

ние нагрузки было значительно больше сопротивления шунтирующего конденсатора для основной гармоники пульсации. При таком условии

$$K_{\Phi} = K_{\Phi(1)} \cdot K_{\Phi(2)} \cdot K_{\Phi(3)}.$$

Многозвенные фильтры обычно выполняют из дросселей и конденсаторов одного типа. Для таких фильтров

$$L_1 = L_2 = L_3 = \dots = L_n,$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = \dots = C_n,$$

поэтому $K_{\Phi} = [K_{\Phi(1)}]^n$,

где $K_{\Phi(1)}$ – коэффициент фильтрации первого звена, n – число звеньев.

Раздел 4. Инверторы, ведомые сетью.

Лекция №11. Общие сведения об инверторах. Однофазный ведомый инвертор с нулевым выводом.

11.1 Переход от режима выпрямления к режиму инвертирования.

Инвертированием называется процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Инверторы, ведомые сетью, осуществляют такое преобразование с передачей энергии в сеть переменного тока, то есть решают задачу, обратную выпрямлению.

Ведомые инверторы выполняются по тем же схемам, что и управляемые выпрямители. На рис. 11.1 приведена двухполупериодная схема с нулевым выводом трансформатора.

В качестве источника инвертируемой энергии применена машина постоянного тока M , работающая в режиме генератора. Индуктивность L_d осуществляет сглаживание входного тока инвертора, а реактивные сопротивления $x_{\gamma 1}$ и $x_{\gamma 2}$ учитывают индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и индуктивность питающей сети. Укажем основные положения, отличающие режим инвертирования от режима выпрямления.

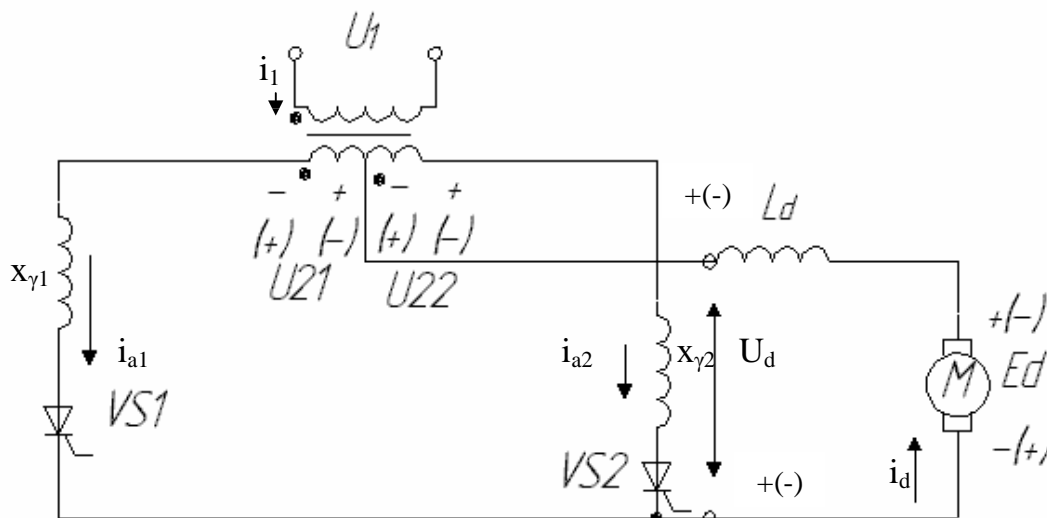


Рис. 11.1. Схема однофазного ведомого инвертора с нулевым выводом.

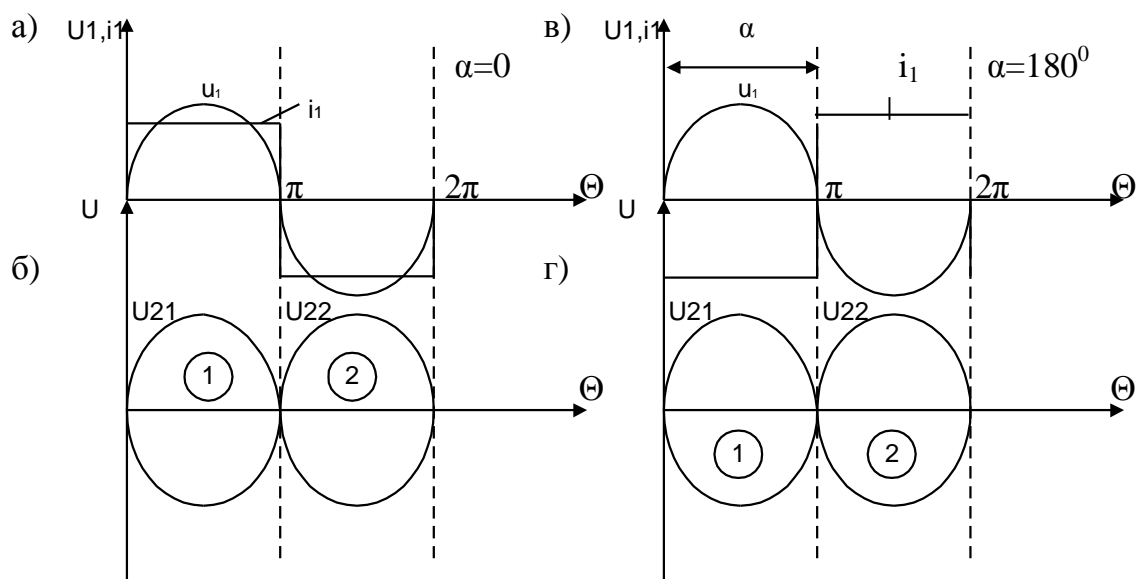


Рис. 11.2. Кривые напряжения и тока питающей сети, а также последовательность работы тиристоров в управляемом выпрямителе (а, б) и ведомом инверторе (в, г).

При выпрямлении источником энергии является сеть переменного тока, поэтому при $\alpha=0$ кривая тока i_1 , потребляемого из сети, совпадает по фазе с напряжением питания u_1 . При $L_d \rightarrow \infty$ и $x_{\gamma 1} = x_{\gamma 2} = 0$, форма тока i_1 близка к прямоугольной (рис. 11.2.а). Тиристор VS1 открыт при положительной полярности напряжения U_{21} , а тиристор VS2 – при положительной полярности напряжения U_{22} . Машина постоянного тока работает в режиме двигателя с потреблением энергии от сети. К машине приложено напряжение U_d с полярностью, указанной на рис. 11.1 в скобках.

