

Рис. 13.3. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия источника питания в режиме работы с перекрытием.

Раздел 6. Регуляторы – стабилизаторы и статические контакторы.

При питании большинства потребителей электроэнергией требуется регулировать некоторые ее параметры: напряжение, ток, частоту и т.д. Регулированием называется процесс изменения по заданному закону или поддержание неизменности (стабилизации) какого-либо параметра. Регулирование может быть произведено как вручную, так и автоматически. В схемах питания наиболее часто требуется автоматическое регулирование напряжения с целью его стабилизации на заданном уровне при различных возмущающих воздействиях.

Электронные устройства осуществляющие стабилизацию напряжения в пределах широкого диапазона уровней стабилизации называется регуляторами - стабилизаторами. Если такое устройство предназначено для стабилизации напряжения в узком диапазоне, то его называют стабилизатором. При дальнейшем рассмотрении устройства, схемотехническое исполнение которых не налагает существенных ограничений на диапазон регулирования именуется регуляторами, а с ограниченными возможностями изменения выходных параметров - стабилизаторами.

Регуляторы-стабилизаторы напряжения так же как и регуляторы-стабилизаторы других параметров электрической энергии (например, тока или частоты) могут рассматриваться как преобразователи электроэнергии в том смысле, что они изменяют (преобразуют) ее параметры и качество.

В данном разделе рассматриваются преимущественно регуляторы-стабилизаторы напряжения. На выходное напряжение преобразователя электроэнергии влияют различные факторы: изменение выходного напряжения и тока нагрузки, температура окружающей среды и др. Поскольку эти факторы вызывают изменения выходного напряжения, их называют возмущающими. Точность поддержания выходного напряжения при воздействии различных возмущающих факторов характеризуется соответствующими параметрами стабилизации.

Основным, обычно наиболее сильным возмущающим фактором является изменение входного напряжения регулятора. Стабильность выходного напряжения при изменении входного характеризуется коэффициентом стабилизации по напряжению $K_{ст.U}$, который определяется следующим выражением:

$$K_{ст.U} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \div \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}},$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ – установленные входное и выходное напряжения;

$\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{вых}$ – отклонение входного и выходного напряжений.

Т.к. коэффициент $K_{ст.U}$ в общем случае зависит от $U_{вх}$ и $U_{вых}$, то его значение определяют для конкретного режима работы (как правило, номинального), т.е. в формулу подставляют значения $U_{вх.н}$ и $U_{вых.н}$. Обычно значения $K_{ст.U}$ определяется для статического (установившегося) режима работы преобразователя. При определении качества стабилизации в динамическом режиме вводят дополнительные параметры оценки качества (время переходного процесса, его характер и другие).

Влияние на выходное напряжение нагрузки учитывается внутренним (выходным) сопротивлением преобразователя:

$$Z_{вн} = \frac{(\Delta U_{вых})_I}{\Delta I_{вых}},$$

где $(\Delta U_{вых})_I$ - отклонения выходного напряжения, вызванные изменением нагрузки,

$\Delta I_{вых}$ - изменение тока нагрузки.

Для переменного тока $Z_{вн}$ является комплексной величиной и определяется в статических режимах работы преобразователя. Для оценки влияния нагрузки на выходное напряжение в динамических режимах так же вводят дополнительные параметры оценки, учитывающие характер переходного процесса. В преобразователях с выходом на постоянном токе $Z_{вн}$ может быть выражена как активным, так и комплексным сопротивлением в переходных режимах, в зависимости от целей и метода его определения. Внутреннее сопротивление $Z_{вн}$ определенное в виде активного сопротивления в переходном режиме называют иногда динамическим или дифференциальным. Значение $Z_{вн}$ так же зависит от входного напряжения нагрузки преобразователя, и ее определяют для конкретного режима работы (обычно номинального).

Отклонение выходного напряжения вызванное изменением температуры элементов преобразователя характеризуют коэффициентом стабилизации по температуре $K_{ст.U,T}$ измеряемой при неизменных значениях входного напряжения и тока нагрузки.

$$K_{ст.У.т} = \frac{\Delta U_{ВЫХ.Т}}{\Delta T},$$

где $\Delta U_{ВЫХ.Т}$ - отклонение выходного напряжения, вызванное изменением температуры;

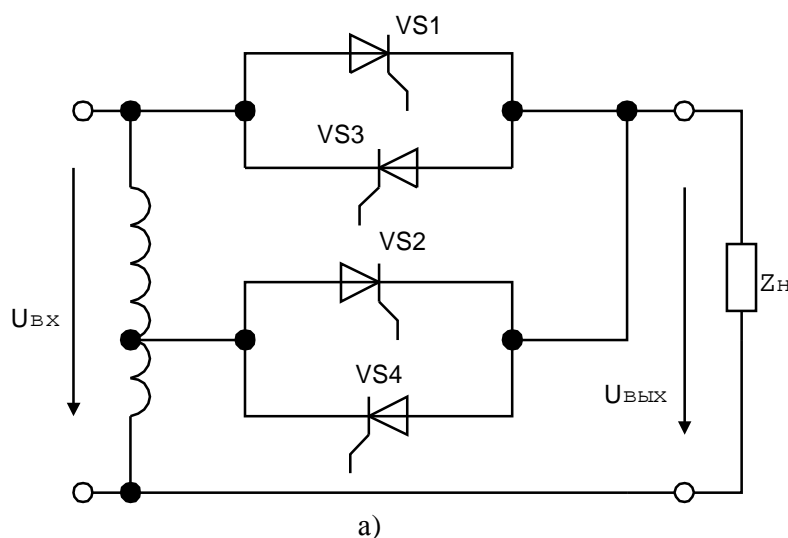
ΔT - изменение температуры окружающей среды (в установившемся тепловом режиме это соответствует изменению температуры элементов преобразователя).

Обычно к регуляторам-стабилизаторам предъявляются требования стабильности, чтобы при всех возмущающих факторах отклонение выходного напряжения от установленного уровня не превышали значений, определенных для каждого конкретного случая. Особенно жесткие требования по стабильности напряжения предъявляются к регуляторам-стабилизаторам напряжения используемым в цепях постоянного тока, питающих радиоэлектронную аппаратуру.

В настоящем разделе помимо регуляторов стабилизаторов рассматриваются различные типы статических контакторов. Последние по своему схемному исполнению и элементной базе сходны с отдельными узлами некоторых типов полупроводниковых регуляторов-стабилизаторов и других устройств преобразовательной техники, поэтому их изучение так же входит в курс преобразовательной техники.

Лекция 14. Регуляторы-стабилизаторы переменного тока.

На рис.14.1.а представлена упрощенная схема стабилизатора, отпайки автотрансформатора которого переключаются тиристорами VS1, VS3 и VS2, VS4. Стабилизация выходного напряжения в данной схеме осуществляется изменением моментов переключения отпайки автотрансформатора. Положительный полупериод входного напряжения в проводящем состоянии могут находиться тиристоры VS1 или VS2, в отрицательной – VS3 или VS4. Коммутации тиристоров в такой схеме происходят под воздействием напряжения автотрансформатора. Для обеспечения естественной коммутации тиристоров необходимо чтобы переключение происходило на отводы с более высоким потенциалом. Например, в положительную полуволну выходного напряжения включается VS2, а затем VS1. В этом случае при включении VS1 образуется короткозамкнутый контур, в котором развивается ток направленный встречно току нагрузки, протекающему через VS2. В результате тиристор VS2 выключается и ток начинает проводить тиристор VS1. Регулирование действующего значения выходного напряжения может в данной схеме производиться плавно за чет изменений моментов переключения тиристоров. На рис.14.1.б) представлена диаграмма выходного напряжения стабилизатора при чисто активной нагрузке.



