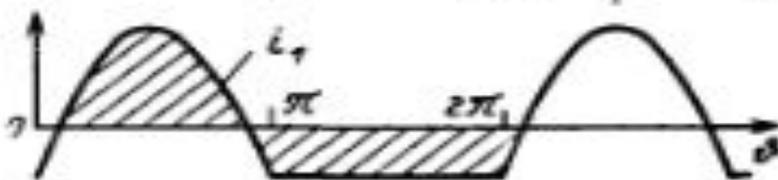
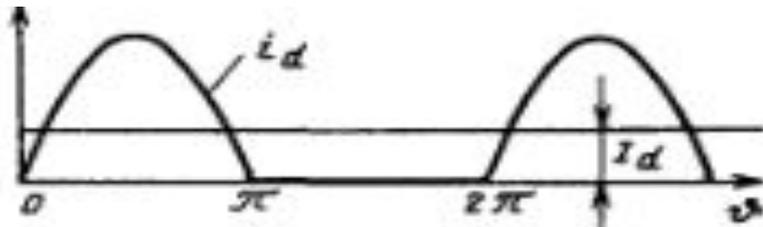
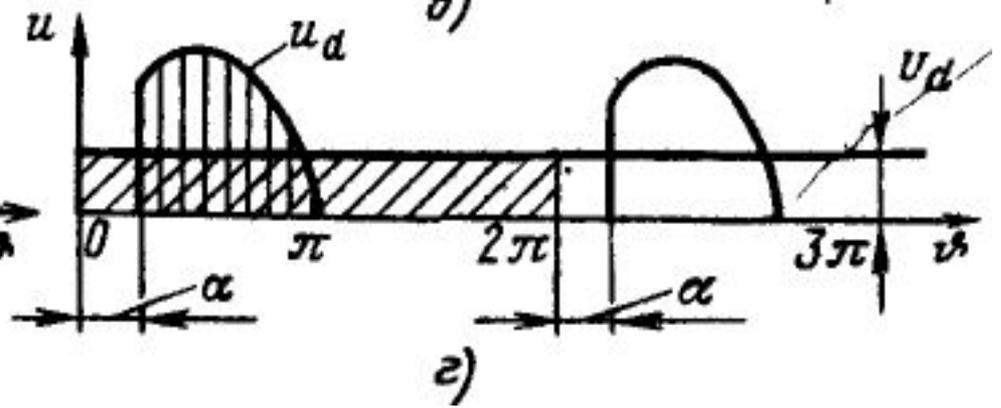
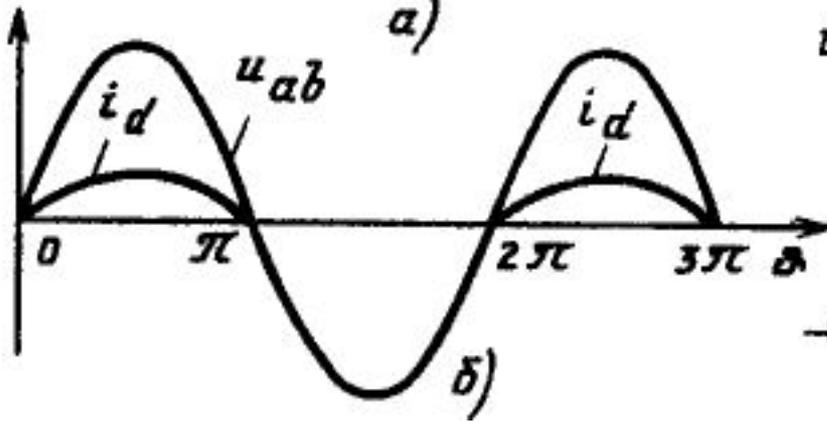
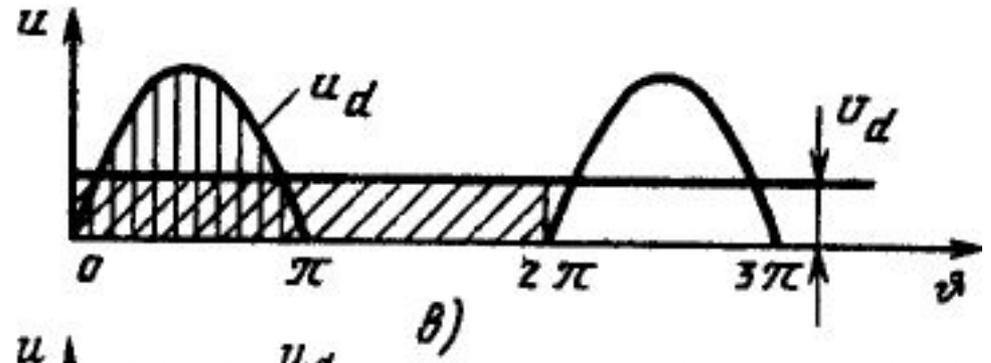
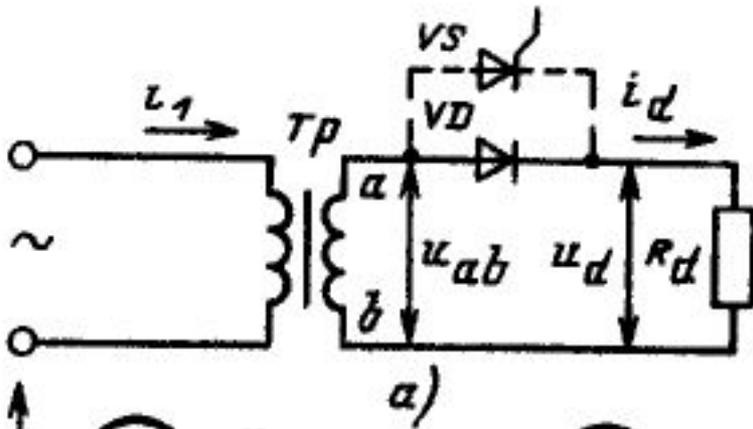


Однофазный однополупериодный выпрямитель



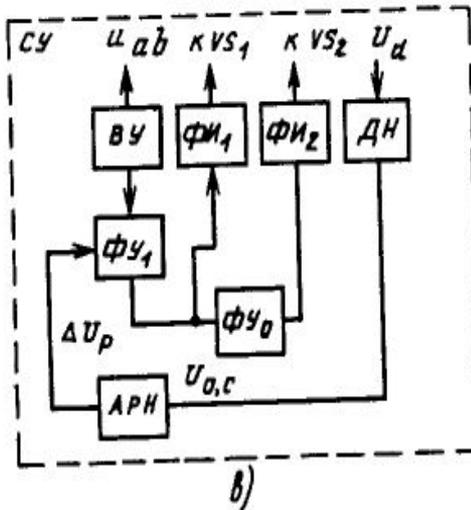
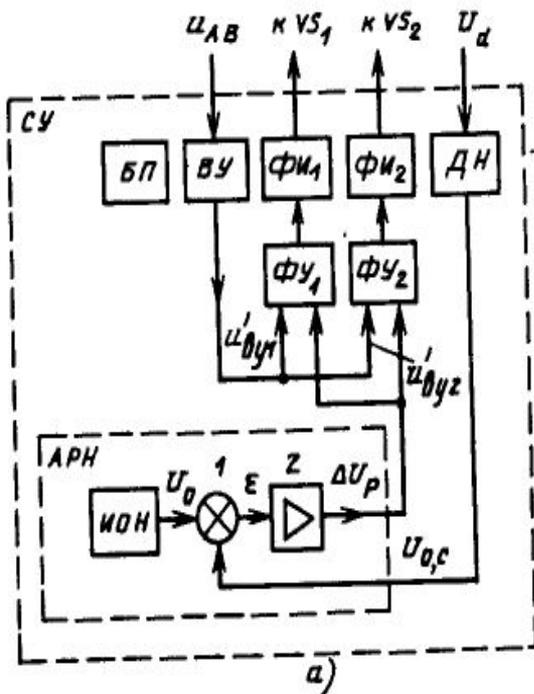
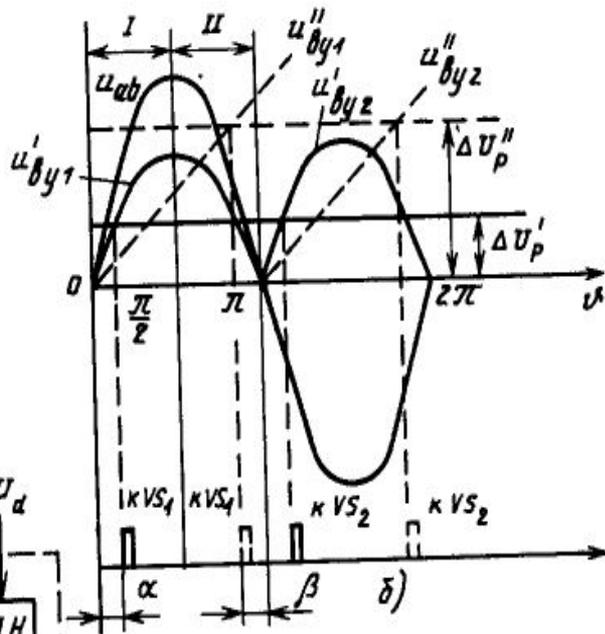
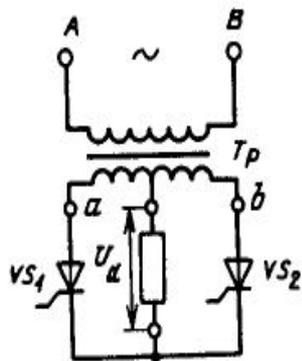
$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = 0,45 U_2$$

вертикально-фазовое управления

Принцип работы данной СУ основан на формировании управляющих импульсов, следующих синхронно с сетевым напряжением u_{AB} и сдвинутых относительно этого напряжения по фазе на угол α . В выпрямителях с регулированием по выходному напряжению угол α обеспечивается таким, чтобы среднее значение выпрямленного напряжения U_d мало отличалось от заданного при различных возмущениях, например колебаниях сетевого напряжения u_{AB} .