При работе схемы в режиме инвертирования машина постоянного тока является источником электрической энергии, а сеть переменного тока – её потребителем. При условии сохранения в схеме тех же направлений токов i_{a1} , i_{a2} и i_d (что определяется наличием тиристорov), генераторному режиму работы машины будет отвечать полярность напряжения, указанная на рис. 11.1 без скобок. Изменение полярности подключения машины к цепи постоянного тока является одним из условий перевода данной схемы в режим инвертирования.

Показателем потребления энергии сетью служит фазовый сдвиг на 180° тока i_1 относительно напряжения u_1 (рис.11.2.в.) Это означает, что тиристоры схемы в режиме инвертирования должны находиться в открытом состоянии при отрицательной полярности напряжений вторичной обмотки трансформатора: тиристор VS2 при отрицательной полярности напряжения U_{22} , а тиристор VS1 при отрицательной полярности напряжения U_{21} . При таком режиме отпирание тиристорov осуществляется поочередным подключением вторичных обмоток трансформатора через дроссель L_d к источнику постоянного тока. Благодаря чему достигается, во-первых, преобразование постоянного тока I_d в переменный ток i_1 и во-вторых, передача энергии в сеть. Указанному режиму отпирания тиристорov, при инвертировании, соответствует на рис.1.2.в значение угла управления $\alpha=\pi$, отсчитываемого в направлении запаздывания относительно точки естественного отпирания вентилей ($0, \pi, 2\pi \dots$).

Запирание ранее проводившего тиристора, при отпирании очередного тиристора в ведомом инверторе осуществляется под действием обратного напряжения, создаваемого напряжением сети со стороны вторичной обмотки трансформатора (чем главным образом и обусловлено название инвертора “ведомый” или “ведомый сетью”).

Очевидно к ранее проводившему тиристор, при открывании очередного тиристора будет приложено обратное напряжение (равное сумме напряжений двух вторичных обмоток, только в том случае, если очередной тиристор отпирается в момент, когда на подключенной к нему обмотке, действует напряжение положительной полярности).

Иными словами, реальное значение угла α при работе инвертора, исходя из условий запираания тиристора должно быть меньше π на некоторый угол β , т.е. $\alpha = \pi - \beta$. Если же очередной тиристор отпираться при $\alpha = \pi$, то условие запираания ранее проводившего тиристора не будет выполнено, этот тиристор останется в открытом состоянии, создавая короткое замыкание цепи с последовательно включенной вторичной обмоткой трансформатора и источником постоянного тока. Такое явление называют срывом инвертирования или опрокидыванием инвертора. Угол β , отсчитываемый влево от точки естественного отпираания $\pi, 2\pi, \dots$ называют углом опережения отпираания тиристор. С углом задержки отпираания α он связан соотношением:

$$\beta = \pi - \alpha \text{ или } \alpha + \beta = \pi.$$

Таким образом для перевода схемы из режима выпрямления в режим инвертирования необходимо:

1. Подключить источник постоянного тока с полярностью обратной режиму выпрямления.
2. Обеспечить протекание тока через тиристоры преимущественно при отрицательной полярности вторичных напряжений, проводя их отпирание с углом опережения β .

Следует отметить, что рассмотренный способ перевода выпрямителя в режим инвертирования не является единственно возможным. Для него характерно сохранение прежнего направления i_d , и изменение полярности постоянного напряжения U_d . Если представить себе, что к зажимам источника постоянного тока подключен второй преобразователь, аналогичный первому, но с обратным направлением включения тиристора, то в такой системе можно перейти к режиму инвертирования при изменении направления i_d в генераторе и с прежней полярностью U_d . При этом, когда первый преобразователь работает в качестве выпрямителя, а машина в качестве двигателя, второй преобразователь может быть закрыт. При переводе машины в режим генератора, второй преобразователь начинает работать как инвертор с соответствующим углом β , а первый преобразователь запирается.

Оба указанных способа превода из режима выпрямителя в режим инвертирования и обратно используют в реверсивных преобразователях.

11.2. Работа однофазного ведомого инвертора с выводом нулевой точки трансформатора.

На рис.11.3.а. приведены кривые вторичных напряжений трансформатора инвертора, а на рис.11.3.б.в. сигналы управления тиристорами. Индуктивность сглаживающего дросселя L_d стремится к бесконечности, в связи с чем ток i_d в цепи генератора (входной ток инвертора) считаем идеально сглаженным (рис.11.3.г).

На интервале $0 \dots \alpha$ (рис.11.3.а) проводит вентиль VS2. Его анодный ток i_{a2} (рис.11.3.д) равный току i_d протекает под действием ЭДС E_d источника постоянного тока через вторичную обмотку трансформатора навстречу направлению u_{22} (полярность которого указана на рис.11.1). Полувольтна напряжений u_{22} отрицательной полярности определяет на этом интервале напряжение U_d инвертора (рис.11.3.а).

По окончании интервала α , т.е. с опережением на угол β относительно точки π , подачей управляющего импульса отпирается тиристор VS1. Ввиду наличия реактивного сопротивления $X_{\gamma 1}, X_{\gamma 2}$ в анодных цепях тиристоров наступает коммутационный процесс перехода тока i_d с тиристора VS2 на тиристор VS1, длительность которого определяется углом γ . Как и в выпрямителе этот процесс протекает под действием тока i_k в контуре с обоими проводящими тиристорами и характеризуется величиной $U_d = 0$ (рис.11.3). По

окончании коммутации $i_{a2}=0$, $i_{a1}=i_d$. На интервале $\theta=\beta-\gamma$ к тиристоры VS2 прикладывается обратное напряжение необходимое для восстановления его запирающих свойств.

На интервале от $\pi-\theta$ до $2\pi-\beta$ генератор обеспечивает протекание тока через другую вторичную обмотку и тиристор VS1. Участок напряжения u_{21} определяет кривую u_d инвертора на этом интервале. В последующем процессы, протекающие в схеме, связаны с чередованием коммутационных интервалов, когда ток проводят два тиристора и интервалов одиночной работы тиристоров. В связи с тем, что используются участки синусоид u_{21} , u_{22} соответствующие преимущественно отрицательным полуволнам, среднее значение напряжения U_d имеет полярность противоположную режиму выпрямления.