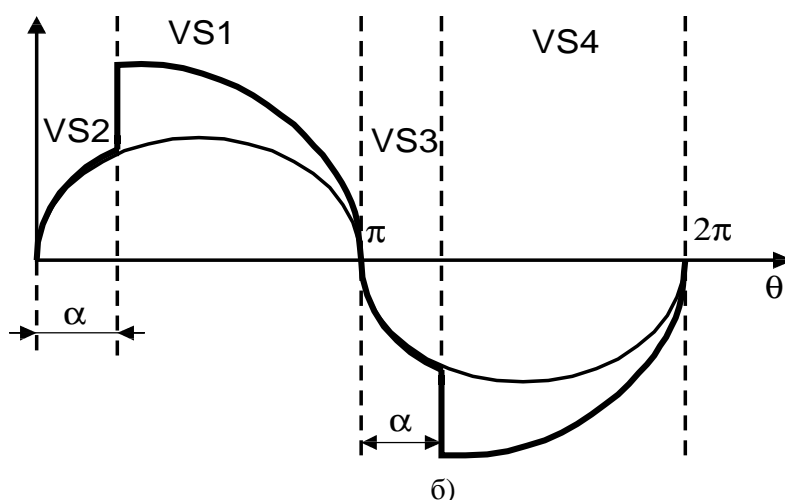


Рис.14.1. Стабилизатор напряжения с тиристорами переключающими отпайки автотрансформатора:

а) схема;

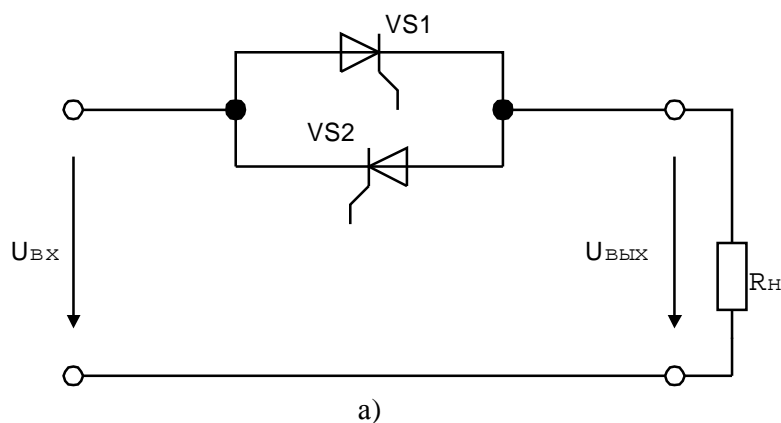
б) диаграмма выходного напряжения при активной нагрузке.

При активно-индуктивной нагрузке возникает необходимость в усложнении схемы управления тиристорами. Это объясняется тем, что ток в нагрузке будет отставать от напряжения на обмотке автотрансформатора, а включение тиристоров происходит в моменты прохождения тока нагрузки через нуль.

Встречно-параллельно включенные тиристоры могут непосредственно использоваться в качестве регуляторов-стабилизаторов напряжения (рис.14.2.а).

Когда $U_{вх}$ положительно подается управляющий импульс на тиристор VS1. Момент подачи управляющего импульса определяется углом управления α . В отрицательный полупериод ток нагрузки проводит тиристор VS2, который также включается в момент определенный углом α .

Включение VS1 и VS2 происходит при снижении протекающего через них тока нагрузки до нуля. Если нагрузка чисто активная, то форма кривой тока нагрузки совпадает с кривой входного напряжения. При активно-индуктивной нагрузке в связи с отставанием тока от напряжения тиристоры VS1 и VS2 будут включаться позже.



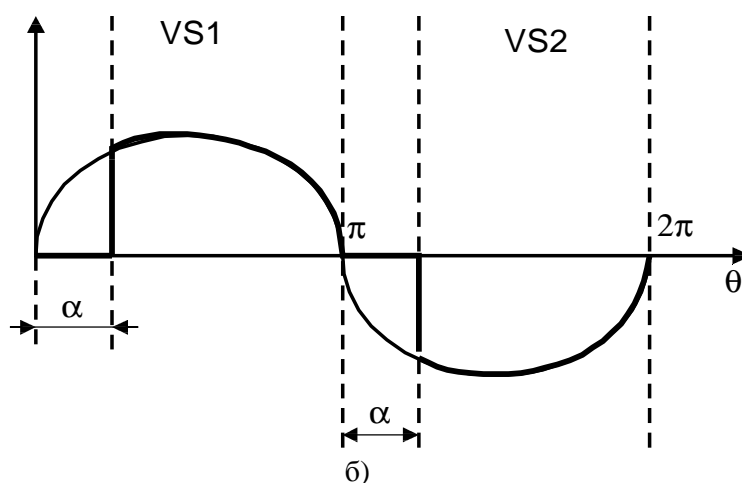


Рис.14.2. Стабилизатор напряжения на встречно-параллельно включенных тиристорах:

- а) схема;
- б) диаграмма выходного напряжения при активной нагрузке.

Регуляторы-стабилизаторы, выполненные на основе схем со встречно-параллельно включёнными тиристорами, являются сравнительно простыми и экономичными, имеют малые габариты, небольшую массу и позволяют регулировать выходное напряжение в широких пределах. Наиболее существенным недостатком является значительное искажение формы кривой выходного напряжения. Кроме того, при необходимости регулирования выходного напряжения до значений превышающих входное напряжение, в схеме обязательно должен присутствовать трансформатор или автотрансформатор.

Используя реактивные элементы (конденсаторы и реакторы) в сочетании с тиристорами, можно получить бестрансформаторную схему стабилизатора, имеющую выходное напряжение больше входного (рис.14.3 а). Принцип действия схемы поясняется векторной диаграммой (рис.14.3 б).

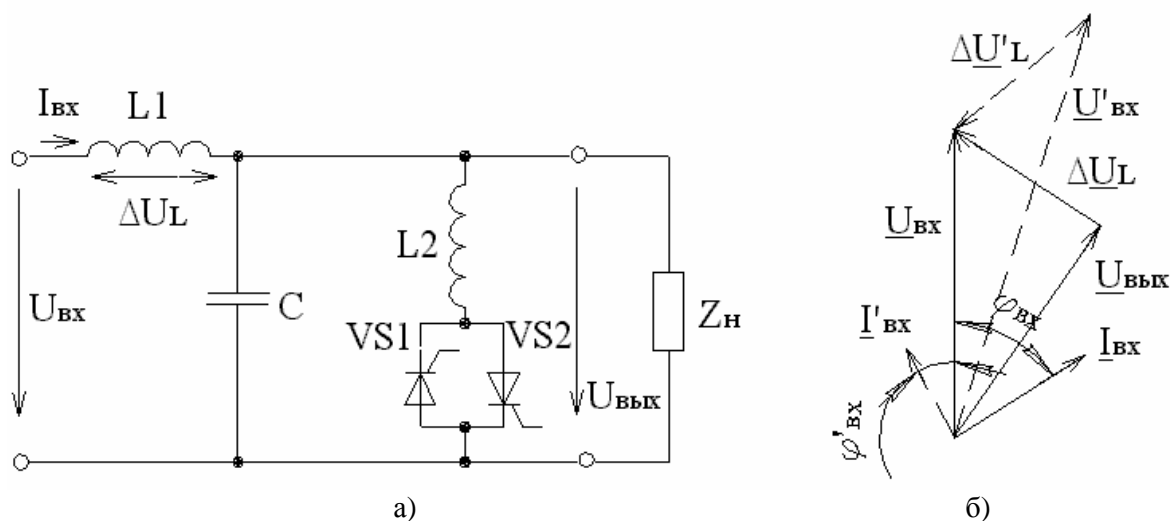


Рис.14.3. Стабилизатор напряжения с регулируемой индуктивностью:

- а) принципиальная схема;
- б) векторная диаграмма напряжений и токов.