Привязка импульсов к сетевому напряжению осуществляется входным устройством ВУ. Функции ВУ в данной СУ может выполнять трансформатор со средней точкой, вторичные полуобмотки которого создают два синусоидальных напряжения, сдвинутых между собой на угол π . Напряжения с каждой вторичной полуобмотки ВУ поступают на фазосдвигающие устройства $\PhiУ1$ и $\PhiУ2$. Наиболее просто фазосдвигающие устройства в данном случае реализуются на принципе вертикально-фазового управления. В частности, схемы могут быть выполнены так, чтобы обеспечить формирование импульсов в моменты равенства напряжений, поступающих от ВУ и равных $u'_{\theta y1}$ и $u'_{\theta y2}$ с напряжением ΔU_p , поступающим на $\PhiУ1$ и $\PhiУ2$ от автоматического регулятора напряжения АРН структурная схема АРН состоит из источника опорного (эталонного) напряжения U_{OH} , сумматора 1 и усилителя 2, включающего в себя в общем случае различные звенья динамической коррекции системы автоматического регулирования. В рассматриваемом примере последняя выполнена на принципе использования обратной связи. Напряжение цепи обратной связи $U_{0,c}$ от датчика напряжения ДН поступает на сумматор 1, на вход которого подается также опорное напряжение U_0 . Разность этих напряжений ϵ (один из сигналов поступает на сумматор с обратным знаком) подается на вход усилителя 2. Выходной сигнал усилителя поступает на входы $\PhiУ1$ и $\PhiУ2$ и далее на формирователи управляющих импульсов $\PhiИ1$ и $\PhiИ2$. ΔU_p определяет моменты формирования управляющих импульсов тиристоров, т. е. угол управления α .

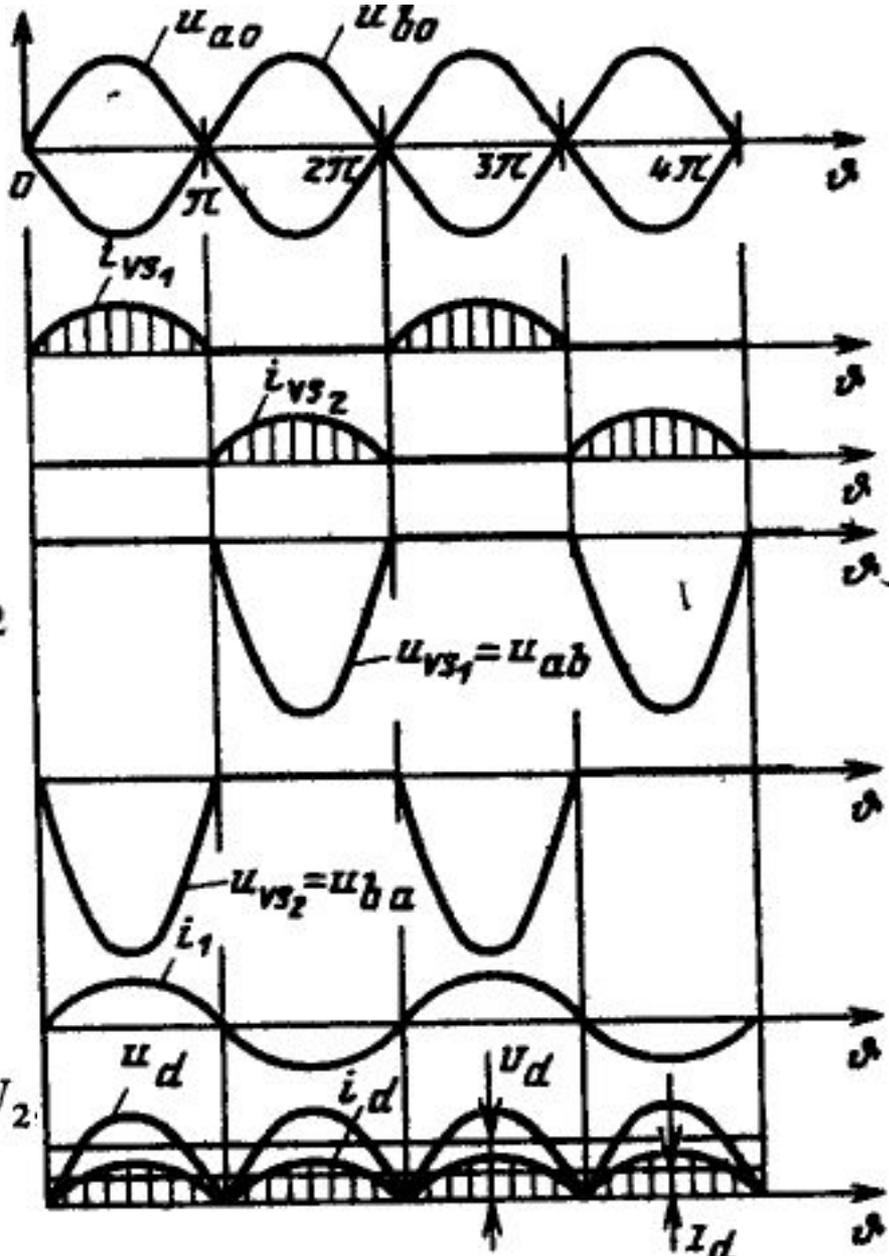
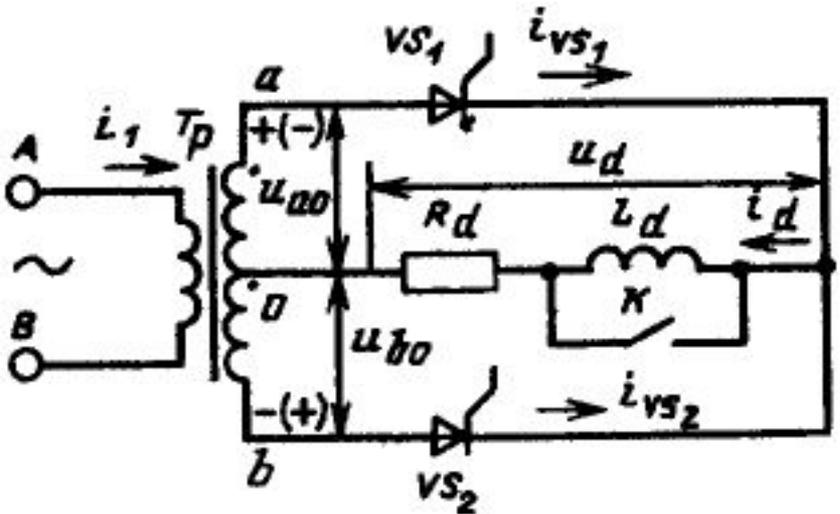
Согласно принципа работы выпрямителя, чем больше угол α , тем меньше среднее значение выходного напряжения выпрямителя. Эта зависимость позволяет регулировать выходное напряжение, в частности осуществлять его стабилизацию на заданном уровне при различных возмущающих воздействиях. Например, если в результате возрастания входного напряжения начнет увеличиваться выходное напряжение выпрямителя, то усиленный сигнал рассогласования ϵ будет изменять угол α так, чтобы восстановить выходное напряжение на заданном уровне. В результате сигнал ϵ будет стремиться к нулю, а выходное напряжение к значению, заданному опорным напряжением U_0 и коэффициентом передачи датчика выходного напряжения ДН.



Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой L_d

$= 0$

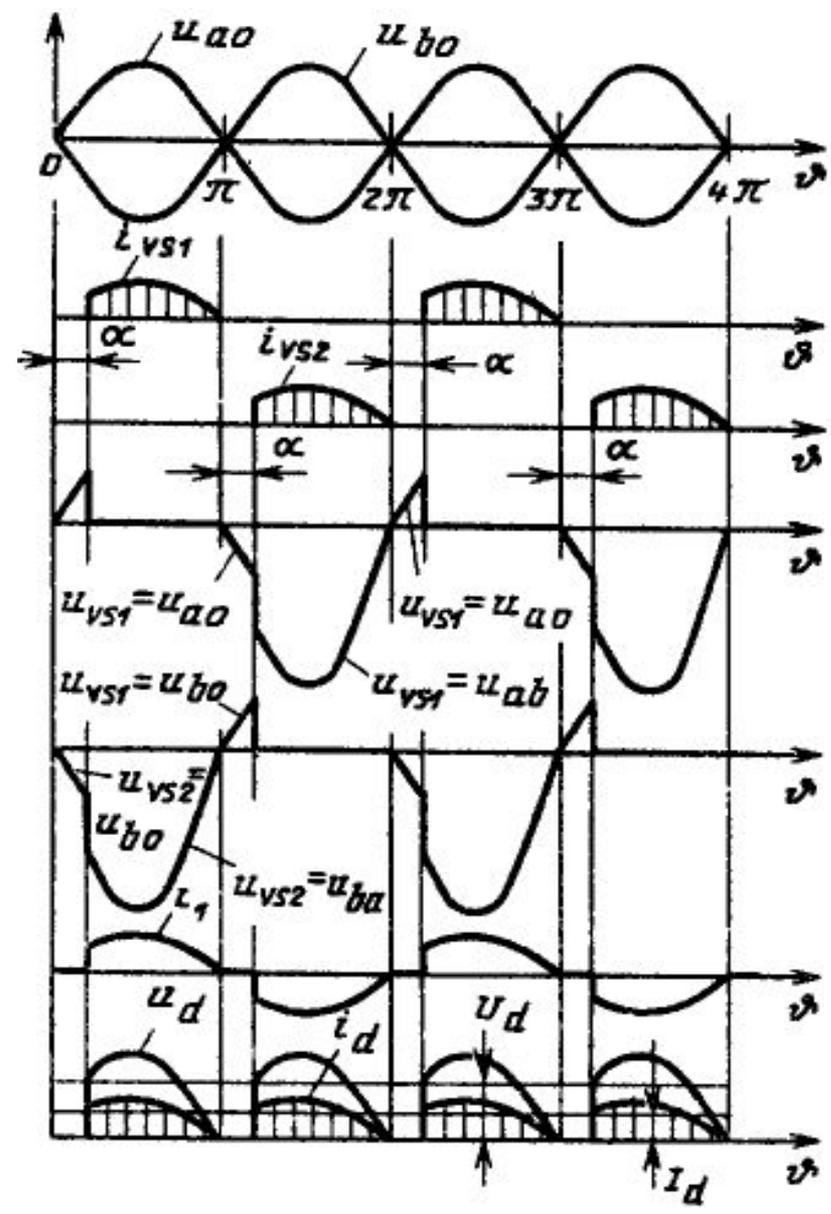
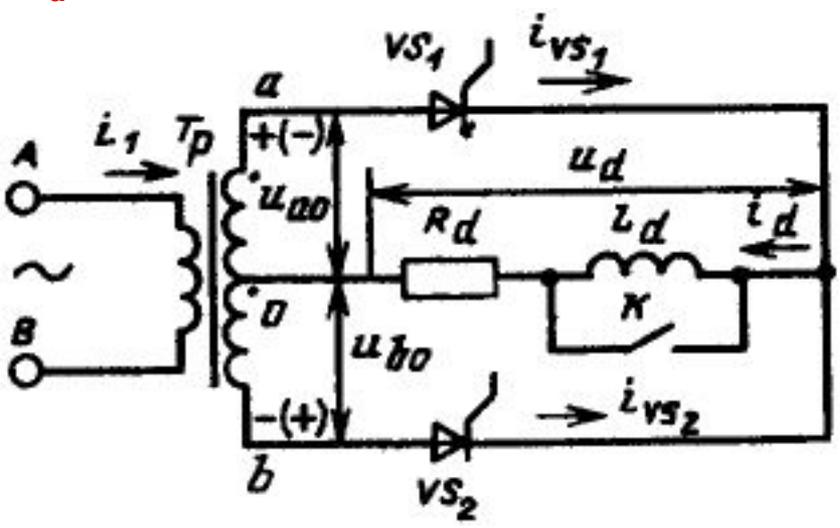
$\alpha=0$