Кривая напряжения на тиристоре определяется суммой напряжений вторичных обмоток трансформатора. Максимальное прямое напряжение равно $U_{\max \text{пр}} = 2\sqrt{2}U_2$, а обратное $U_{\max \text{обр}} = 2\sqrt{2}U_2 \sin q$. Длительность действия обратного напряжения на тиристоре определяется углом θ или соответствующим ему временем $t_{\text{ПВ}} = \frac{q}{360f_c}$, не должна быть

меньше величины $q_{\min} = 360 \cdot f_c \cdot t_B$, необходимой для восстановления запирающих свойств тиристора. Здесь t_B -время выключения тиристора, $t_{\text{ПВ}}$ - время предоставленное тиристоры для выключения, т.е. для восстановления его запирающих свойств. Кривые напряжения сети u_1 и отдаваемого в сеть тока i_1 приведены на рис.11.3.ж. Амплитуда тока равна $I_d \left(\frac{W_2}{W_1} \right)$. На этапах коммутации ток i_1 определяется разностью токов, вступающего в работу и завершающего работу тиристоров. Соотношение определяющее связь между инвертирующим током I_d , вторичным напряжением U_2 , а так же углами β и γ , имеет вид

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_g} (\cos(b-g) - \cos b). \quad (11.1.)$$

При неизменном угле опережения β , вторичном напряжении U_2 , увеличение тока I_d приводит к уменьшению разности $\beta-\gamma$ за счет роста угла коммутации, т.е. уменьшению времени действия обратного напряжения на запираемом тиристоре. Таким образом критерием выбора угла β является обеспечение при максимально допустимом токе $I_{d \max}$ необходимого угла θ_{\min} , требуемого для восстановления запирающих свойств тиристоров, с целью исключения срыва инвертирования.

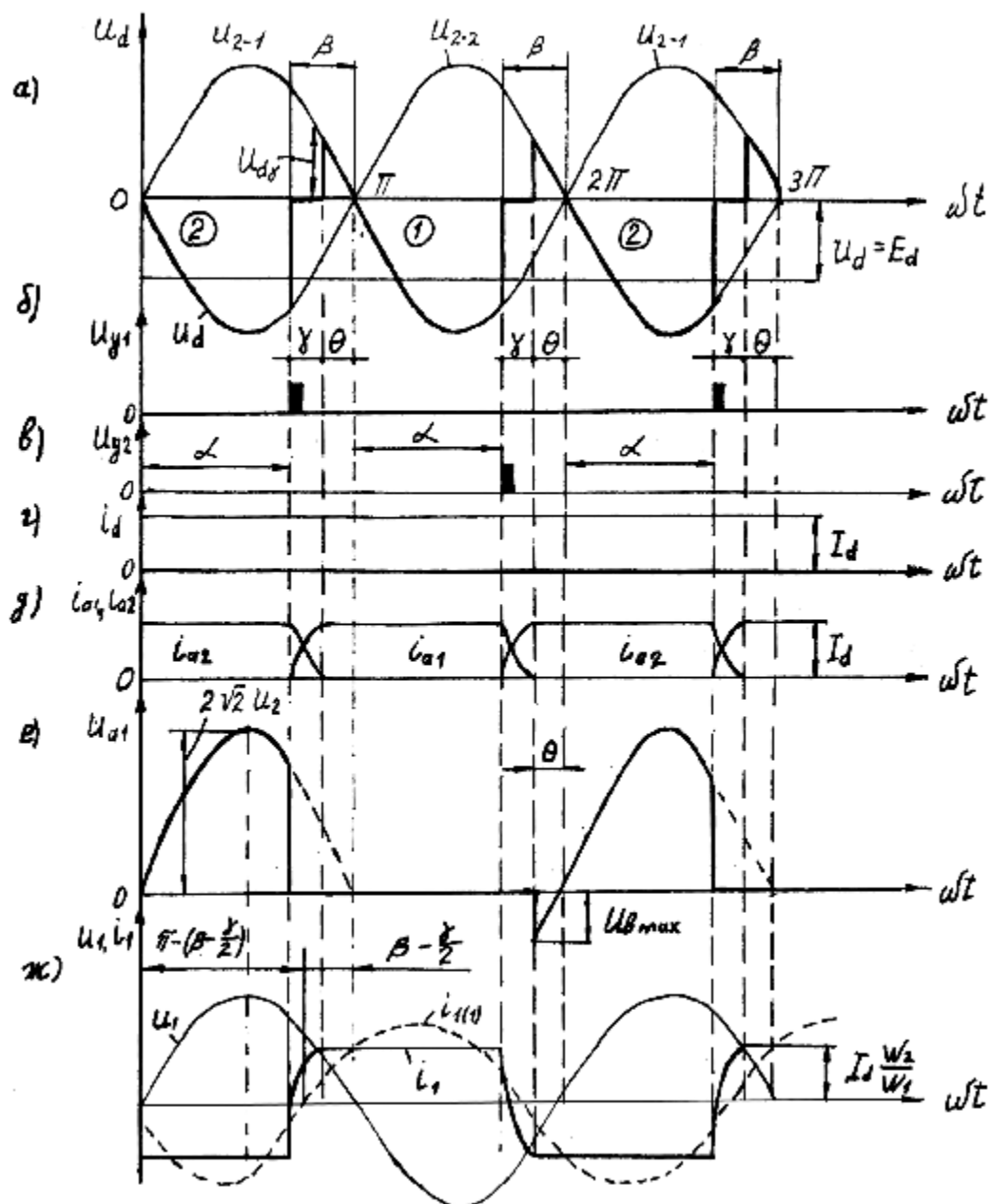


Рис.11.3. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы ведомого инвертора.

$$I_{d \max} = \frac{\sqrt{2}U_2}{X_g} (\cos q_{\min} - \cos b), \quad (11.2.)$$

$$b = \arccos(\cos q_{\min} - \frac{I_{d \max} X_g}{\sqrt{2}U_2})$$

Если пренебречь активным сопротивлением в цепи источника питания, то ЭДС генератора E_d будет полностью уравновешиваться средним значением напряжения U_d , т.е. $E_d = U_d$.

Среднее напряжение U_d имеет отрицательную полярность, по сравнению с режимом выпрямления, причем коммутационное падение напряжения $U_{d\gamma}$, здесь проявляется в увеличении абсолютной величины напряжения U_d .