Входное напряжение $U_{вх}$ равно геометрической сумме выходного напряжения $U_{вых}$ и напряжения на реакторе ΔU_L . Если изменять входной ток $I_{вх}$, то будут изменяться напряжение ΔU_L и напряжение $U_{вых}$. При этом выходное напряжение $U_{вых}$ можно регулировать

так, что его значение станет либо меньше, либо больше $U_{вх}$. Угол сдвига $\varphi_{вх}$ между входным током $I_{вх}$ и напряжением $U_{вх}$, определяется коэффициентом мощности нагрузки $\cos\varphi_n$, ёмкостью конденсатора C и эквивалентным значением индуктивности $L_{эКВ}$ цепи, состоящей из тиристоров $VS1$, $VS2$ и индуктивности реактора L_2 . Эквивалентное значение индуктивности этой цепи в свою очередь зависит от угла управления α :

$$X_{L_{эКВ}} = \frac{\pi \cdot X_{L_2}}{2(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha)},$$

где $X_{L_2} = \omega L_2$ – индуктивное сопротивление реактора на частоте входного напряжения.

При изменении угла α от 0 до $\pi/2$, значение $L_{эКВ}$ изменяется от бесконечности (когда ток через L_2 равен нулю) до L_2 (когда каждый тиристор открыт в течение полупериода), следовательно, изменяя угол α можно изменять угол $\varphi_{вх}$, который при этом принимает значения, соответствующие как индуктивному характеру входного сопротивления ($\omega L_{эКВ} < 1/\omega C$), так и ёмкостному ($\omega L_{эКВ} > 1/\omega C$).

При ёмкостном угле $\varphi_{вх}$, ток $I_{вх}$ опережает входное напряжение, а при индуктивном отстает. Из рисунка 14.3.б видно, что при ёмкостном значении $\varphi_{вх}$ выходное напряжение $U_{вых}$ стабилизатора становится по значению больше входного, а при индуктивном – меньше, таким образом, изменяя угол управления α , можно регулировать выходное напряжение, и в частности, стабилизировать его при колебаниях входного напряжения и тока нагрузки.

Основным достоинством рассматриваемой схемы является малое искажение формы выходного напряжения благодаря наличию конденсатора C , однако установленные мощности конденсатора и реактора L_2 относительно велики (в 2-3 раза выше номинальной мощности нагрузки).

Лекция №15. Регуляторы-стабилизаторы постоянного тока.

Регуляторы-стабилизаторы напряжения или других параметров электроэнергии в цепях постоянного тока выполняются преимущественно на основе полупроводниковых приборов. Большинство типов регуляторов-стабилизаторов по принципу действия могут быть разделены на две группы: параметрические (разомкнутые) и с обратной связью (замкнутые). Последние могут быть непрерывного и дискретного (импульсного) действия.

15.1. Параметрические стабилизаторы.

Параметрические стабилизаторы напряжения являются наиболее простыми стабилизирующими устройствами. Особенно большое распространение они получили в различного рода электронных устройствах для стабилизации напряжения питания отдельных функциональных узлов схемы.

В основе принципа действия параметрических стабилизаторов напряжения лежит использование свойств нелинейности некоторых полупроводниковых приборов: стабилитронов, диодов и других, вольт-амперная характеристика которых обладает большой крутизной.

На рисунке 15.1.а представлена простейшая схема однокаскадного параметрического стабилизатора, выполненного на стабилитроне VD . Резистор r_6 выполняет роль балластного сопротивления, ограничивающего ток в стабилитроне и воспринимающего избыток напряжения источника питания.

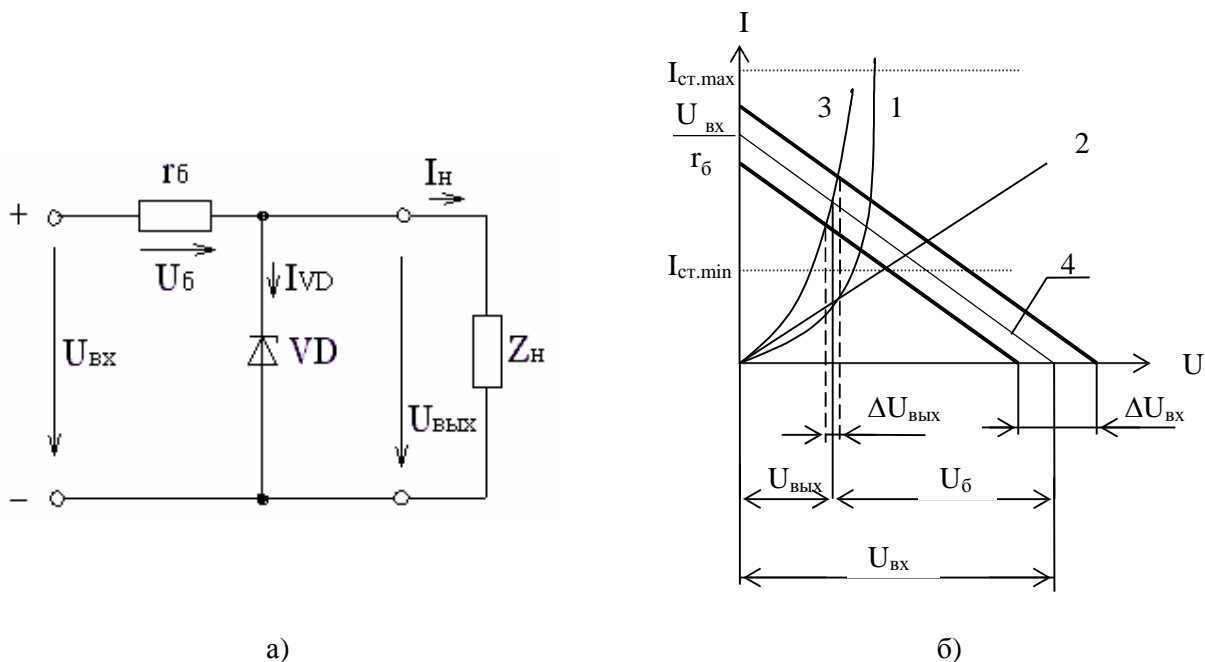


Рис.15.1. Параметрический стабилизатор:
 а) принципиальная схема;
 б) вольт-амперные характеристики.