$$U_{Rmax} = 2\sqrt{2}U_2 = 2,82U_2$$

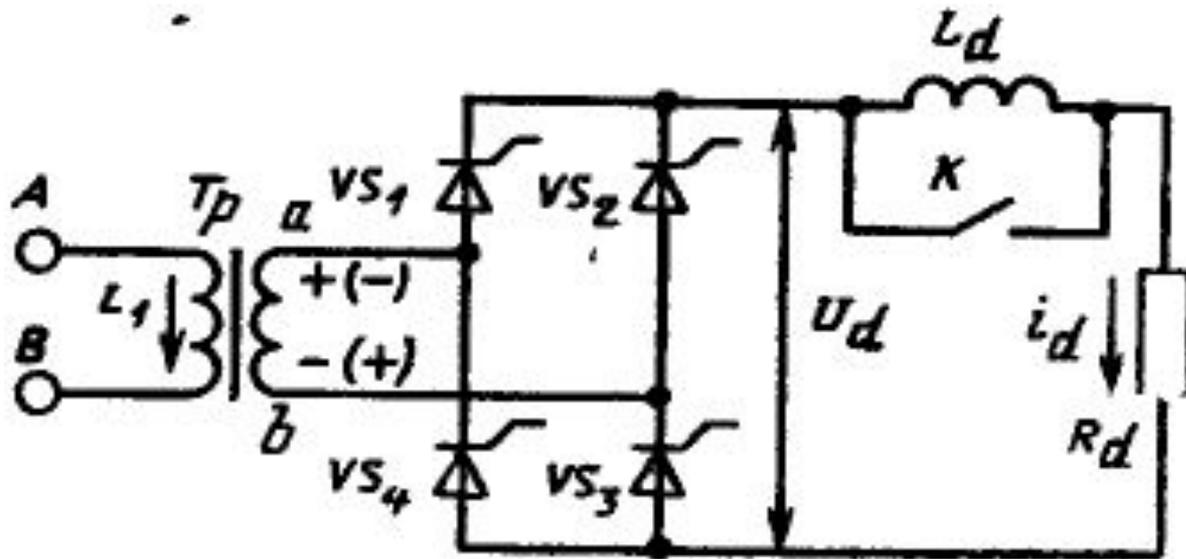
$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \vartheta d\vartheta = 2\sqrt{2}/\pi U_2 = 0,9U_2$$

Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средней точкой $L_d=0$ $\alpha > 0$ (см. модель)



$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha)$$

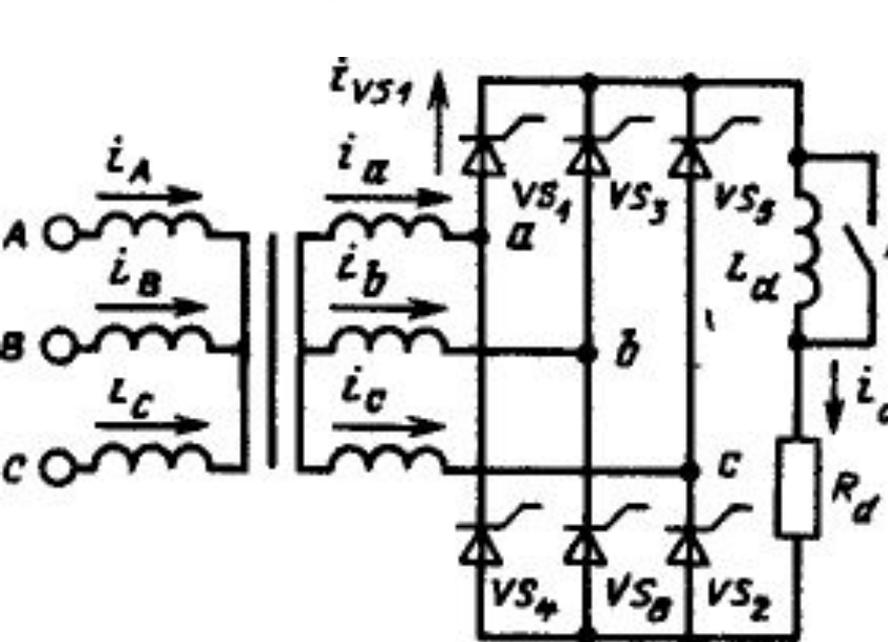
Однофазный мостовой выпрямитель



$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2$$

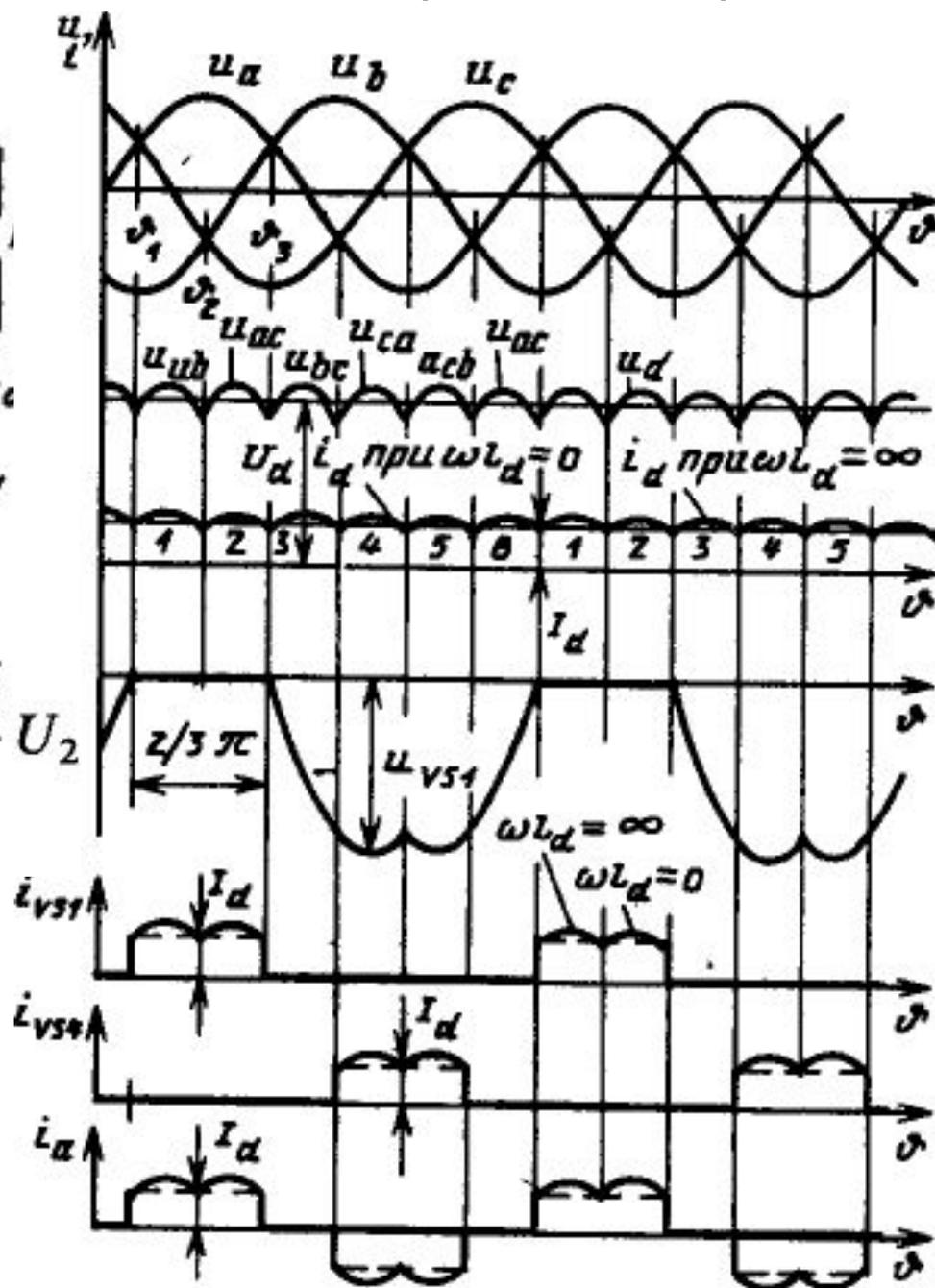
$$U_{Rmax} = \sqrt{2} U_2$$

Трёхфазный мостовой выпрямитель (см. модель)

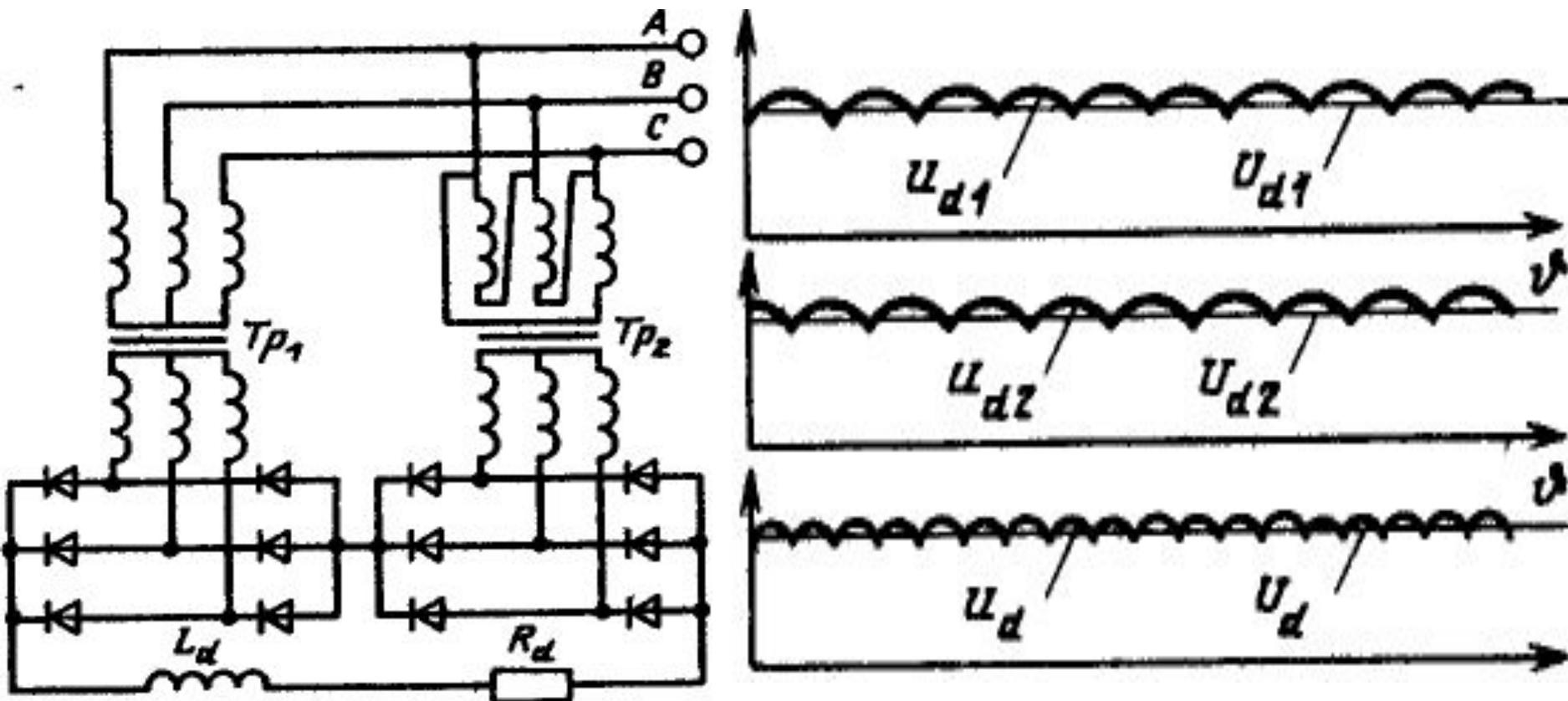


$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2/3\pi} \sqrt{6} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2$$