Если принять $\gamma = 0$, то

$$U_d = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{p} \cdot \cos b, \text{ или } U_d = U_{d0} \cdot \cos b$$

где $U_{d0} = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{p} = 0.9 \cdot U_2$.

Обобщенная регулировочная характеристика преобразователя ведомого сетью приведена на рис.11.4.

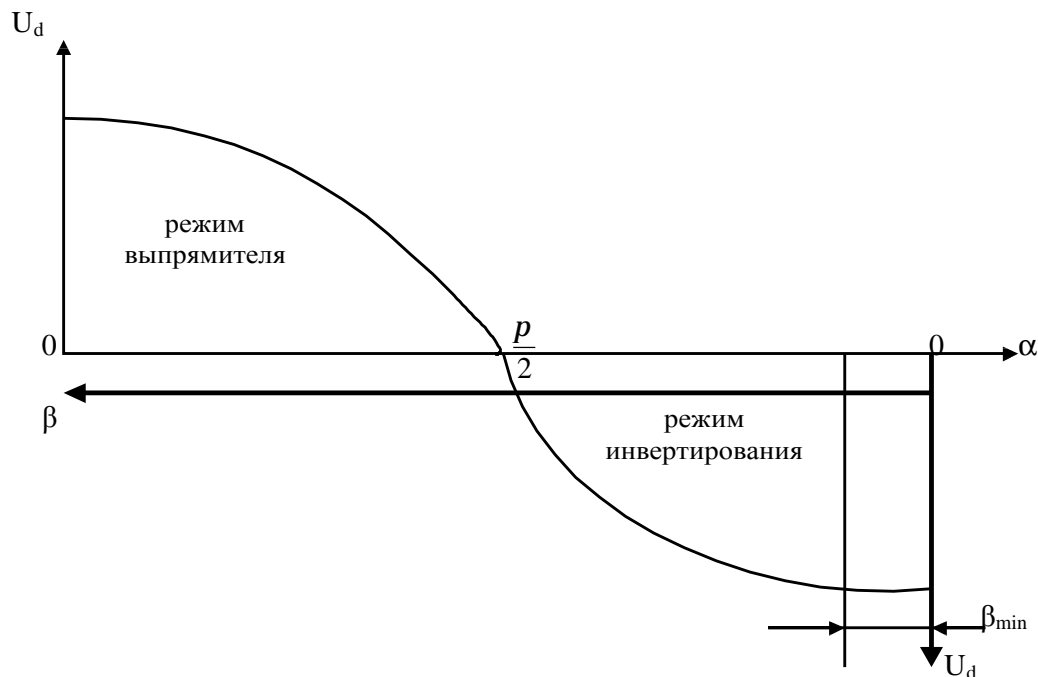


Рис.11.4. Обобщенная регулировочная характеристика преобразователя ведомого сетью.

При изменении угла α от нуля до $\frac{p}{2}$ преобразователь работает в режиме управляемого выпрямителя, а при изменении α от $\frac{p}{2}$ до $(p - b_{\min})$ (то есть при изменении угла β от $\frac{p}{2}$ до β_{\min}) – в режиме ведомого инвертора. Усредненное за полупериод значение коммутационного напряжения находим из рис.11.3:

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{p} \int_{p-b}^{p-(b-g)} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin wt \cdot d(wt) = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{p} [\cos(b-g) - \cos b] \quad (11.3)$$

или $\Delta U_{d\gamma} = U_{d0} \cdot \frac{\cos(b-g) - \cos b}{2}$.

С учетом коммутационных падений напряжения инвертора:

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos\beta + \Delta U_{d\gamma} \quad (11.4)$$

$$U_d = U_{d0} \frac{\cos(b - g) + \cos b}{2} \quad (11.5)$$

Это соотношение определяет противоЭДС инвертора, направленную встречно и равную напряжению источника E_d . Равенство $U_d = E_d$ во всех режимах работы инвертора обуславливается тем, что угол γ является функции входного тока инвертора I_d . В частности предел повышение E_d вызывает нарастание тока I_d (увеличение мощности отдаваемой источником в сеть), что увеличивает угол γ и повышает напряжения U_d до значения E_d . Предел повышения E_d в инверторе ограничивается увеличением разности $(\beta - \gamma)$ до минимально допустимой величины θ_{\min} , т.е. $E_{d \max} = U_{d \max} = U_{d0} \frac{\cos \theta_{\min} + \cos b}{2}$.

Зависимость напряжения E_d , питающего инвертор от тока I_d называют входной характеристикой инвертора. Уравнение характеристики находят путем определения $\Delta U_{d\gamma}$ из выражения (11.3) с учетом выражения (11.1) $\Delta U_{d\gamma} = \frac{I_d \cdot x_a}{p}$ и подстановкой последнего в формулу (11.4):

$$E_d = U_d = U_{d0} \cdot \cos b + \frac{I_d \cdot x_g}{p} \quad (11.6)$$

Уравнение входной характеристики инвертора отличается от уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя параметром β под знаком \cos и знаком «+» перед членом, учитывающим коммутационное падение напряжения. Коммутационное падение напряжения приводит к тому, что увеличение тока I_d обуславливает повышение напряжений E_d и U_d . В выпрямителях связь между I_d и U_d обратная.

Графически входные характеристики инвертора изображаются семейством параллельных прямых (при $L_d \rightarrow \infty$) с фиксированными значениями угла β .