На рисунке 15.1.б показаны вольт-амперные характеристики стабилитрона (кривая 1) и нагрузки (прямая 2). Суммируя их ординаты, получаем зависимость входного тока $I_{ВХ}$, от выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ (кривая 3)

Запишем уравнение баланса напряжений и преобразуем его:

$$U_{ВХ} = I_{ВХ} \cdot r_6 + U_{ВЫХ}, \quad (15.1)$$

$$U_{ВХ} - I_{ВХ} \cdot r_6 = U_{ВЫХ}.$$

Кривая 3 представляет собой график функции $U_{ВЫХ} = f(I_{ВХ})$. Прямая 4 представляет собой график функции $U = U_{ВХ} - I_{ВХ} \cdot r_6$. Точка пересечения этих графиков определяет выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, соответствующее входному напряжению $U_{ВХ}$.

Утолщёнными линиями на рисунке 15.1.б показано изменение положения прямой 4, вызванное отклонениями входного напряжения $\Delta U_{ВХ}$. При этом изменение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ будет значительно меньше за счёт нелинейности кривой 3.

Приближённо коэффициент стабилизации в данной схеме определяется по формуле:

$$K_{ст.У} \approx \frac{r_6 \cdot U_{ВХ}}{R_d \cdot U_{ВХ}}, \quad (15.2)$$

где R_d – динамическое сопротивление стабилитрона.

Для обеспечения нормального режима стабилизации необходимо, чтобы ток в стабилитроне находился в диапазоне:

$$I_{ст.мин} \leq I_{ст} \leq I_{ст.маx},$$

где $I_{ст.мин}$ и $I_{ст.маx}$ – допустимые значения токов в стабилитроне, которые обычно называются для каждого типа стабилитрона.

15.2. Стабилизаторы непрерывного действия.

Принцип действия регуляторов-стабилизаторов с непрерывным регулированием основан на зависимости вольтамперной характеристики транзистора от базового тока. Благодаря этому свойству транзистор можно рассматривать как резистор с регулируемым

сопротивлением, которое определяется током базы. В качестве регулируемого сопротивления транзистор может быть включен последовательно или параллельно с нагрузкой (рис. 15.2).

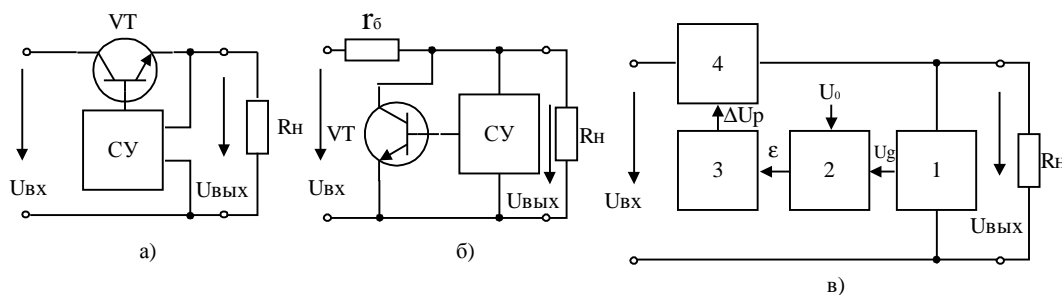


Рис. 15.2. Схемы стабилизаторов с непрерывным регулированием.

- а) последовательное включение регулирующего элемента
- б) параллельное включение регулирующего элемента
- в) структурная схема системы управления.

Транзистор выполняет функции основного исполнительного органа в процессе регулирования (стабилизации) входного напряжения. В схеме на рис. 15.2.а с ростом входного напряжения сигнал, поступающий на базу транзистора VT от системы управления (СУ) стабилизатора увеличивает сопротивление r_{CE} перехода коллектор-эмиттер транзистора до такого значения, когда падение напряжения на транзисторе ΔU_{CE} не станет равным (с точностью, обуславливаемой в основном схемой СУ) изменению входного напряжения $\Delta U_{вх}$. При уменьшении $U_{вх}$ сопротивление транзистора уменьшается, и, соответственно, уменьшается падение напряжения на нём. Таким образом, регулируя падение напряжения на транзисторе, можно стабилизировать выходное напряжение.

В схеме 15.2.б транзистор VT включен параллельно нагрузке и дополнительно введено балластное сопротивление r_b . В данной схеме стабилизация выходного напряжения осуществляется за счёт перераспределения входного напряжения $U_{вх}$ между сопротивлениями r_b и r_{CE} при регулировании r_{CE} системой управления стабилизатора. С ростом входного напряжения $U_{вх}$ уменьшается сопротивление r_{CE} , а падение напряжения на сопротивлении r_b увеличивается. С уменьшением входного напряжения происходит обратный процесс. Регулирование падения напряжения на r_b позволяет стабилизировать выходное напряжение. В качестве основного регулирующего элемента обычно используют мощные силовые транзисторы, которые соединяют параллельно между собой в количестве, определяемом мощностью стабилизатора. В настоящее время стабилизаторы подобного типа выпускаются, как правило, на мощности от долей ватта до нескольких киловатт.

Системы управления стабилизаторов могут иметь различные схемные исполнения, но в основе их обычно лежит принцип регулирования систем с замкнутой обратной связью. Такая система в общем виде состоит (рис. 15.2.в) из датчика выходного напряжения 1, сравнивающего устройства 2 и усилителя постоянного тока 3. Принцип регулирования заключается в следующем. Предположим, что входное напряжение стабилизатора изменилось на $\Delta U_{вх}$. В результате начинает изменяться выходное напряжение стабилизатора $U_{вых}$, это изменение регистрируется датчиком выходного напряжения 1. Напряжение U_d с датчика поступает на звено 2, где сравнивается с эталонным напряжением U_0 . Разность этих напряжений ϵ поступает на усилитель 3, который усиливает это напряжение до ΔU_p ; с выхода усилителя напряжение ΔU_p подаётся непосредственно или через согласующее устройство на исполнительный орган 4 (силовые транзисторы). Действительное значение выходного напряжения будет несколько отличаться от установленного значения. Эта разность зависит от коэффициента усиления цепи обратной связи (в основном, звена 3). Поскольку в процессе регулирования происходит сравнение выходного и эталонного напря-

жения, как в приборах для точного измерения напряжения – компенсаторах, стабилизаторы подобного типа иногда называют компенсационными.

В простейшей схеме компенсационного стабилизатора (рис. 15.3) функции усилительного и сравнивающего звеньев выполняет один транзистор VT2. В качестве датчика используется делитель из сопротивлений R1, R2 и R3, а опорное напряжение U_0 задается стабилитроном VD.

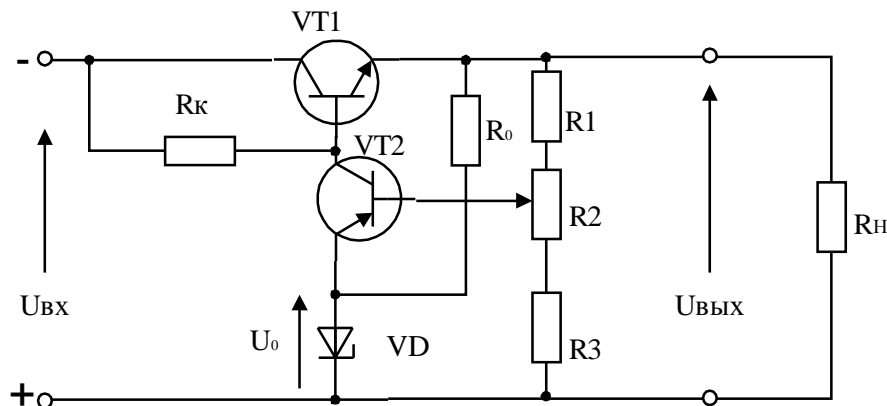


Рис. 15.3. Схема стабилизатора компенсационного типа.