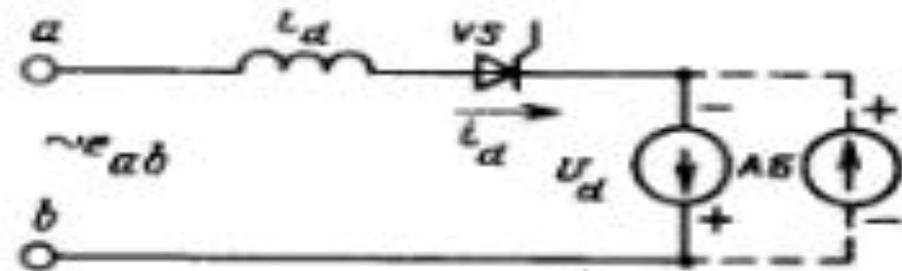
$$U_{Rmax} = \sqrt{2} U_{2\pi}$$



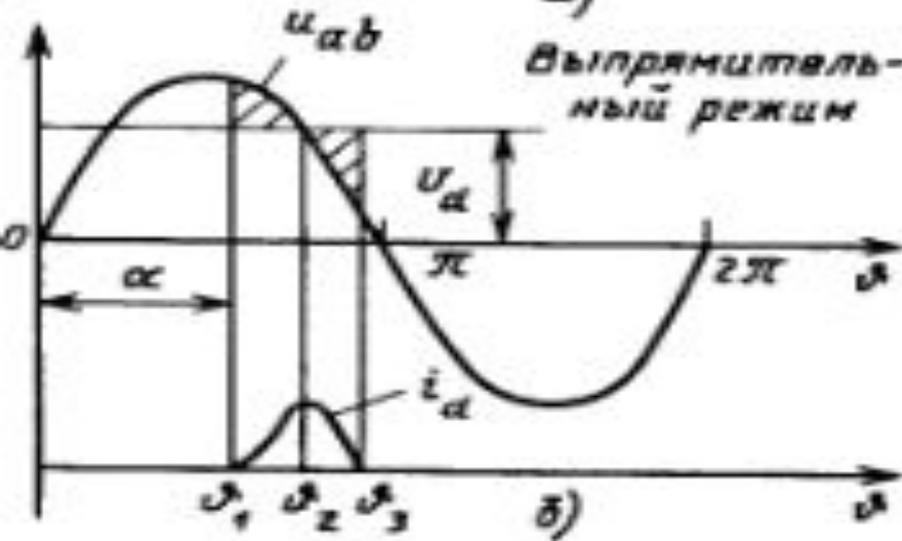
Трехфазный двухмостовой выпрямитель с последовательным соединением мостов



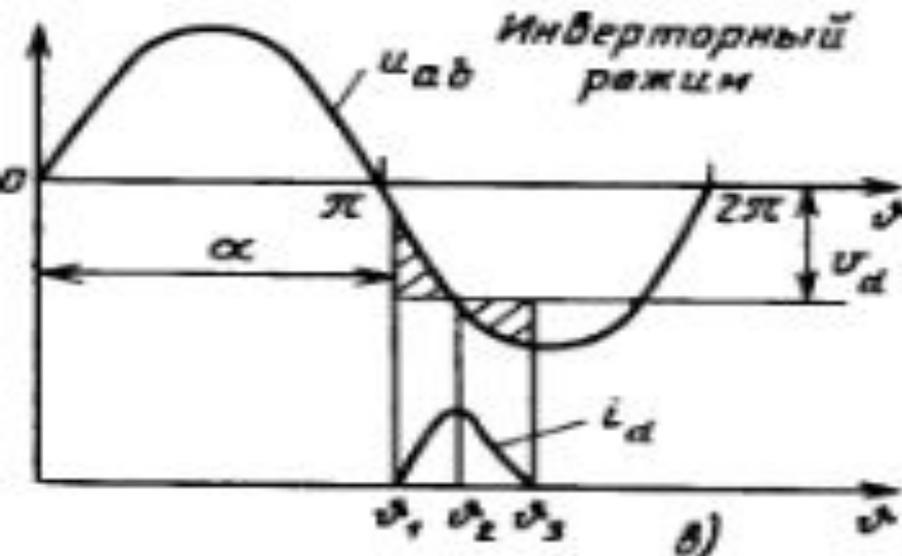
Однополупериодный инвертор



а)



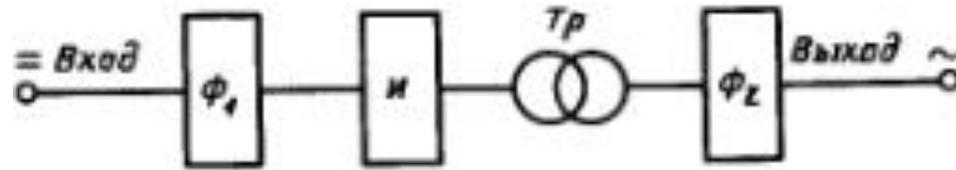
б)



Инвертированием называется процесс преобразования электрической энергии постоянного тока в переменный. Термин «инвертирование» происходит от латинского слова *inversio* — переворачивание, перестановка. Впервые этот термин в преобразовательной технике был применен для обозначения процесса, обратного выпрямлению, при котором поток энергии изменяет свое направление на обратное и поступает от источника постоянного тока в сеть переменного тока. Такой режим был назван в противоположность выпрямительному режиму инверторным, а преобразователь, осуществляющий процесс передачи энергии от источника постоянного тока в сеть переменного тока, — инвертором. Поскольку электрические параметры преобразователя на стороне переменного тока в этом случае полностью определяются параметрами сети, то такой инвертор называют зависимым или ведомым сетью. Исторически термин «инвертор» в преобразовательной технике распространился на все типы статических преобразователей электрической энергии постоянного тока в переменный.

Передача энергии от одного источника к другому происходит тогда, когда ток от отдающего источника направлен навстречу ЭДС источника, принимающего эту энергию.

Автономные инверторы



Автономным (независимым) инвертором называется преобразователь электрической энергии постоянного тока в переменный, выходные параметры которого (форма, амплитуда и частота выходного напряжения) определяются схемой преобразователя, системой управления и режимом его работы, в отличие от инвертора, ведомого сетью, выходные частота и напряжение которого соответствуют параметрам сети.

Автономный инвертор представляет собой электрическое устройство, силовая часть которого состоит в самом общем случае из следующих основных узлов (рис. 3.7): входного фильтра Φ_1 , собственно инвертора I , содержащего тиристоры, диоды и коммутационные элементы, трансформатора Tr и выходного фильтра Φ_2 .

Так же как и выпрямители, инверторы различаются по мощности, напряжению, числу фаз вторичной обмотки трансформатора, способу регулирования выходного напряжения, по схеме инвертирования и другим менее существенным факторам.

Работа автономного инвертора и его технико-экономические показатели в основном определяются схемой инвертирования, под которой, как правило, понимают схему соединения ключевых элементов и элементов для их коммутации, а также трансформатора и в отдельных случаях входного или выходного фильтра (если последний оказывает непосредственное влияние на процесс инвертирования). От схемы инвертирования зависят форма кривой выходного напряжения, форма кривой потребляемого тока, внешняя (или нагрузочная) характеристика, КПД инвертора, допустимое изменение коэффициента мощности нагрузки (указываемого обычно по основной гармонике напряжения на нагрузке), максимальное (мгновенное) значение тока нагрузки, определяющее для большинства схем порог устойчивой работы инвертора.

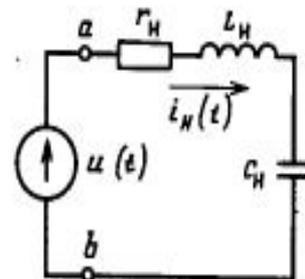
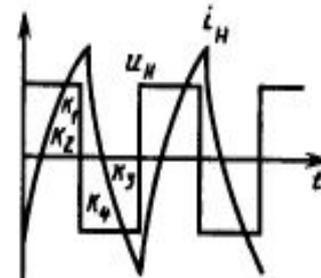
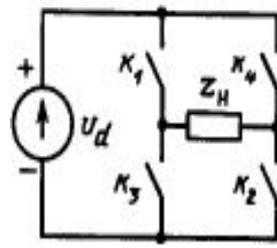
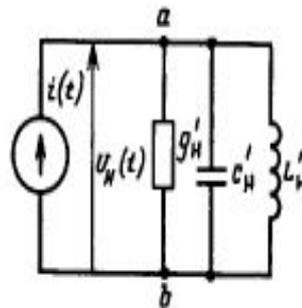
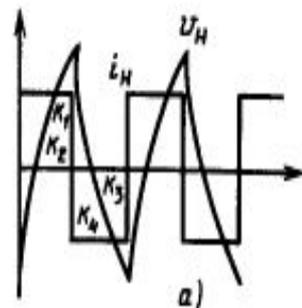
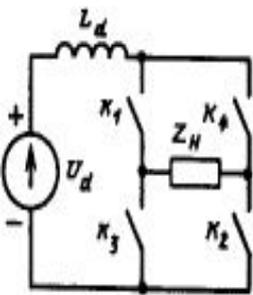
В настоящее время не существует единой общепринятой системы классификации схем автономных инверторов. Наиболее часто их классифицируют по следующим признакам:

- а) по характеру электромагнитных процессов, протекающих в схеме;
- б) по способу коммутации тиристоров или схеме включения коммутационных элементов;
- в) по схеме преобразования (конфигурации соединений элементов силовой части).