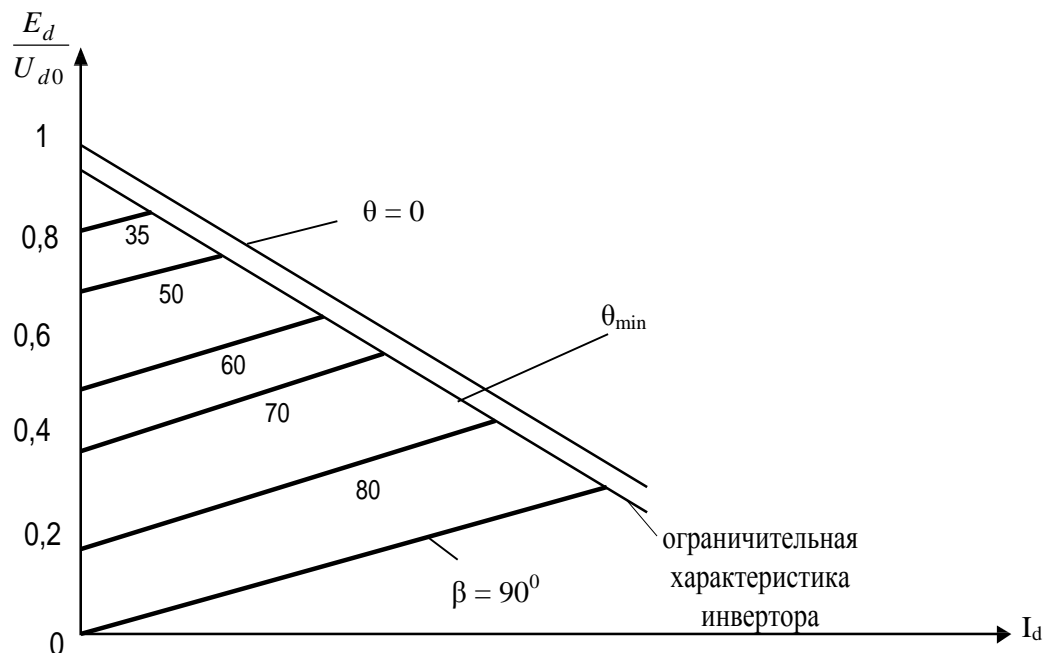


Рис.11.5. Входные характеристики ведомых инверторов

Повышение тока I_d сопровождается увеличением угла коммутации γ . По этой причине перемещение рабочей точки инвертора вправо по каждой из характеристик вызывает уменьшение угла θ предоставляемого тиристором для восстановления запирающих

свойств. При достижении некоторого значения тока $I_{d\max}$ угол θ становится равным минимально доступному значению θ_{\min} . При дальнейшем повышении тока I_d необходимые условия для восстановления запирающих свойств тиристоров не выполняются, что приводит к срыву инвертирования. Очевидно, с увеличением угла β предел повышения тока I_d наступает при меньшем его значении. Предельные значения тока I_d находят из точек переключения входных характеристик с так называемой ограничительной характеристикой инвертора показанной на рис.11.5.

Для определения уравнения ограничительной характеристики выразим $\cos\beta$ из соотношения (11.2) $\cos\beta = \cos q_{\min} - \frac{I_d \cdot x_g}{\sqrt{2} \cdot U_2}$ и подставим его в (11.6) после упрощения получим:

$$E_{d\max} = U_{d\max} = U_{d0} \cdot \cos q_{\min} - \frac{I_{d\max} \cdot x_g}{p} \quad (11.7)$$

Графически ограничительная характеристика изображается прямой, имеющей наклон, обратный наклону входных характеристик инвертора. Для сравнений на рис.11.5 приведена также прямая с параметром $\theta = 0$. Полученное соотношение используют при расчете схемы инвертора. Заданными обычно являются максимальное инвертируемое напряжение $E_{d\max}$ и ток $I_{d\max}$. По времени t_B используемых тиристоров определяют угол θ_{\min} и $\cos\theta_{\min}$. Задавшись значением угла β из выражения $E_{d\max} = U_{d\max} = U_{d0} \frac{\cos q_{\min} + \cos b}{2}$, находят параметр U_{d0} и вторичное напряжение силового трансформатора $U_2 = U_{d0}/0.9$. По известному значению напряжения приемной сети U_1 определяют коэффициент трансформации трансформатора $K = \frac{U_1}{U_2}$, а из выражения (11.7) допустимое значение приведенного ко вторичной обмотки сопротивления x_γ . Из кривых тока i_a находят действующие значения токов первичной и вторичной обмоток трансформатора, а также расчетные мощности обмоток.

Раздел 5. Импульсные преобразователи напряжения

Лекция №12 Принципы построения импульсных преобразователей постоянного напряжения.

Преобразователи постоянного напряжения предназначены для изменения значения постоянного напряжения. Они служат для питания нагрузки постоянным напряжением U_n , отличающимся по величине от напряжения E источника питания, при этом иногда необходимо стабилизировать напряжение U_n при изменении напряжения источника питания и тока нагрузки, либо изменять напряжение U_n по определённому закону независимо от напряжения E .

Рассматриваемые преобразователи основаны на использовании импульсных методов преобразования и регулирования постоянного напряжения, поэтому их называют импульсными преобразователями постоянного напряжения. Выходное напряжение таких преобразователей характеризуется последовательностью импульсов прямоугольной формы с длительностью t_n и паузой t_p , амплитуда которых близка к напряжению питания E .

Выходное напряжение преобразователя характеризуется средним значением U_n . Требуемого качества выходного напряжения с точки зрения пульсаций здесь добиваются

также, как и в выпрямителях, включением между выходом преобразователя и нагрузкой сглаживающего фильтра.

В основе принципа ИППН лежит ключевой режим работы, регулирующего полупроводникового прибора, осуществляющего периодическое подключение напряжения питания E к выходной цепи преобразователя. Малые падения напряжения на регулирующем приборе в открытом состоянии и протекающий ток в закрытом обуславливают высокий КПД рассматриваемых преобразователей. Их способность регулировать выходное напряжение используют при построении регуляторов и стабилизаторов постоянного напряжения. ИППН широко применяют также и в электроприводе для управления частотой вращения двигателей постоянного тока.

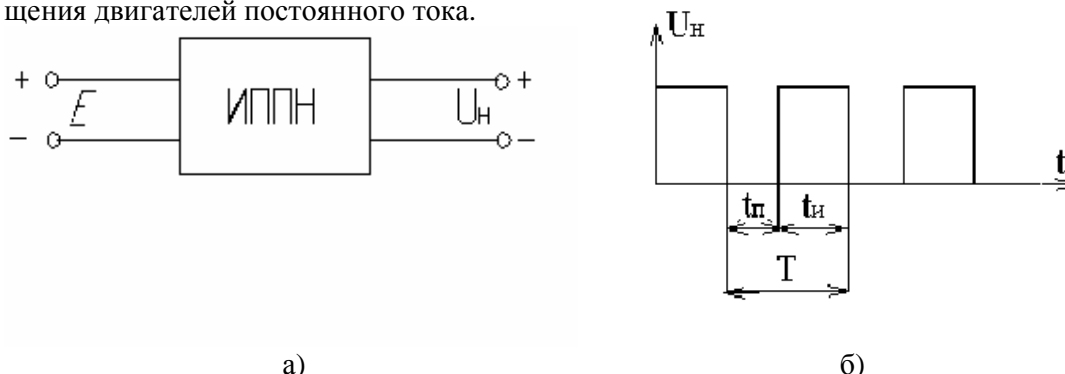


Рис.12.1. Импульсный преобразователь постоянного напряжения (а) и его кривая выходного напряжения (б).

