $t_{\text{выкл}} = (1 - \gamma)T_S$ соответственно. На рис. 6.19 представлены эквивалентные схемы на интервалах работы схемы с учетом принятых допущений. Диаграммы, иллюстрирующие этот режим работы, показаны на рис. 6.19. Согласно схемам ток реактора на интервалах I и II изменяется по линейному закону:

интервал I

$$i_{L \text{ макс}} = i_L = I_{L \text{ мин}} + \frac{Et}{L}; \quad \leftarrow t_{\text{вкл}} \quad (6.21)$$

314

$$\begin{aligned} E &= L \frac{di_L}{dt} \\ \int_0^t di_L &= \frac{E}{L} \int_0^t dt \\ i_L(t) - i_L(0) &= \frac{E}{L} t \\ i_L(t) - I_{L \text{ мин}} &= \frac{E}{L} t \\ i_L(t) &= I_{L \text{ мин}} + \frac{E}{L} t \end{aligned}$$

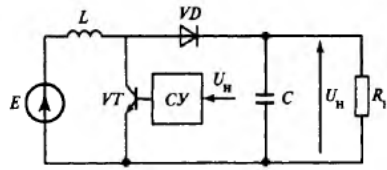


Рис. 6.18. Схема параллельного импульсного регулятора

$$U_{\text{вых}} > E$$

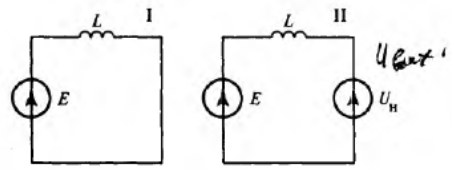


Рис. 6.19. Схемы замещения параллельного импульсного регулятора в режиме работы с непрерывным током реактора

интервал II $J_{L \min} = i_L' = J_{L \max} - \frac{(U_{\text{вых}} - E) \cdot t_{\text{выкл}}}{L}$

$$i_L = I_{L \max} + \frac{(E - U_{\text{вых}}) t_{\text{выкл}}}{L} \quad (6.22)$$

Из диаграмм на рис. 6.20 видно, что на интервале I ток i_L протекает в транзисторе VT. Цепи нагрузки R_n и конденсатор фильтра C отделены от входного источника диодом VD (см. рис. 6.18).

Связь входных и выходных параметров схемы может быть определена из условия равенства нулю среднего значения напряжения на входном реакторе L. В этом случае площади положительной и отрицательной составляющих напряжения U_L в течение периода T_s равны между собой:

$$E t_{\text{вкл}} = -(E - U_{\text{вых}}) t_{\text{выкл}}, \quad (6.23)$$

или

$$\delta T_s = -(E - U_{\text{вых}}) (1 - \delta) T_s$$

$$E \gamma = -(E - U_{\text{вых}}) (1 - \gamma). \quad (6.24)$$

Из (6.24), пренебрегая потерями мощности в схеме, можно записать

$$\left. \begin{aligned} E &= -E + E \delta + U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}} \cdot \delta \\ E &= U_{\text{вых}} (1 - \delta) \end{aligned} \right\} \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= \frac{E}{1 - \gamma} \\ I_n &= I_{\text{вх}} (1 - \gamma), \end{aligned} \quad (6.25)$$

где $I_{\text{вх}}$ — среднее значение тока, потребляемого из первичного источника.

Из (6.25) видно, что в идеальной схеме выходное напряжение может изменяться от входного значения E при $\gamma = 0$ до бесконечности при $\gamma = 1$. В реальной схеме активные потери ограничивают рост выходного напряжения.