Иногда при классификации используют и другие, менее существенные признаки, например способ регулирования выходного напряжения инвертора или принцип подачи управляющих импульсов на ключевые элементы силовой части.

По характеру протекающих в схеме электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на инверторы тока, инверторы напряжения и резонансные инверторы. Такое разделение инверторов весьма условно. За определяющий признак в этом случае принимается проводимость цепи постоянного тока со стороны непосредственно преобразующей части (например, тиристорной мостовой схемы) относительно переменной составляющей напряжения.

Инверторы тока и напряжения



В цепи постоянного тока первого инвертора (рис. 3.8, а) включен реактор с большой индуктивностью. Тогда в интервале между коммутациями ключевых элементов $K_1 - K_4$ ток в реакторе изменяется незначительно. В этом случае ключевые элементы инвертора изменяют направление (но не мгновенное значение) тока в нагрузке, так что последняя питается как бы от источника тока, что и нашло отражение в соответствующей терминологии — инвертор тока. Нагрузка таких схем носит, как правило, емкостный характер, так как при индуктивной нагрузке из-за скачкообразного изменения тока возникли бы перенапряжения, нарушающие нормальную работу элементов схемы. В некоторых разновидностях инверторов тока, рассчитанных на работу с нагрузкой индуктивного характера, предусматриваются устройства для отвода части энергии, накопленной в индуктивностях нагрузки.

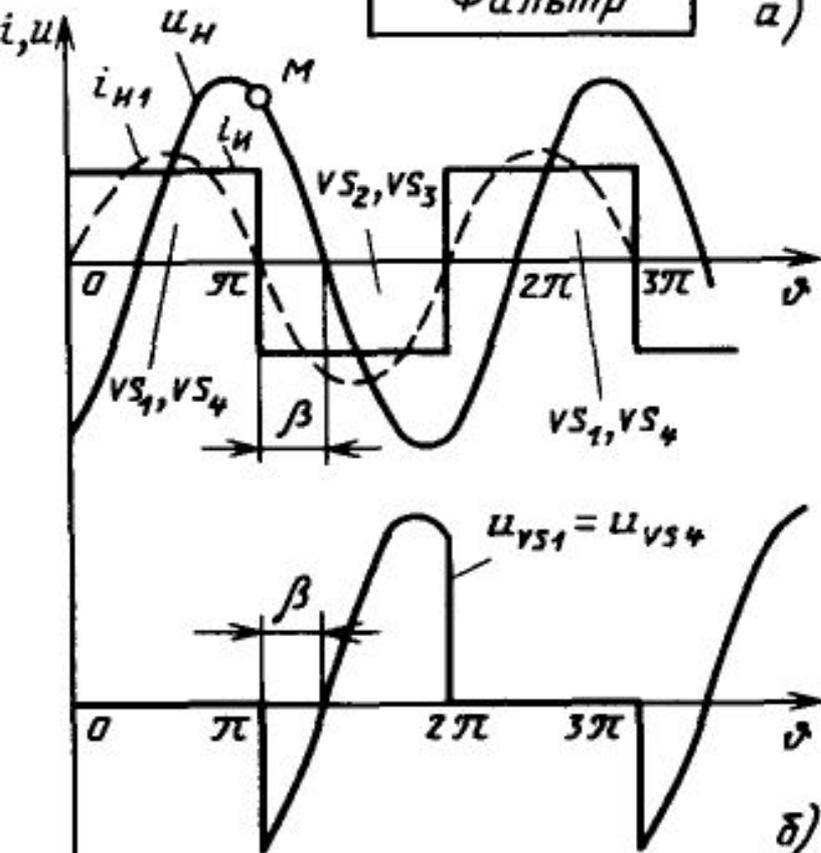
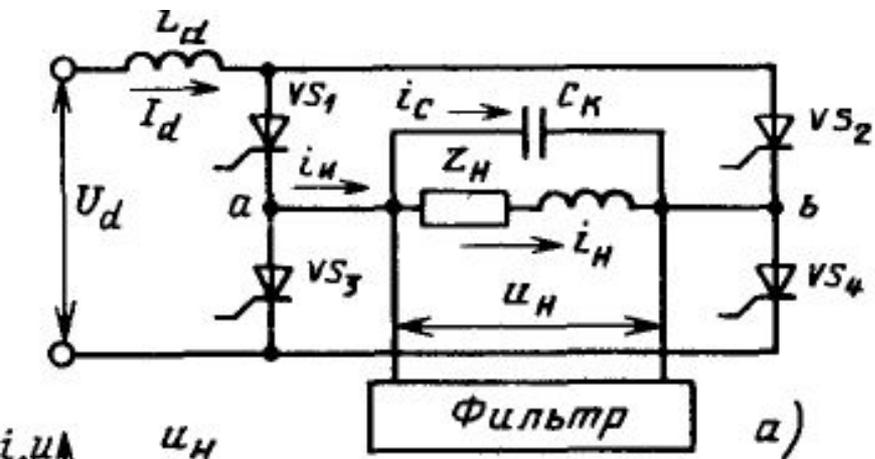
В схеме на рис. 3.8, б источник постоянного напряжения подключен непосредственно к ключевым элементам, которые периодически с изменением полярности подключают это напряжение к нагрузке. В результате нагрузка питается как бы от источника переменного напряжения. Такая схема классифицируется как инвертор напряжения. Нагрузка в этом случае должна носить активный или активно-индуктивный характер (если на выходе инвертора не установлены фильтры), так как при емкостном характере нагрузки из-за скачкообразного изменения напряжения имели бы место всплески токов. Для устранения перенапряжений на элементах схемы часть энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, возвращают в источник постоянного напряжения. Для этого ключевые элементы шунтируют диодами, включенными «обратно» по отношению к полярности питающего источника.

Законы изменения токов в цепи нагрузки инвертора напряжения при определенных условиях подобны законам изменения узловых потенциалов на шинах нагрузки инвертора тока. Такое соответствие законов известно в электротехнике как принцип дуальности (двойственности) цепей. В рассматриваемом случае дуальными элементами в схемах инверторов (см. рис. 3.8) являются:

- а) источник напряжения и источник тока;
- б) сопротивление и проводимость нагрузки;
- в) индуктивность и емкость.

Используя принцип дуальности, можно результаты анализа процессов в схеме инвертора одного типа, например инвертора тока, путем определенных преобразований распространить на схему инвертора другого типа — инвертора напряжения, и наоборот.

Параллельный инвертор тока



Предположим, что на интервале от нуля до π в проводящем состоянии находятся тиристоры VS_1 и VS_4 . В момент $\vartheta = \pi$ на тиристоры VS_2 и VS_3 поступают управляющие импульсы от системы управления инвертором. При этом напряжение на нагрузке (точка M на рис. 3.10, б) равно $U_{nm} \sin \beta$, где β —угол сдвига между синусоидами выходного напряжения u_H и выходного тока инвертора i_H . Это напряжение является прямым для тиристоров VS_2 и VS_3 , они включаются и цепь нагрузки оказывается замкнутой накоротко через все открытые тиристоры схемы. В результате этого возникает разряд коммутирующего конденсатора C_k . Ток разряда распределяется по двум контурам. В одном контуре он направлен навстречу току, протекающему через тиристор VS_1 , а в другом—навстречу току, протекающему через тиристор VS_4 .

Когда токи этих тиристоров станут равными нулю, они выключатся, т. е. завершится процесс коммутации тиристоров. Поскольку в контурах разряда конденсаторов отсутствуют индуктивности, этот процесс можно считать мгновенным ($\gamma = 0$).

После выключения тиристоров VS_1 и VS_4 ток начинает проходить через тиристоры VS_2 и VS_3 , вследствие чего направление тока нагрузки скачком изменяется. Напряжение u_H в момент коммутации не изменяется из-за наличия в схеме конденсатора C_k . К тиристорам VS_1 и VS_4 скачком прикладывается обратное напряжение $u_{VS1} = u_{VS4} = U_{nm} \sin \beta$ (рис. 3.10, б), и они имеют возможность восстанавливать запирающие свойства. Для нормальной коммутации необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\omega t_q > \beta$$

где ω —угловая частота выходного напряжения; t_q —время выключения тиристора.

В противном случае после прохождения напряжения u_H через нуль произойдет повторное включение тиристоров VS_1 и VS_4 , так как на них будет подано прямое напряжение раньше, чем они успеют восстановить свою запирающую способность. В результате этого возникнет аварийный режим, когда во включенном состоянии будут находиться одновременно все тиристоры

Последовательный инвертор тока

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{Y_n}{Y_c \cos \varphi_n} - \operatorname{tg} \varphi_n. \quad (3.27)$$

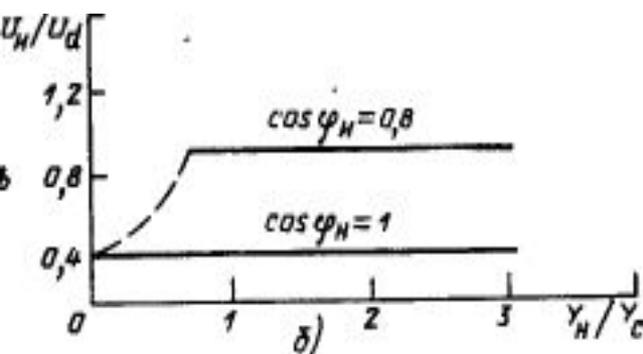
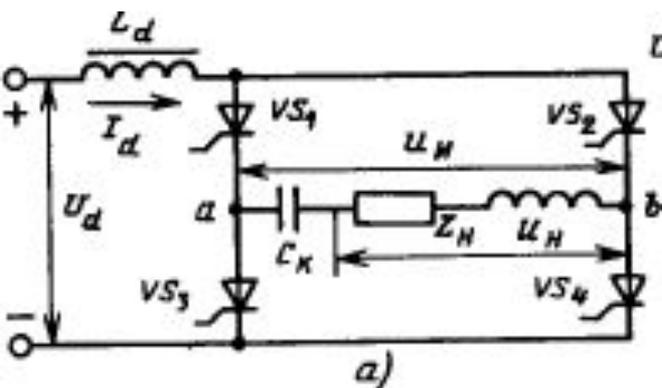
Напряжение на выходе инверторного моста U_n (до коммутирующих конденсаторов C_k) определяется соотношением (3.21).

Напряжение на нагрузке U_n будет отличаться от выходного напряжения инвертора U_n на падение напряжения на конденсаторе C_k и выразится в следующем виде:

$$U_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_d}{\cos \varphi_n}. \quad (3.28)$$

Из (3.28) следует, что напряжение на нагрузке U_n в последовательном инверторе зависит от коэффициента мощности нагрузки, но не от ее проводимости. Поэтому при неизменном коэффициенте мощности $\cos \varphi_n$ последовательный инвертор имеет «жесткую» внешнюю характеристику (рис. 3.11, б). В то же время рост нагрузки приводит согласно (3.27) к увеличению угла β , а следовательно, к увеличению напряжения на выходе инверторного моста U_n , отделенного от нагрузки последовательными конденсаторами C_k .