Регулирование выходного напряжения ИППН осуществляется импульсными методами путём изменения параметров выходных импульсов. Наибольшее применение получили широтноимпульсный и частотноимпульсный методы регулирования, а также их комбинация.

Широтн-импульсный метод регулирования осуществляется изменением длительности (ширины) выходных импульсов $t_{и}$ (рис.12.2) при неизменном периоде их следования ($T = \text{const}$, $f = 1/T = \text{const}$).

Среднее значение выходного напряжения преобразователя при широтноимпульсном регулировании связано с напряжением питания соотношением:

$$U_{н} = \frac{t_{и}}{T} \cdot E = \gamma E,$$

где $\gamma = t_{и}/T$ – коэффициент регулирования (преобразования).

Следовательно, диапазон регулирования выходного напряжения ИППН с широтноимпульсным регулированием составляет от 0 ($t_{и}=0$, $\gamma=0$) до E ($t_{и}=T$, $\gamma=1$).

При частотноимпульсном методе регулирования изменение выходного напряжения производится за счёт изменения частоты следования выходных импульсов при неизменной их длительности ($f = 1/T = \text{var}$, $t_{и} = \text{const}$).

Регулировочные возможности преобразователя характеризуются соотношением:

$$U_{н} = \frac{t_{и}}{T} E = t_{и} f \cdot E$$

Выходному напряжению, равному E , здесь соответствует предельная частота следования импульсов равная $1/t_{и}$, а нулевому выходному напряжению соответствует нулевая частота.

Совместное использование широтноимпульсного регулирования и частотноимпульсного регулирования (комбинированное регулирование) заключается в изменении двух параметров выходных импульсов: $t_{и}$ и f .

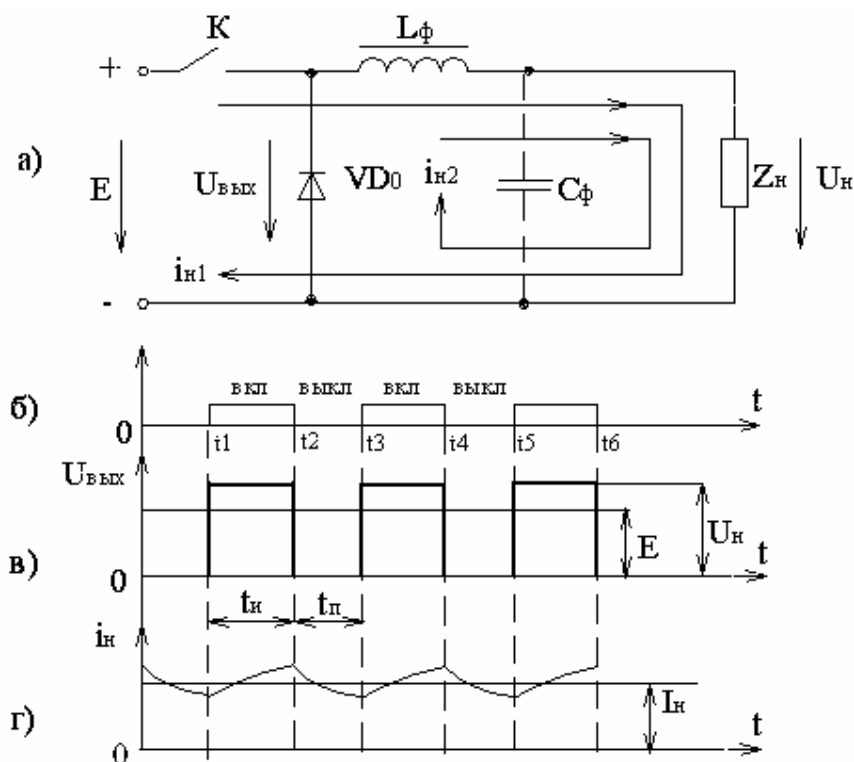


Рис.12.2. Схема основных цепей ИППН (а) и его временные диаграммы (б, в, г).

Один из наиболее широко распространённых принципов построения ИППН иллюстрирует схема, приведённая на рис. 12.2. Регулирующий элемент условно показан в виде ключа K , функцию которого обычно выполняет тиристор (или силовой транзистор). В выходную цепь преобразователя входит нагрузка Z_H активно-индуктивного характера и при необходимости сглаживающий L -фильтр (дроссель L_ϕ). Применение дросселя в ИППН обычно является достаточным для сглаживания выходного напряжения (тока), хотя в общем случае не исключены и более сложные сглаживающие фильтры, например, Γ -образный LC -фильтр. Диод VD_0 является необходимым элементом схемы и предназначен для создания в ней контура протекания тока нагрузки при разомкнутом ключе K .

На интервалах включенного состояния ключа ($t_1 \dots t_2$, $t_3 \dots t_4$, $t_5 \dots t_6$) напряжение E подключается ко входу сглаживающего фильтра $U_{ВЫХ} = E$, диод VD_0 закрыт. Через нагрузку протекает ток i_{H1} от источника питания. На интервалах отключенного состояния ключа ($t_2 \dots t_3$, $t_4 \dots t_5$) связь выходной цепи с источником питания отсутствует, однако ток через нагрузку продолжает протекать. Он поддерживается энергией, накопленной реактивными элементами – дросселем L_ϕ и индуктивностью нагрузки L_H . Ток i_{H2} замыкается через проводящий обратный диод VD_0 , вследствие чего $U_{ВЫХ} = 0$.

При переходе к большим мощностям нагрузки (свыше 100 кВт) возникают трудности построения преобразователей по схеме, приведённой на рис 12.2.а. Они вызваны большими токами нагрузки, а значит необходимостью применения большого числа параллельно включенных тиристоров, используемых в качестве ключа. Кроме того при больших токах нагрузки трудно осуществима конструкция дросселя L_ϕ с большой индуктивностью.