Коэффициент стабилизации выходного напряжения такого стабилизатора приблизительно определяется по формуле

$$K_{стU} \approx 1 + \frac{U_0}{U_{вх}} r_{CE} \cdot \beta_2 \cdot \frac{1}{R_{вх2} + \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}},$$

где U_0 – опорное напряжение стабилитрона VD;

$R_{вх2}$ и β_2 – входное сопротивление и коэффициент передачи по току транзистора VT2.

Существует много модификаций схем рассмотренного типа, отличающихся, в основном, системой управления, в частности, числом транзисторов усилительного звена и использованием в схеме дополнительных источников питания элементов систем управления.

На основе рассмотренных принципов регулирования могут быть созданы стабилизаторы тока. В схемах стабилизаторов тока вместо датчика напряжения вводится датчик выходного тока, который контролирует отклонение последнего от заданного значения.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия могут обеспечить высокий коэффициент стабилизации напряжения (или тока), кроме того, они по принципу своего действия снижают пульсацию выходного напряжения, являясь одновременно фильтром для переменной составляющей. Существенным их недостатком является низкий КПД и, как следствие этого – плохие массогабаритные показатели.

15.3. Импульсные регуляторы.

В основе работы импульсных или ключевых регуляторов напряжения лежит следующий принцип. Предположим, что нагрузка подключена к источнику напряжения через ключевой элемент К, (рис. 15.4.) который периодически замыкается и размыкается.

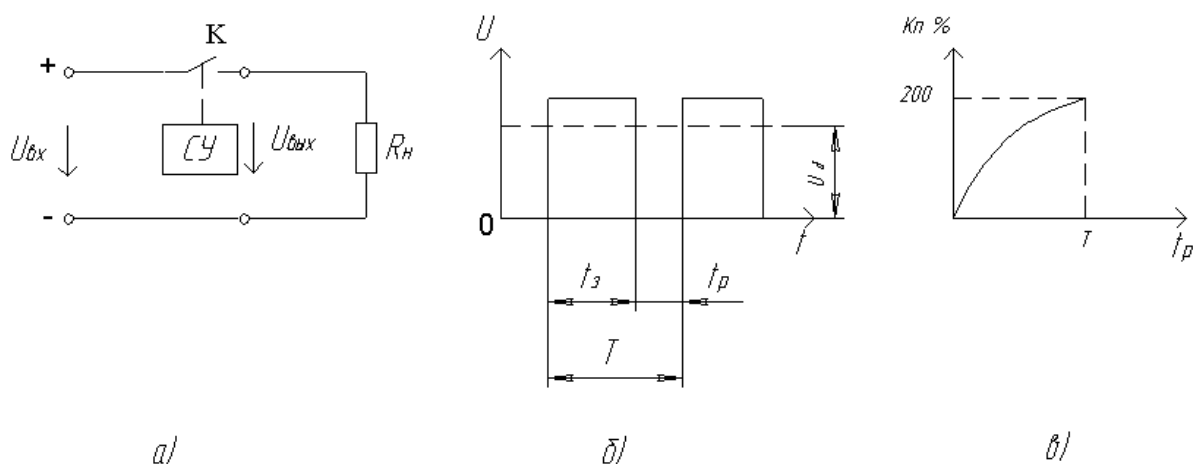


Рис. 15.4. Импульсный регулятор с последовательным ключевым элементом.
 а) эквивалентная схема; б) диаграмма выходного напряжения на нагрузке; в) зависимость коэффициента пульсаций от времени разомкнутого состояния ключа.

Время замкнутого t_3 и разомкнутого t_p состояния ключа можно изменять, воздействуя на него сигналами, поступающими из системы управления (СУ). В результате к нагрузке будет приложено импульсное напряжение, форма которого соответствует диаграмме представленной на рис.15.4.б. Очевидно, что среднее значение напряжения на нагрузке будет зависеть от соотношения времени замкнутого и разомкнутого состояния ключа К. Согласно определению, среднее значение напряжения можно записать:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_3} U(t) dt = \frac{U_{BX} \cdot t_3}{t_3 + t_p} = U_{BX} \frac{t_3}{T} = U_{BX} \cdot f \cdot t_3, \quad (15.3)$$

где U_d – среднее значение напряжения на нагрузке;

T – период переключения ключа К;

f – частота переключения ключа К.

Отношение $q = T/t_3$ называют скважностью работы ключа. Изменяя скважность q , можно регулировать выходное напряжение на нагрузке. Регулирование напряжения в рассматриваемой схеме за счет изменения скважности, можно рассматривать как модуляцию входного напряжения ключом К. Возможны три способа модуляции входного напряжения:

1. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ), когда время t_3 - переменная, а частота f - постоянная.
2. Частотно - импульсная модуляция (ЧИМ), когда время t_3 - постоянная, а частота f - переменная.
3. Широтно-частотная модуляция (ШЧМ), когда время t_3 и частота f - переменные.

Система автоматического управления ключом может быть выполнена, как с цепью обратной связи (регулирование по отклонению), так и без цепи обратной связи, с контролем входного напряжения (регулирование по возмущению). В этих случаях ключевой регулятор можно считать регулятором компенсационного типа. Кроме того, существует класс ключевых регуляторов с регулированием релейного типа. В таких преобразователях сигнал в цепи обратной связи, подаваемый на исполнительный орган (в данном случае ключ К) изменяется скачком, когда сигнал рассогласования эталонного и контролируемого напряжений становятся равным нулю. При расчете ключевых регуляторов чаще всего используются следующие параметры:

1. Среднее значение выходного напряжения

$$U_d = \frac{U_{BX}(T - t_p)}{T},$$

его относительное значение $N = \frac{U_d}{U_{BX}} = \frac{T - t_p}{T}$;

2. Действующее значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{\int_0^T U_{\text{BbIX}}^2(t) dt} = U_{\text{BX}} \sqrt{\frac{T - t_p}{T}} \quad (15.4)$$

и его относительное значение $M = \frac{U_{\text{BbIX}}}{U_{\text{BX}}} = \sqrt{\frac{T - t_p}{T}}$;

3. Коэффициент формы

$$K_{\text{ф}} = \frac{U_{\text{BbIX}}}{U_d} = \sqrt{\frac{T}{T - t_p}} \quad (15.5)$$

4. Коэффициент пульсации

$$K_{\text{П(1)}} = \frac{U_{m(1)}}{U_d} \quad (15.6)$$

где $U_{m(1)}$ - амплитуда первой гармоники кривой выходного напряжения.

Коэффициент пульсации увеличивается с ростом скважности q т.е. при увеличении времени t_p ключа K . На рис.15.4.в представлена зависимость $K_{\text{П}}$ от t_p , из которой видно, что он может при работе регулятора изменяться в диапазоне от 0 до 2 (или 200%). Формула (15.6) не учитывает высшие гармоники в кривой выходного напряжения, амплитуда которой также существенно увеличивается с ростом скважности, затрудняя фильтрацию переменной составляющей в целом.

В некоторых схемах ключевой элемент может быть включен параллельно нагрузке рис.15.5.