Рост напряжения U_n ограничивает допустимые перегрузки в последовательном инверторе. В области же малых нагрузок происходит уменьшение угла опережения β . Это может привести в режимах, близких к режиму «холостого» хода, к нарушению нормальной коммутации тиристоров вследствие недопустимого уменьшения угла β и нарушения условия (3.16).



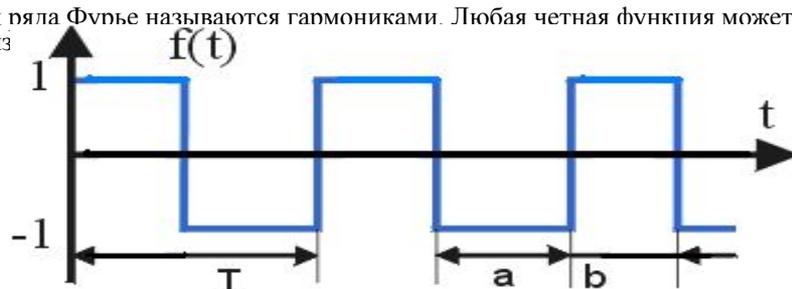
Способы улучшения выходного напряжения инверторов и преобразователей частоты

Ряд Фурье

Любая периодическая функция $f(t)$ с периодом T может быть представлена в виде суммы синусов и косинусов от аргумента $n\omega t$ (так называемый ряд Фурье), где n - целое положительное число, t - время, $\omega = 2\pi/T$ - угловая частота.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t]$$

Компоненты ряда Фурье называются гармониками. Любая четная функция может быть разложена в ряд Фурье, состоящий из



Рассмотрим функцию в виде периодически повторяющихся прямоугольных импульсов как показано на рисунке (где $a = b = T/2$). Период функции $T = 2\pi/\omega$. Эта функция раскладывается в ряд:

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right\}$$

Влияние несинусоидальности напряжения на потребителей

Выходное напряжение инвертора в общем случае имеет несинусоидальную форму. Степень несинусоидальности напряжения характеризуется коэффициентом гармоник по напряжению k_{rU} , определяемым как отношение корня квадратного из суммы квадратов амплитуд напряжений высших гармоник к амплитуде напряжения первой гармоники. В некоторых случаях несинусоидальность напряжения оценивается коэффициентом искажения k_u , определяемым как отношение действующего значения первой (основной) гармоники к действующему значению всего напряжения. При дальнейшем изложении для оценки несинусоидальности напряжения будем использовать коэффициент k_{rU} .

$$k_{rU} = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + U_{4m}^2 \dots + U_{nm}^2}}{U_{1m}}$$

$$k_u = \frac{U_1}{U}$$

Питание несинусоидальным напряжением приводит к дополнительным потерям энергии в трансформаторах, конденсаторах, кабелях и т. д. Так, несинусоидальное напряжение на конденсаторе вызывает дополнительные потери, которые приводят к необходимости завышать установленную мощность конденсаторов, увеличивая при этом массу и габариты аппаратуры.

Несинусоидальность напряжения в трансформаторах вызывает дополнительные потери в обмотках и в стали магнитопровода. Дополнительные потери энергии в электрооборудовании одновременно сокращают срок службы изоляции и аппаратуры в целом.

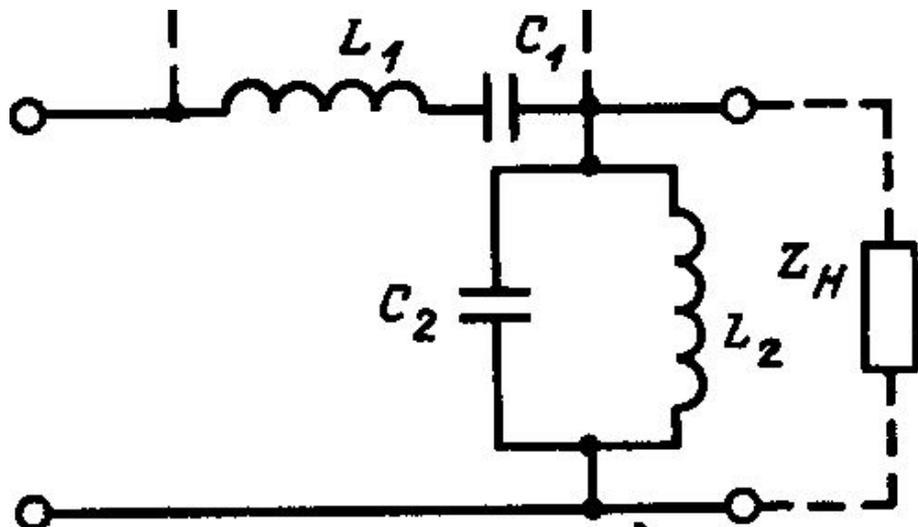
Определяющей в ухудшении характеристик двигателя является третья гармоника. Обычно при питании асинхронных двигателей достаточно компенсировать третью гармонику в питающем напряжении. Тогда ухудшение рабочих характеристик двигателя становится незначительным. Например, $\cos \phi$ ухудшается на 2—3%, КПД — на 1,5%, а ток двигателя возрастает на 3%. В то же время уменьшение коэффициента искажения формы кривой до 5% связано с определенными трудностями. Однако в некоторых случаях необходима компенсация и более высоких гармоник.

В связи с отрицательным влиянием высших гармоник на работу электрооборудования содержание их обычно регламентируется. В частности, рекомендуется значение k_{rU} для напряжения промышленных сетей на уровне не более 5%. Такие же требования предъявляются к выходным напряжениям автономных инверторов в установках гарантированного питания.

Требуемый коэффициент k_{rU} в инверторах может быть обеспечен различными способами. Эти способы можно разделить на следующие основные группы:

- 1) использование фильтров для подавления высших гармоник напряжения на выходе инвертора;
- 2) уменьшение содержания высших гармоник в выходном напряжении непосредственно в процессе преобразования электрической энергии.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ЗВЕНЬЯ



Недостатки, присущие простому LC -фильтру, практически устранены в фильтре, схема которого представлена на рис. 3.29, б. Этот фильтр состоит из двух основных звеньев: последовательной цепи $L_1 C_1$ и параллельной $L_2 C_2$.

Оба звена настроены в резонанс на частоте основной гармоники ω_1 , т. е.

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 L_1 &= 1 / \omega_1 C_1; \\ \omega_1 L_2 &= 1 / \omega_1 C_2. \end{aligned} \right\}$$

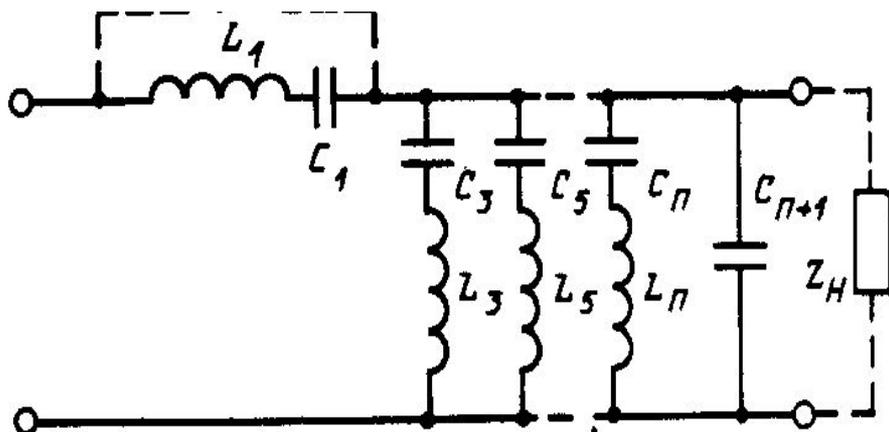
Принимая элементы фильтров идеальными, т. е. не имеющими активных потерь, при точном соблюдении условий резонанса (3.78) можно считать, что первая гармоника выходного напряжения инвертора поступает на нагрузку без амплитудных и фазовых искажений. Иначе говоря, коэффициент ослабления основной гармоники для данного типа фильтра равен единице. Для высших гармоник сопротивления звеньев соответственно

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= n\omega_1 L_1 - 1/n\omega_1 C_1; \\ Z_2 &= \frac{1}{n\omega_1 C_2 - 1/n\omega_1 L_2}. \end{aligned} \right\}$$

Из (3.79) следует, что если $n\omega_1 L_1 \gg 1/n\omega_1 C_1$ и $n\omega_1 C_2 \gg 1/n\omega_1 L_2$, то для высших гармоник эффективность фильтра эквивалентна эффективности простого LC -фильтра с параметрами L_1 и C_2 . Но, с другой стороны, фильтр не искажает первой гармоники напряжения и не создает дополнительной нагрузки инвертора емкостным током фильтра, поскольку этот ток компенсируется током индуктивности L_2 .

Приближенная оценка параметров такого фильтра может быть произведена так же, как и параметров Γ -образного, состоящего из индуктивности L_1 и емкости C_2 (падение напряжения ΔU_{L_1} на индуктивности L_1 от тока нагрузки рекомендуется брать равным 30—40% номинального значения гармоники напряжения на выходе инвертора). Соответственно значения C_1 и L_2 выбираются из условия обеспечения резонанса на основной частоте (3.78). Однако наличие в схеме фильтра емкости C_1 и индуктивности L_2 , предназначенных для устранения искажения фильтром первой гармоники напряжения, приводит к удвоению суммарной установленной мощности элементов фильтра, а следовательно, к значительному увеличению его массы и габаритов.