Лекция №13. Многотактные импульсные преобразователи постоянного напряжения.

ИППН большой мощности выполняют по многотактному принципу, основанному на параллельном включении m отдельных преобразователей, работающих на общую нагрузку от общего источника постоянного тока (рис.13.1).

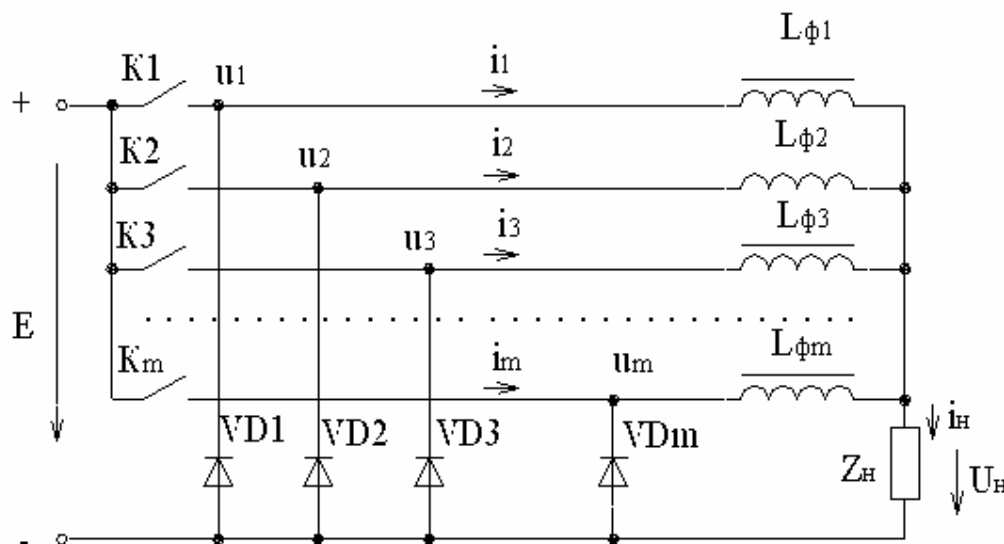


Рис.13.1. Принцип построения многотактных ИППН

Для уменьшения пульсаций выходного тока i_n , напряжения u_n и тока источника питания, ключи $K1, K2, K3$ и т.д. работают со взаимным фазовым сдвигом на угол $2\pi/m$, где m – число ключей. Указанные трудности при этом исключаются вследствие того, что каждый преобразователь многотактной системы нагружается током в m раз меньшим, чем ток i_n . Облегченный режим работы преобразователей создается также благодаря меньшей в m раз частоте их переключений. Многотактные ИППН допускают режим поочередной работы входящих преобразователей и режим с перекрытием.

На рис.13.2. приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия трёхтактного ИППН с поочередной работой блоков. Периодичность работы каждого блока характеризуется периодом тактов T_T . Последовательность включения их ключей сдвинута во времени на $T_T/3$. В результате аналогичный сдвиг во времени приобретают также напряжения u_1, u_2, u_3 , и токи i_1, i_2, i_3 . За счёт фазовых сдвигов результирующее напряжение на нагрузке имеет частоту переключения выходных импульсов в 3 раза большую, чем для отдельных преобразователей. Суммарный ток нагрузки системы:

$$i_n = i_1 + i_2 + i_3$$

лучше сглажен, чем ток нагрузки отдельного преобразователя.

В режиме работы с перекрытием обычно число $m > 3$. На рис. 13.3. приведены временные диаграммы, характеризующие рассматриваемый режим при $m=4$. Включение ключей преобразователей здесь также производится со сдвигом во времени, в данном случае равным $T_T/4$. В диапазоне регулирования длительность импульса t_n от $T_T/4$ до T_T отсутствуют интервалы времени, когда к нагрузке не прикладывается напряжение со стороны преобразователей, и паузы в эквивалентном напряжении $u_{н.эkv}$.

Эквивалентное напряжение на нагрузке

$$u_{н.эkv} = kE/m,$$

где k – число преобразователей, у которых одновременно замкнуты все ключи.