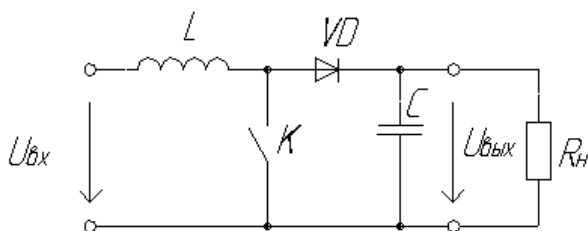


Рис.15.5. Импульсный стабилизатор с параллельным ключевым элементом.

Сущность регулирования напряжения в таких схемах аналогична, но сами схемы и электромагнитные процессы в регуляторах с параллельным ключом значительно отличаются от схем и процессов, протекающих в регуляторах с последовательным ключевым элементом.

Поскольку напряжение после ключевого элемента носит явно выраженный импульсный характер,

в ключевых регуляторах устанавливают фильтры состоящие из реактивных элементов - индуктивности и емкости. Назначение выходных фильтров - отфильтровать переменную составляющую напряжения, уменьшив тем самым коэффициент пульсации напряжения на нагрузке. Помимо выходных фильтров, некоторые регуляторы содержат входные фильтры, предназначенные для уменьшения пульсации тока, потребляемого от источника постоянного тока. В большинстве схем ключевых регуляторов параметры фильтра определяют характер электромагнитных процессов, протекающих в схеме, и расчет их имеет свои особенности.

Остановимся более подробно на основных расчетных соотношениях и процессах характеризующих работу ключевых регуляторов. Рассмотрим схему с последовательным ключевым элементом (например транзистором) и Г-образным LC-фильтром, получившим наиболее широкое распространение (рис.15.6.а).

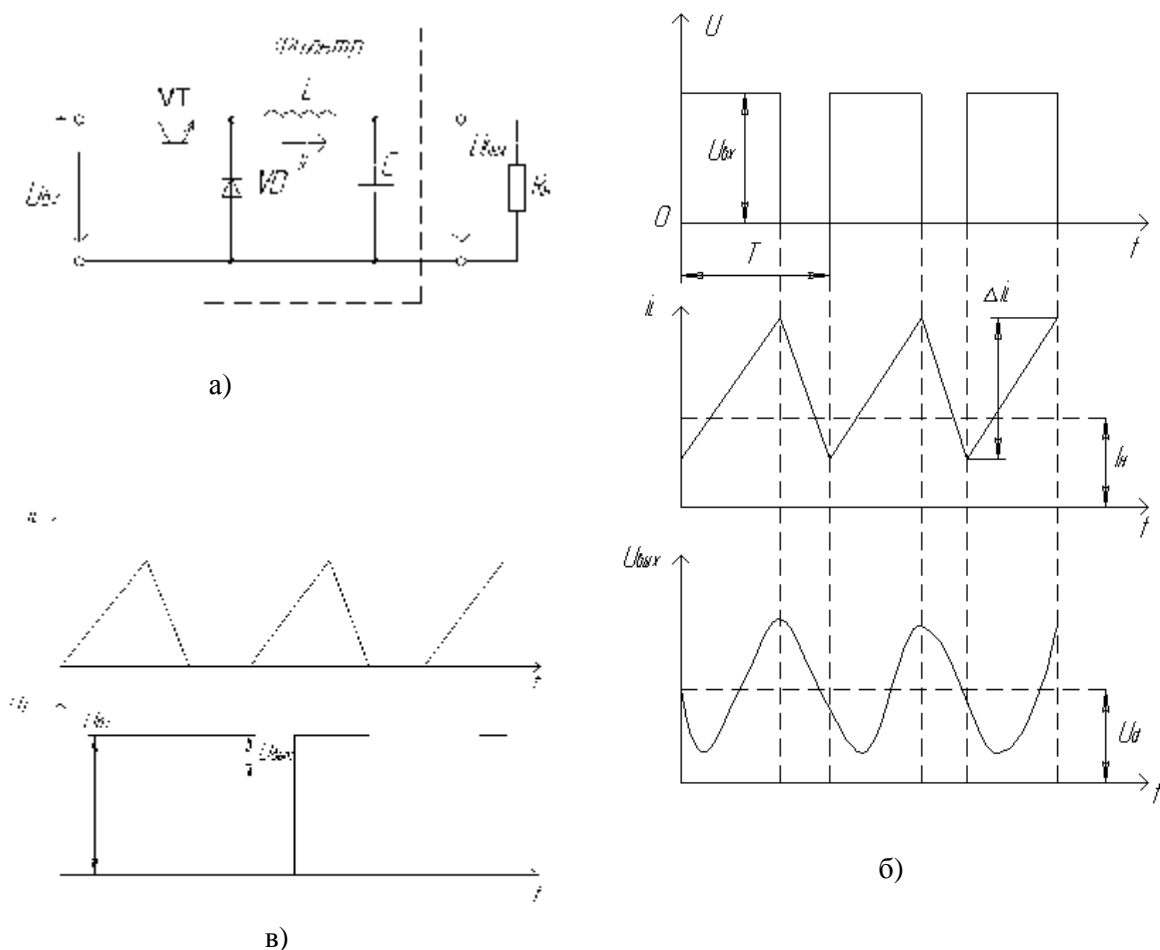


Рис.15.6. Импульсный регулятор с LC-фильтром:

а) принципиальная схема

б) диаграммы токов и напряжений в режиме работы с непрерывным током i_L

в) диаграммы токов и напряжений в режиме работы с прерывным током i_L

Предположим, что в момент времени $t = 0$ транзистор перешел в открытое состояние. Под воздействием разности входного напряжения и напряжения на конденсаторе начинает нарастать ток i_L . Пологая транзистор идеальным ключевым элементом, падение напряжения на котором равно нулю, и пренебрегая пульсацией напряжения на конденсаторе, которая практически мала, получаем уравнение:

$$L \frac{di}{dt} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} \quad (15.7)$$

Из этого выражения, следует, что ток i_L будет нарастать по линейному закону:

$$i_L = i_L(0) + \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{L} \cdot t; \quad (15.8)$$

где $i_L(0)$ – ток, проходящий в момент выключения транзистора.

В момент времени $t=t_1$ происходит включение транзистора. В схему введен диод VD, через который в момент размыкания ключа начинает протекать ток i_L . При отсутствии диода на разомкнутом ключевом элементе возникли бы недопустимые перенапряжения, которые привели бы его к выходу из строя. Переход в проводящем состоянии диода равнозначен закорачиванию входа фильтра (если считать диод идеальным, падение напряжения на котором равно нулю). В результате к реактору прикладывается напряжение нагрузки $U_{\text{вых}}$ в направлении уменьшающим ток i_L , что можно выразить уравнением:

$$L \frac{di}{dt} = -U_{\text{ВЫХ}} ; \quad (15.9)$$

Из этого выражения следует, что ток в реакторе начинает убывать по линейному закону.

$$i_L = i_L(t_1) - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{L} \cdot t;$$

где $i_L(t_1)$ – ток в момент t_1 когда происходит размыкание ключа.

Затем в момент t_2 снова происходит включение ключа, и ток i_L начинает увеличиваться.