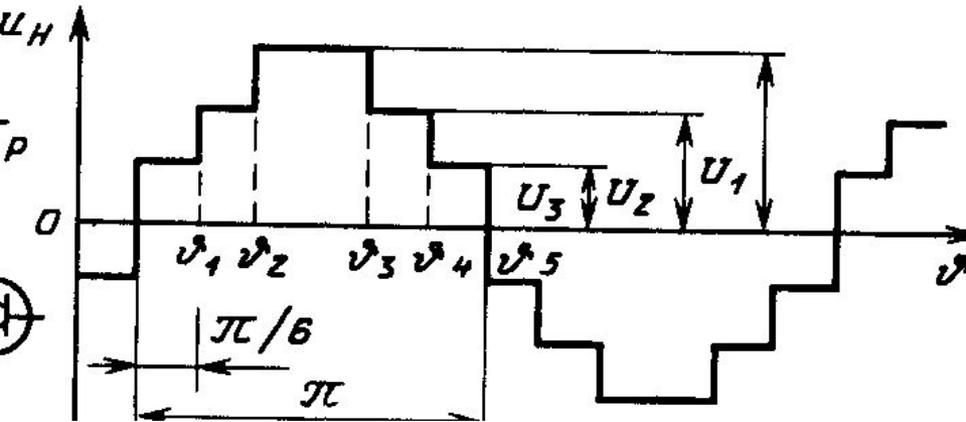
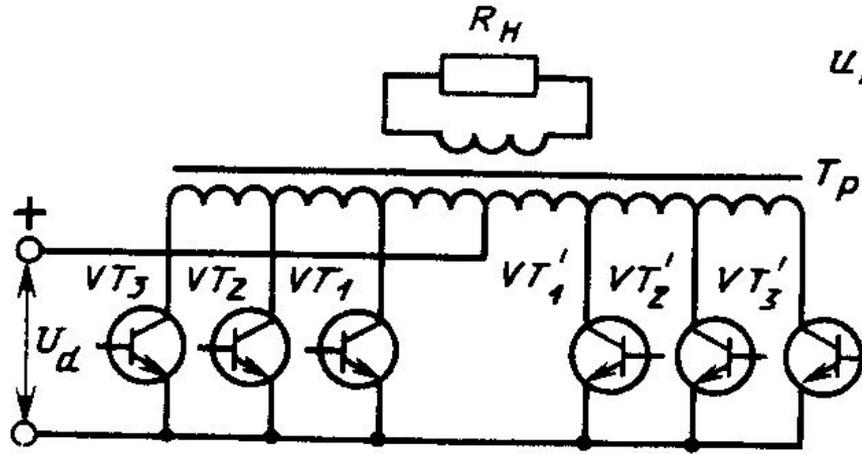
Кроме того, последовательный резонансный контур ухудшает динамические характеристики инвертора при коммутации нагрузки Z_H .



в выходном напряжении. Обычно устанавливают резонансные цепи на третью и пятую гармоники напряжения, а шунтирование гармоник более высоких частот возлагают на оконечный конденсатор C_{n+1} . Высшие гармоники напряжения инвертора в основном выделяются на индуктивности L_1 . Конденсатор C_1 в фильтре может быть исключен, и тогда его структура становится сходной со структурой фильтра на рис. 3.29, а, ослабляющего первую гармонику напряжения.

Достаточно эффективным фильтром, обладающим удовлетворительными технико-экономическими показателями, является фильтр, схема которого приведена на рис. 3.29, в. Фильтр состоит из параллельных с нагрузкой LC-цепей, каждая из которых настроена в резонанс на частоту соответствующей гармоники. Цепь $L_1 C_1$ настроена в резонанс на частоту первой гармоники напряжения и включена последовательно с нагрузкой. Фильтр, собранный по такой схеме, пропускает практически без ослабления первую гармонику напряжения и шунтирует высшие. Количество шунтирующих резонансных цепей фильтра зависит от требуемого коэффициента гармоник $k_{гв}$

УМЕНЬШЕНИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК В ВЫХОДНОМ НАПРЯЖЕНИИ БЕЗ ПРИМЕНЕНИЯ ФИЛЬТРОВ



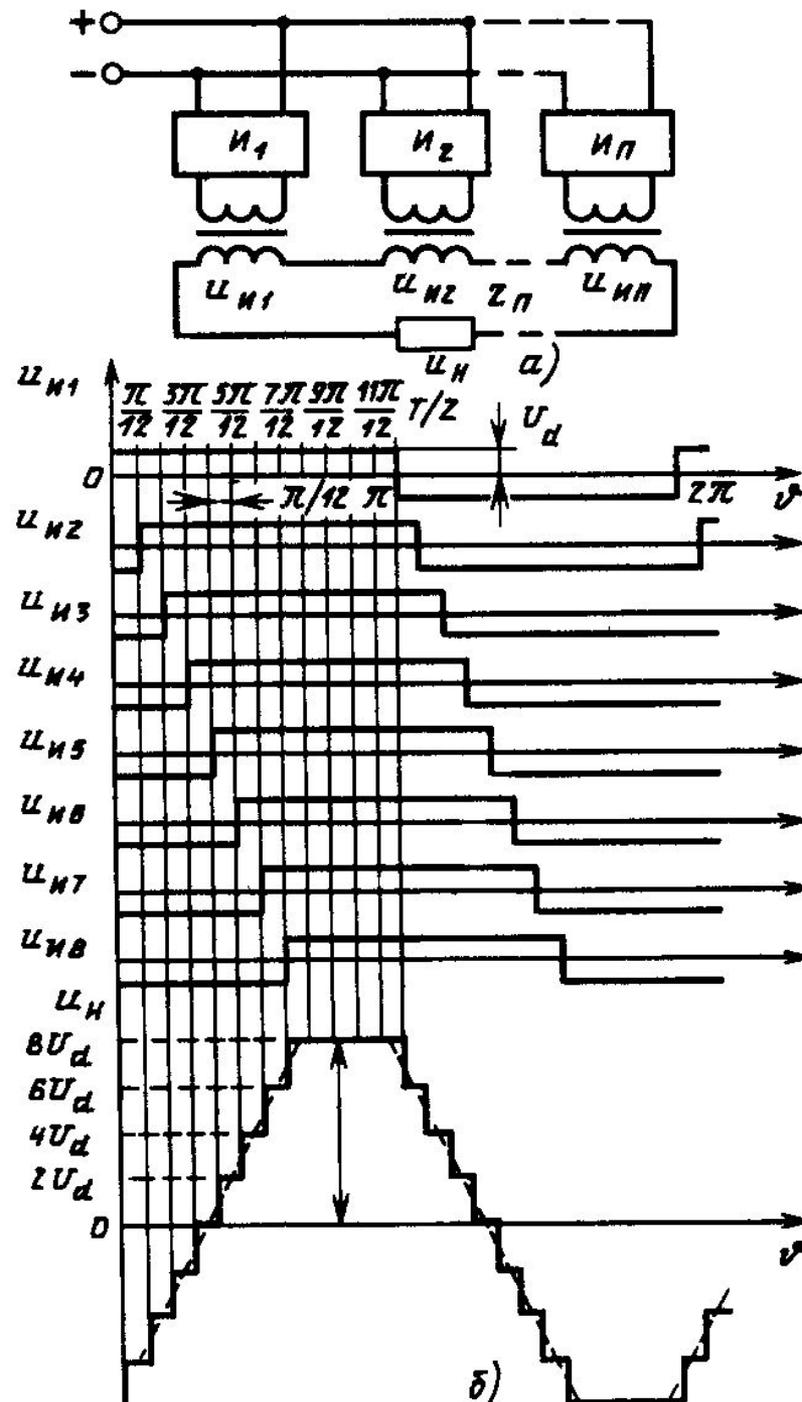
Наличие фильтров на выходе инверторов, как правило, существенно ухудшает ряд его технико-экономических показателей. В связи с этим при разработке инверторов уделяется большое внимание снижению содержания высших гармоник в выходном напряжении непосредственно в процессе преобразования. С этой целью применяют различные модификации схем отдельных инверторов, групповое соединение нескольких инверторов, специальные законы регулирования и т. д. Наиболее остро этот вопрос возникает для инверторов напряжения, имеющих явно выраженную несинусоидальную форму выходного напряжения. Поэтому рассматриваемые ниже способы распространяются преимущественно на такие инверторы.

Наиболее простой способ уменьшения высших гармоник заключается в использовании выходного трансформатора, имеющего отводы на определенные напряжения, которые поочередно подключаются к нагрузке ключевыми элементами инвертора (на рис. 3.32, а транзисторами VT_1-VT_3 и $VT'_1-VT'_3$. Ком-

мутация транзисторов происходит в следующем порядке. Предположим, что нагрузка R_H чисто активная и на интервале $0-\vartheta_1$ ток проводит транзистор VT_3 , соответственно на нагрузке будет напряжение U_3 , равное U_a/k_{r3} (k_{r3} — коэффициент трансформации для соответствующей отпайки). Далее, через промежутки времени, равные $\pi/6$, поочередно включаются транзисторы VT_2 и VT_1 , и напряжение на нагрузке принимает значения $U_2=U_a/k_{r2}$ и $U_1=U_a/k_{r1}$. Затем коммутация транзисторов VT_1-VT_3 идет в обратном порядке. В момент ϑ_5 начинается поочередная коммутация транзисторов $VT'_1-VT'_3$ в такой же последовательности. В результате напряжение на нагрузке имеет ступенчатую форму (рис. 3.32, б), которая может быть аппроксимирована синусоидой с точностью, зависящей от количества отпайк (следовательно, и транзисторов в схеме) и соответствующих им значений коэффициента трансформации.

Например, при трех отпайках, обеспечивающих напряжения на нагрузке: U_1 ; $U_2=0,735 U_1$ и $U_3=0,265 U_1$ — коэффициент гармоник по напряжению k_{rU} не превышает 15%. Основным недостатком данного способа заключается в том, что он применим практически только при активной нагрузке инвертора. При активно-индуктивной нагрузке в момент ϑ_5 ток нагрузки не изменяет своего направления и для его протекания необходимо вводить в схему обратные диоды. При этом форма кривой выходного напряжения изменяется и зависит от значения индуктивности нагрузки. Устранение этого нежелательного эффекта связано с существенным усложнением схемы инвертора.