Для оценки пульсаций выходного напряжения можно использовать условие равенства нулю среднего значения тока конденсатора в установившемся режиме работы. На рис. 6.21 представлены диаграммы, позволяющие приблизительно оценить уровень пульсаций в режиме непрерывного тока реактора. Для этого на диаграмме тока диода показана переменная составляющая этого тока при допущении

$$E - U_{\text{вых}} = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\int_0^t di_L = \frac{E - U_{\text{вых}}}{L} \int_0^t dt$$

$$i_L(t) - i_L(0) = \frac{(E - U_{\text{вых}})}{L} t$$

$$i_L(t) = I_{L \max} + \frac{(E - U_{\text{вых}})}{L} t$$

$i_L(0) = I_{L \max}$

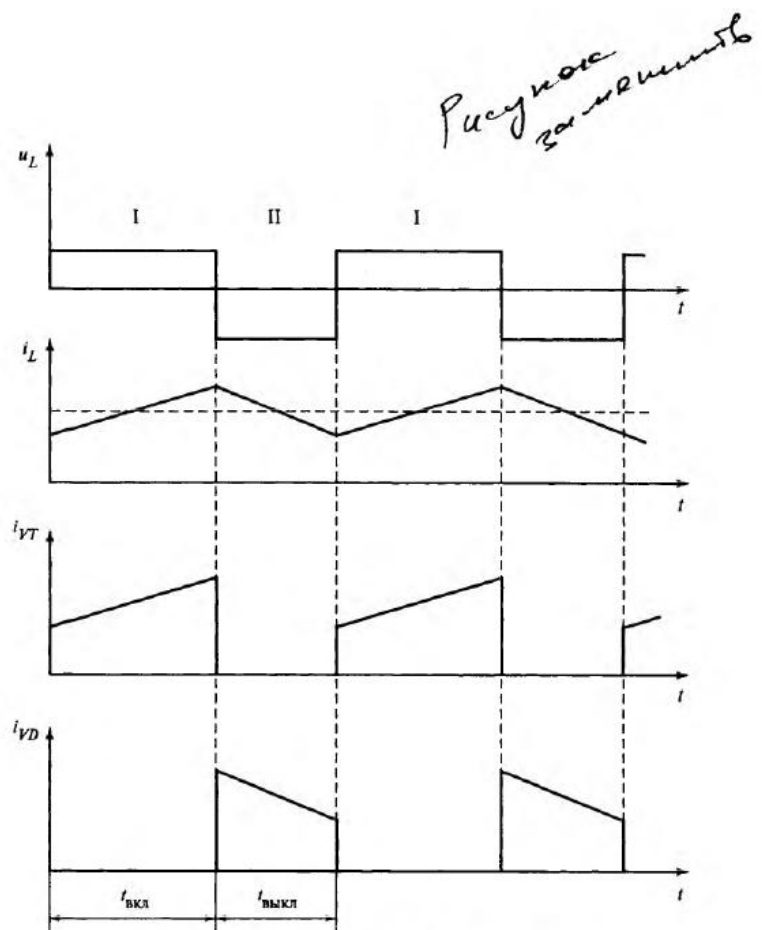


Рис. 6.20. Диаграммы напряжения и тока

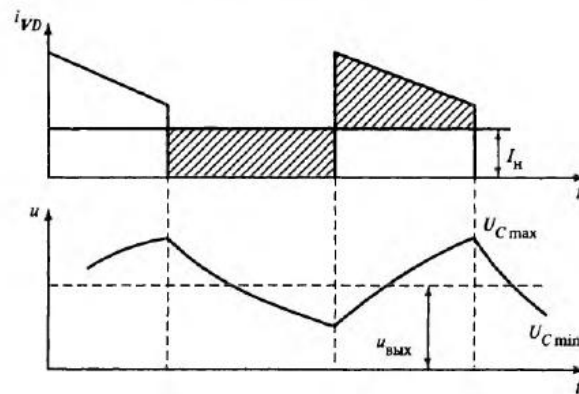


Рис. 6.21. Диаграммы тока и напряжения параллельного импульсного регулятора

постоянства тока нагрузки I_n в течение периода T_S . Изменение напряжения от $U_{C \max}$ до $U_{C \min}$ является результатом изменения заряда ΔQ на интервале γT_S :

$$\Delta U_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_n \gamma T_S}{C}. \quad (6.26)$$