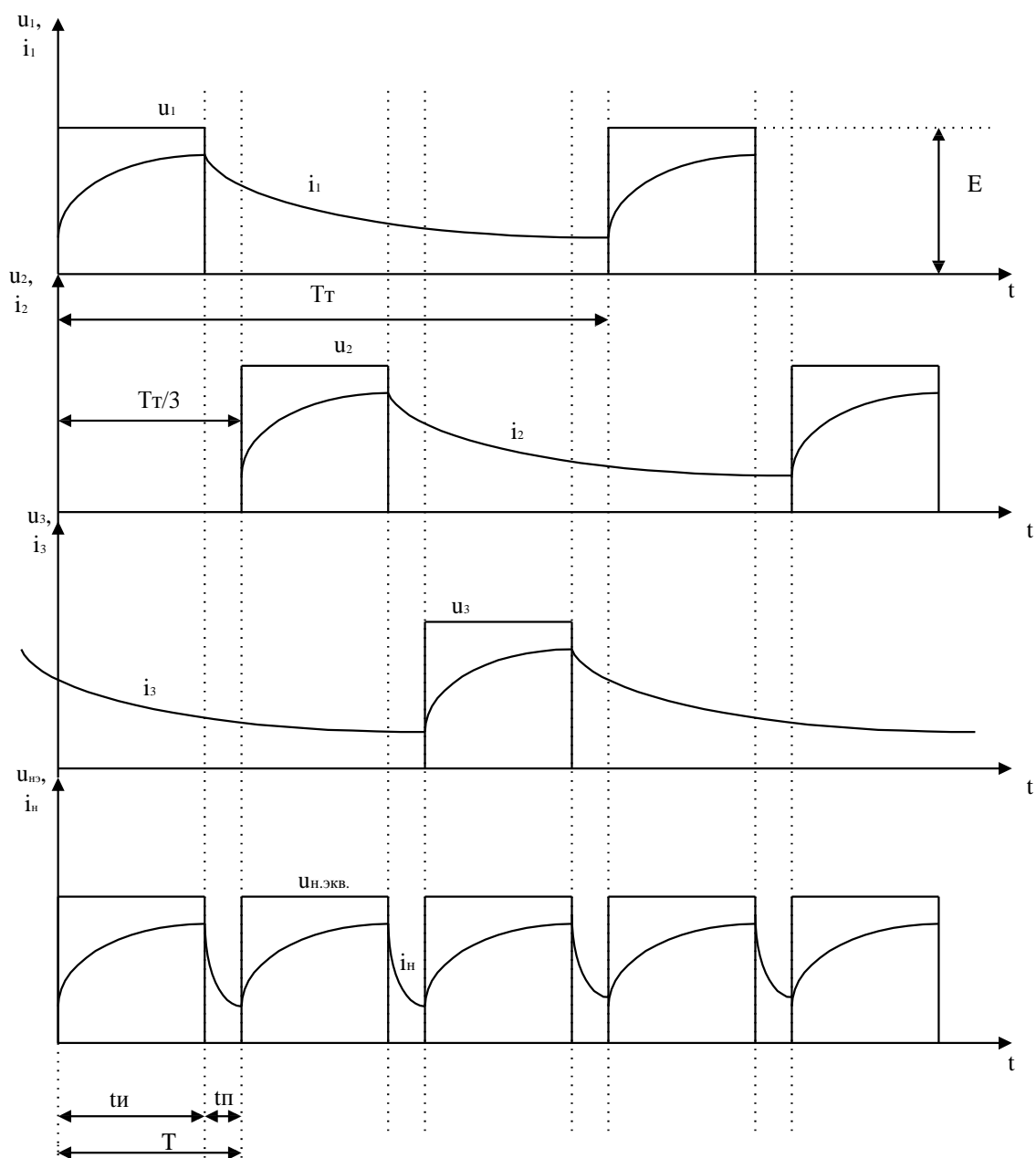


Рис. 13.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия трехфазного ИППН с поочередной работой блоков.

При $t_{и} = T_T$ напряжения на нагрузке максимально, значения $U_{н.э.кв.}$ во всех интервалах выходного напряжения равны E . Величине E равно и среднее значение напряжения на нагрузке $U_{н.э.кв.}$. Через все преобразователи протекает постоянный ток

$$I_n = I_1 + I_2 + \dots + I_m$$

При $t_{и} < T_T$ имеем

$$u_{н.э.кв.} < E.$$

Ток отдельных преобразователей из-за относительно большой длительности паузы по отношению к $t_{и}$ будет сильно пульсирующим. Ток же нагрузки i_n , равный сумме токов отдельных преобразователей, и определяемый напряжением $u_{н.э.кв.}$ с относительно малой длительностью паузы $t_{п}$ получается хорошо сглаженным.

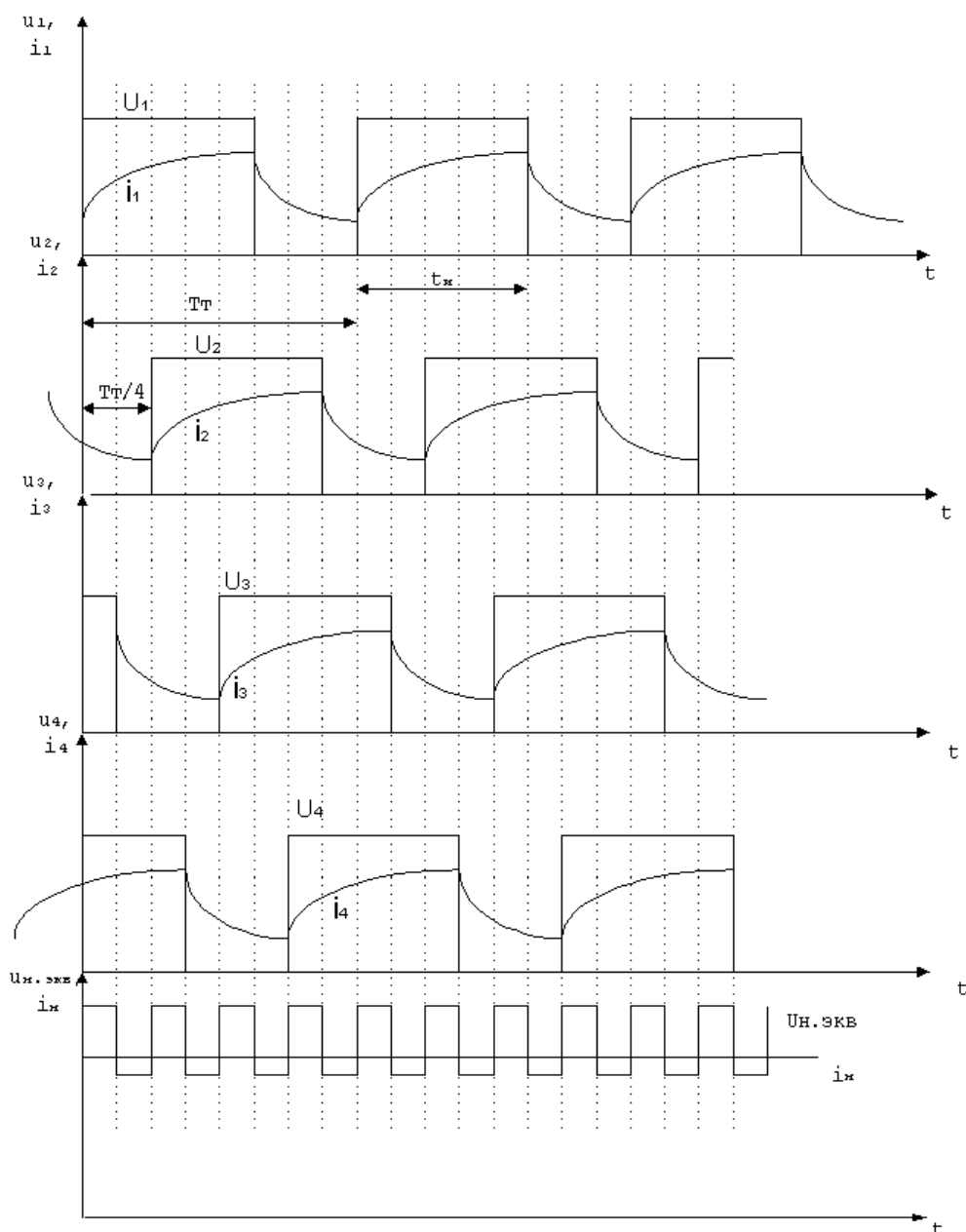


Рис. 13.3. Временные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия источника питания в режиме работы с перекрытием.

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.