Если к концу интервала разомкнутого состояния ключа ток i_L не успевает снизиться до нуля, то такой режим работы называют режимом непрерывного тока. На рис. 15.6 представлены диаграммы токов и напряжений на элементах схемы в режиме работы непрерывного тока, который является для большинства схем основным. Пульсации тока в реакторе:

$$\Delta i_L = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{2L} \cdot t_3 ; \quad (15.10)$$

Пульсации выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ можно определить исходя из следующих соображений: в установившемся режиме работы схемы с нагрузкой R_n среднее значение токов в реакторе и в нагрузке равны между собой, следовательно, среднее значение тока протекающего через конденсатор равно нулю; и изменение напряжения (т.е. пульсация) определяется только пульсацией тока i_L . Когда ток i_L выше среднего значения, напряжение на конденсаторе увеличивается, а когда меньше – уменьшается. Учитывая сказанное можно записать уравнение баланса электрических зарядов в цепи реактора и конденсатора в следующем виде:

$$\frac{\Delta i_L \cdot T}{4} = 2\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot C; \quad (15.11)$$

где T - период переключения ключевого элемента,

$\Delta i_L/2$ – среднее значение тока, поступающее в конденсатор за время равно $T/2$, когда напряжение на конденсаторе изменяется на $2\Delta U_{\text{ВЫХ}}$. Подставив в уравнение 15.11 вместо Δi_L выражение (15.10) и (15.3), получим:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_d (q-1) T^2}{16qLC}. \quad (15.12)$$

Для получения малых всплесков и провалов выходного напряжения при скачкообразных изменениях нагрузки необходимо индуктивность фильтра выбирать по возможности малую, а емкость большую. В этом случае в области малых нагрузок схема будет работать с прерывистыми токами. На рис. 15.6 в) представлена диаграмма тока i_L и напряжение на ключевом элементе (транзисторе) в прерывистом режиме. Когда ток в реакторе спадает до нуля диод выключается и на ключевом элементе напряжение становится равным разности входного и выходного напряжений, что и отражено ступенчатой формой кривой напряжения на транзисторе.

При расчете схемы с последовательным ключевым элементом, работающей в режиме с непрерывным током i_L и регулируемой по способу ШИМ, исходными данными обычно являются средние значения напряжения регулятора U_d и относительное значение выходного напряжения:

$$\delta_U = \pm \frac{\Delta U_{\text{ВХ.Н.}}}{U_{\text{ВХ.Н.}}};$$

где $U_{\text{ВХ.Н.}}$ - номинальное значение входного напряжения,

$\Delta U_{\text{ВХ}}$ - абсолютное отклонение входного напряжения.

Учитывая возможности системы управления регулятора, задаются минимальным значением времени разомкнутого состояния ключа $t_{p.min}$ и частотой его переключения f , которые она может обеспечить. Затем определяют минимальное значение входного напряжения согласно (15.3) по формуле:

$$U_{вх.min} = \frac{U_d}{f \left(\frac{1}{f} - t_{p.min} \right)}; \quad (15.13)$$

Зная относительные значения отклонений входного напряжения от номинального определяют номинальное входное напряжение:

$$U_{вх.н.} = \frac{U_{вх.min.}}{1 - \delta_U}. \quad (15.14)$$

Согласно выражению 15.4 выбирают напряжение регулятора источника постоянного тока, например выпрямителя с транзистором, питающемся от сети с известным напряжением. Максимальное значение входного напряжения определяется по формуле:

$$U_{вх.max} = U_{вх.min.} (1 + \delta_U). \quad (15.15)$$

По $U_{вх.max}$ определяют максимальное значение времени разомкнутого состояния ключа: $t_{p.max} = \frac{1}{f} \left(1 - \frac{U_d}{U_{вх.max}} \right)$; и соответственно диапазон изменения скважности работы ключа регулятора напряжения.

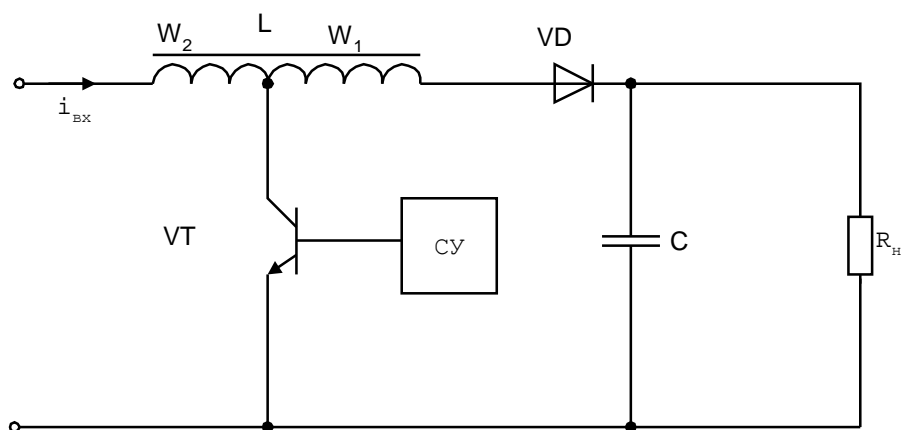
$$q_{min} = \frac{1}{1 - f \cdot t_{p.min}}; \quad q_{max} = \frac{1}{1 - f \cdot t_{p.max}} \quad (15.16)$$

Параметры фильтра можно определить по q_{max} , используя формулу (15.12)

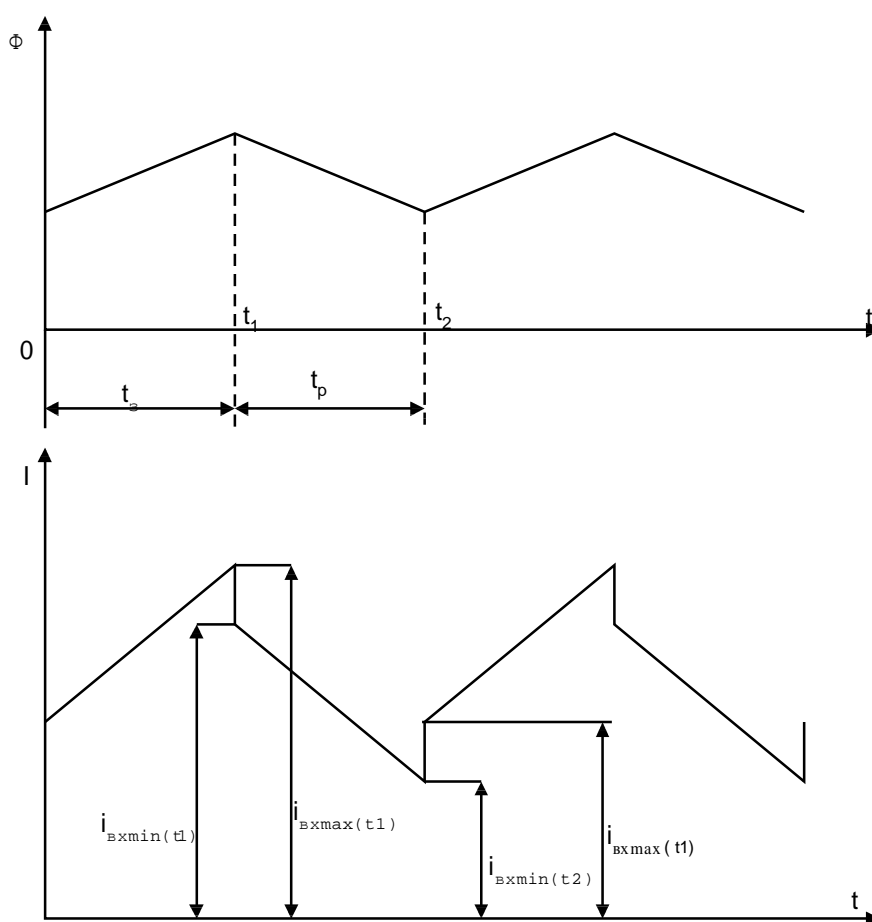
Среднее значение тока через регулирующий элемент равно среднему значению тока нагрузки I_n , а максимальное с учетом пульсации равно $I_{k.max}$.

$$I_{k.max} = I_n + \Delta i_L; \quad (15.17)$$

Рассмотрим теперь вариант схемы с параллельным ключевым элементом (рис.15.17).



а)



б)

Рис.15.7. Импульсный регулятор с параллельным ключевым элементом
 а) принципиальная схема;
 б) диаграмма изменения магнитного потока и входного тока.

Схемы подобного типа могут различаться соотношением чисел витков, определяемых отводом от обмотки реактора фильтра, с которой соединен ключевой элемент (транзистор). Соотношением чисел витков в принципе не изменяет характер процессов проте-

кающих в схеме, но влияет на параметры, характеризующие ее работу. Предположим, что в момент $t=0$ транзистор VT включается. Часть обмотки реактора с числом витков W_2 оказывается подключенной к источнику питания с напряжением $U_{вх}$, и в ней начинает нарастать ток регулятора $i_{вх}$. Для интервала открытого состояния транзистора VT можно написать следующее уравнение:

$$U_{вх} = L_2 \frac{di_{вх}}{dt}; \quad (15.18)$$

где L_2 – индуктивность части обмотки реактора с числом витков W_2 .

Согласно выражению (15.18) ток $i_{вх}$ изменится линейно и за время замкнутого состояния ключа нарастает до $i_{вх\max}(t_1)$.

$$i_{вх\max}(t_1) = i_{вх..}(0) + \frac{U_{вх}}{L_2} \cdot t; \quad (15.19)$$

где $i_{вх}(0)$ – максимальный ток в обмотке W_2 в момент замыкания ключа (в моменты замыкания и размыкания ключа входной ток изменяется скачком).

На интервале замкнутого состояния ключа происходит накопление энергии в индуктивности L_2 , а напряжение на выходе регулятора равно напряжению на конденсаторе C , который разряжается на нагрузку R_n . В момент времени $t=t_1$ происходит размыкание ключа, в результате к обмотке w_1 , индуктивность которой равна L_1 , будет приложено напряжение равное разности входного и выходного напряжений, следовательно, для интервала разомкнутого состояния ключа можно записать:

$$U_{вых} - U_{вх} = L \frac{di_{вх}}{dt}. \quad (15.20)$$

В рассматриваемой схеме $w_1 > w_2$, поэтому выходное напряжение больше входного, следовательно, ток будет уменьшаться, и в конце интервала разомкнутого состояния ключа при $t=t_2$ он будет иметь минимальное значение:

$$i_{вх.\min}(t_2) = i_{вх.\min}(t_1) - \frac{(U_{вх} - U_{вых})}{L} t_p, \quad (15.21)$$

где $i_{вх.\min}(t_1)$ – минимальный входной ток в момент размыкания ключа.

Скачкообразное изменение входного тока в момент коммутации ключа объясняется следующими явлениями. Поскольку магнитный поток Φ в магнитопроводе реактора скачком измениться не может, то в момент размыкания ключа должно сохраняться равенство намагничивающих сил его обмоток, то есть при $\Phi = \text{const}$:

$$i_{вх.\max}(t_1) \cdot w_2 = i_{вх.\min}(t_1) \cdot w_1. \quad (15.22)$$

Из этого выражения следует, что при выключении транзистора VT (размыкание ключа) ток в обмотке w_2 реактора скачком изменится и станет равным:

$$i_{вх.\min}(t_1) = \frac{i_{вх.\max}(t_1) \cdot w_2}{w_1}. \quad (15.23)$$

При разомкнутом состоянии ключа весь ток $i_{вх}$ будет поступать в нагрузку R_n и конденсатор C , а следовательно и энергия накопленная в индуктивности L_2 будет предаваться в нагрузку, частично запасаясь в конденсаторе для поддержания напряжения на нём в период замкнутого состояния ключа.

Следует помнить, что в данном случае рассматриваются установившиеся процессы работы ключа, характер которых идентичен в течение каждого периода, поэтому ток $i_{вх.\max}(0)$ в начале замкнутого состояния ключа можно выразить соотношением:

$$i_{\text{вх.мах}}(0) = i_{\text{вх.мах}}(t_2). \quad (15.24)$$

Диаграмма изменения входного тока (в обмотке w_2) представлена на рисунке 15.7.б). Из изложенного следует, что реактор в данной схеме выполняет две основные функции: ограничивает максимальное значение тока, потребляемого регулятором от источника тока, являясь, таким образом, входным фильтром и накапливает энергию при замкнутом состоянии ключа для последующей передачи её в нагрузку. Последнее позволяет получать на выходе регулятора более высокое напряжение, чем входное. Связь средних значений входного и выходного напряжений выражается следующим соотношением:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot \left(1 + \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{t_3}{t_p} \right) = U_{\text{вх}} \cdot \left[1 + \frac{w_1}{w_2 \cdot (q-1)} \right]. \quad (15.25)$$

Изменяя скважность q по определённому закону, можно регулировать выходное напряжение. Параметр w_1/w_2 позволяет при проектировании регулятора согласовывать значения входного и выходного напряжений, однако при этом следует учитывать, что с уменьшением скважности растёт максимальное значение напряжения на ключевом элементе:

$$U_{\text{к.мах}} = \frac{U_{\text{вх.мин}} \cdot q_{\text{мин}}}{q_{\text{мин}} - 1}, \quad (15.26)$$

где $U_{\text{вх.мин}}$ – минимальное входное напряжение, определяющее минимальную скважность $q_{\text{мин}}$.

При проектировании регулятора, рассчитав по (15.26) допустимую скважность $q_{\text{мин}}$ при заданном значении $U_{\text{вх.мин}}$ и значении $U_{\text{к.мах}}$, определяемым типом выбранного ключевого элемента, находят параметр $m=w_1/w_2$:

$$m = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх.мин}}}{U_{\text{вх.мин}}} (q_{\text{мин}} - 1). \quad (15.27)$$

Затем по заданному максимальному входному напряжению $U_{\text{вх.мах}}$, определяют максимальное значение скважности $q_{\text{мах}}$, используя формулу:

$$q_{\text{мах}} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх.мах}} \cdot (m-1)}{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх.мах}}}. \quad (15.28)$$

Импульсные регуляторы на большие мощности разрабатываются обычно на основе тиристорных, которые выполняют функции ключевых элементов схемы.

Основным достоинством импульсных регуляторов является высокий КПД, обусловленный малыми потерями в регулируемом ключевом элементе. Следствием высокого значения КПД импульсных регуляторов является их хорошие массогабаритные показатели. В то же время наличие высокого уровня пульсации при регулировании вызывает необходимость в увеличении коэффициента сглаживания фильтров регулятора, однако последнее может быть реализовано при сравнительно небольшой установленной мощности элементов фильтра, если повысить рабочую частоту регулятора до рациональных значений для каждого конкретного случая.

Лекция №16. Статические контакторы.

16.1. Тиристорные контакторы переменного тока.

Для коммутации силовых цепей переменного тока разработано много различных типов электрических аппаратов: автоматические выключатели, электромагнитные контакторы и др. Большинство из них основано на механическом взаимодействии отдельных уз-