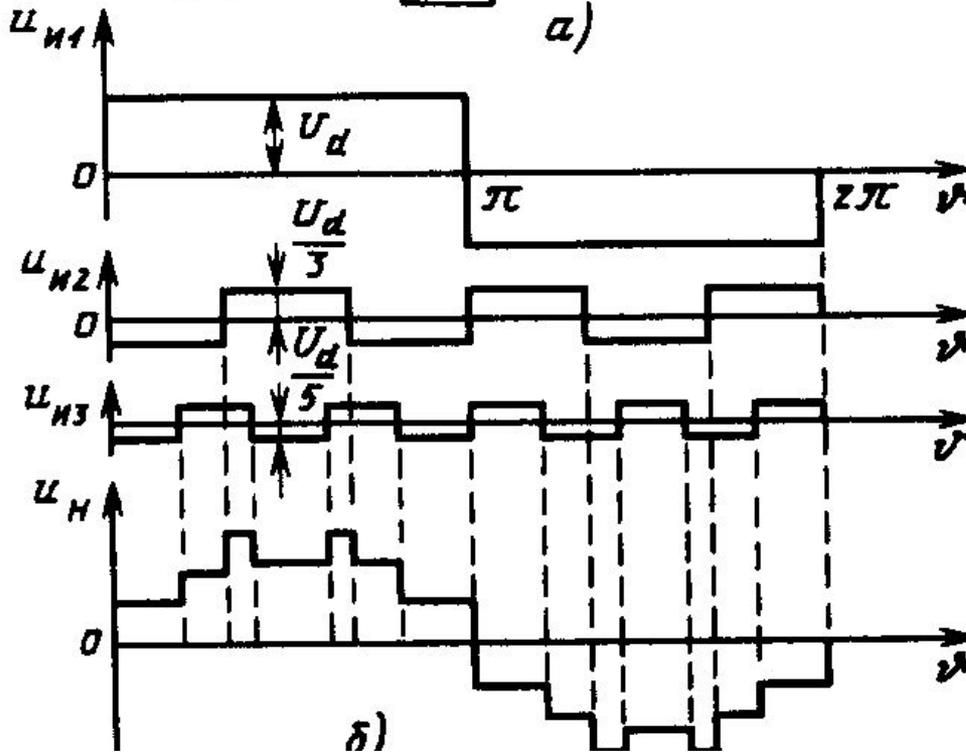
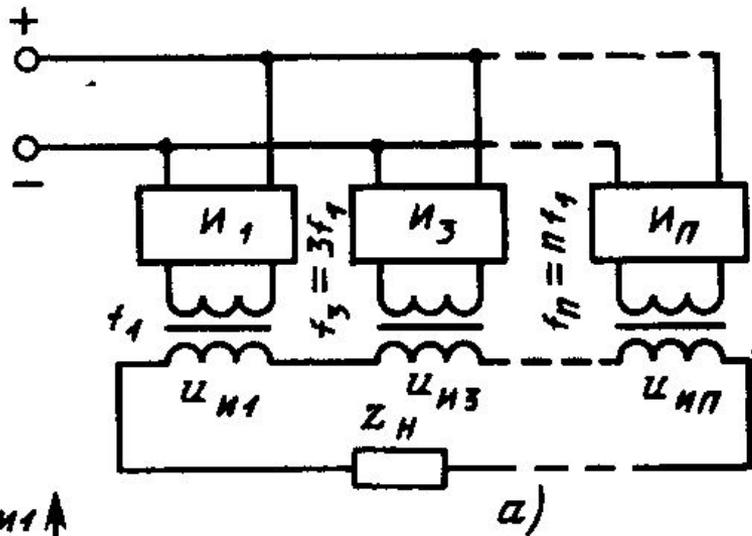
Суммирование напряжений одинаковых частот



Синтезирование выходного напряжения ступенчатой формы может производиться не только по синусоидальному закону, но и по трапецидальному, когда ступенчатой кривой аппроксимируется трапеция. Такой закон синтеза может быть реализован в различных типах многофазных схем, а также посредством геометрического сложения напряжений однофазных инверторов. Примером может служить схема

преобразования (рис. 3.33, а), состоящая из n однотипных однофазных инверторов. Вторичные обмотки выходных трансформаторов соединены последовательно и подключены к нагрузке. На рис. 3.33, б для случая $n=8$ показаны выходные напряжения инверторов, сдвинутые по фазе на углы $\pi/12$. В результате сложения этих напряжений на нагрузке формируется многоступенчатое напряжение, которое можно аппроксимировать трапецией. Коэффициент гармоник $k_{гУ}$ в выходном напряжении такой формы не превышает 10%. Достоинствами схемы являются однотипность инверторов, равномерное распределение нагрузки между ними, относительная простота системы управления и возможность построения на этой основе не только однофазных, но и трехфазных преобразователей.

Суммирование напряжений разных частот



Многоступенчатая форма выходного напряжения может быть получена путем сложения нескольких напряжений прямоугольной формы разных частот, определенным образом ориентированных во времени. Это достигается последовательным соединением инверторов, работающих с частотами $f, 3f, 5f, \dots, nf$. Количество соединенных последовательно инверторов будет определять степень синусоидальности выходного напряжения. Схема такого соединения приведена на рис. 3.34, а. При питании от общего источника необходимо, чтобы все инверторы имели трансформаторный выход. Коэффициенты трансформации отдельных инверторов выбираются так, чтобы их напряжения соответствовали коэффициентам гармонического ряда, полученного при разложении напряжения прямоугольной формы, т. е.

$$k_{т3} = k_{т1} / 3; \quad k_{т5} = k_{т1} / 5; \quad \dots; \quad k_{тn} = k_{т1} / n$$

Выходное напряжение при этом будет иметь вид, соответствующий диаграмме на рис. 3.34, б (для трех инверторов). Выходные трансформаторы ограничивают область применения рассмотренных способов улучшения формы выходного напряжения только инверторами, работающими с фиксированной или мало изменяющейся частотой, поскольку использование трансформаторов в широком диапазоне частот выходного напряжения нерационально.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

*Классификация преобразователей частоты для
регулируемого электропривода переменного тока*

Режимы работы насоса

Регулирование параметров насоса дросселированием

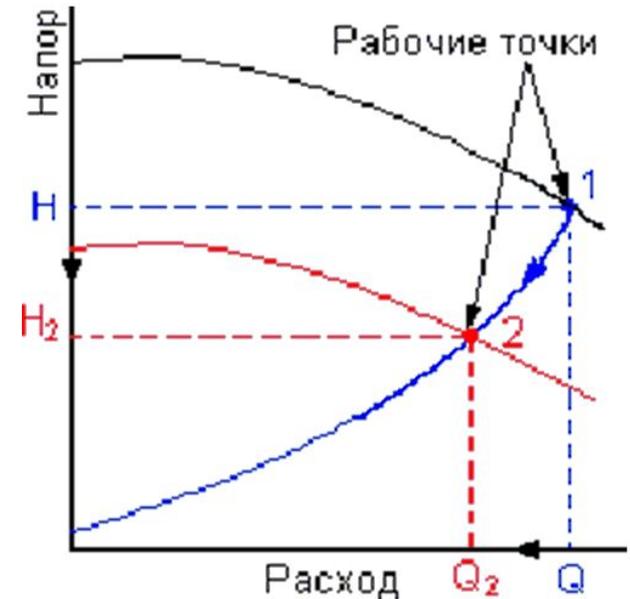
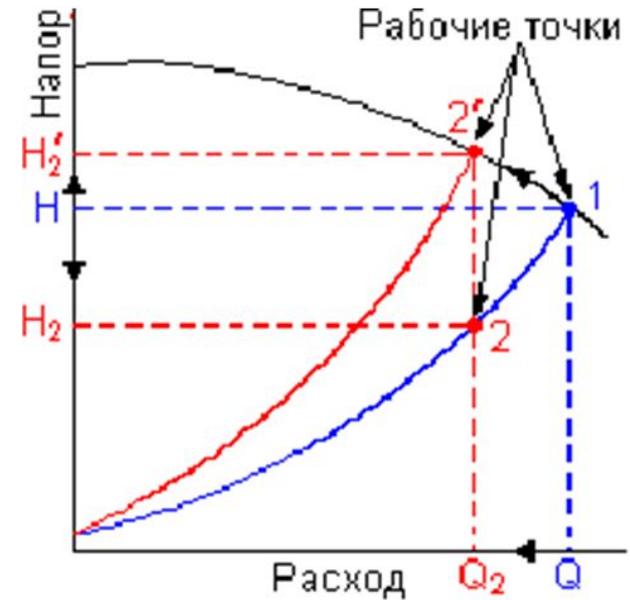
В настоящее время самым распространенным способом поддержания необходимого давления в системах подачи жидкости является дросселирование.

Достижение требуемых параметров (расхода Q_2 или напора H_2) производится изменением характеристик трубопровода при неизменной характеристике насоса путем прикрытия дросселирующего клапана. Рабочая точка смещается из позиции 1, с параметрами H и Q в позицию 2' по характеристике насоса, обеспечивая требуемый расход Q_2 или напор H_2 . Насос развивает напор H_2' . Между насосом и дросселем создается избыточное давление $H_2' - H_2$, на которое расходуется энергия

$$N = k * Q_2 * (H_2' - H_2).$$

Регулирование изменением частоты вращения двигателя

Достижение требуемого расхода производится изменением характеристик насоса при неизменной характеристике трубопровода. Рабочая точка смещается из позиции 1 в позицию 2 по характеристике трубопровода, обеспечивая требуемый расход Q_2 или напор H_2 .



Оценка потребляемой мощности при регулировании частоты вращения

В соответствии с формулами приведения центробежных насосов и вентиляторов можно оценить потребляемую мощность, при использовании регулирования оборотов двигателя:

$$Q/Q_2 = n/n_2; H/H_2 = (n/n_2)^2; N/N_2 = (n/n_2)^3;$$

где:

Q - расход

n - частота вращения

H - напор

N - мощность потребляемая электродвигателем

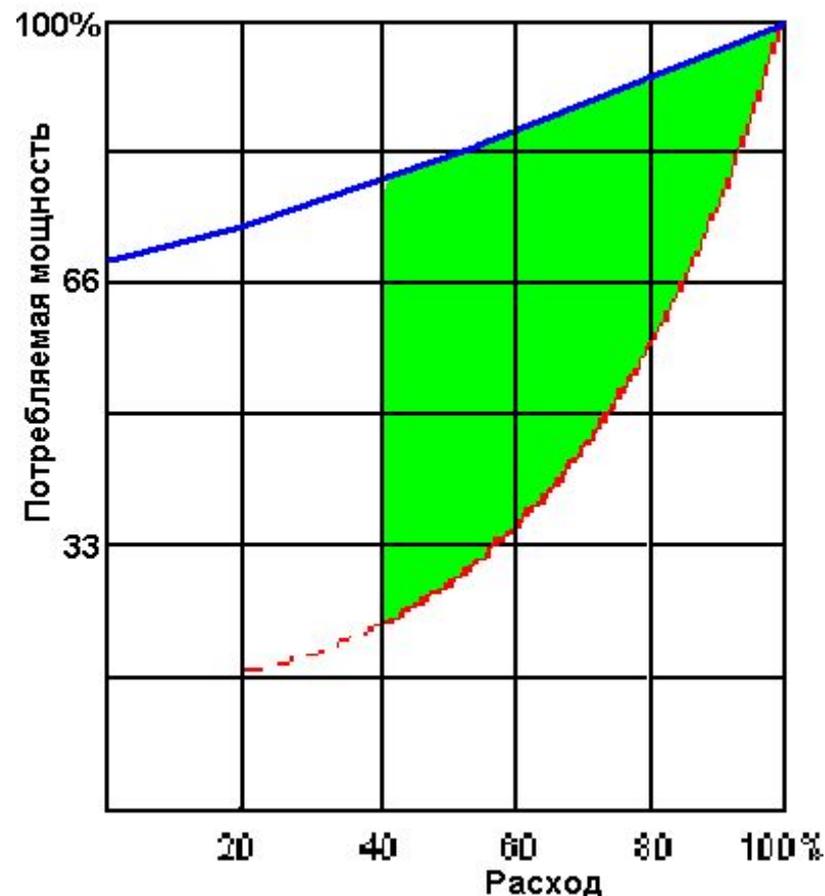
Определение экономии электроэнергии необходимо производить для каждого отдельного случая, т.к. необходимо учитывать следующие факторы:

- при регулировании расхода дросселированием также происходит незначительное снижение потребляемой мощности, причем в разной степени для разной среды;

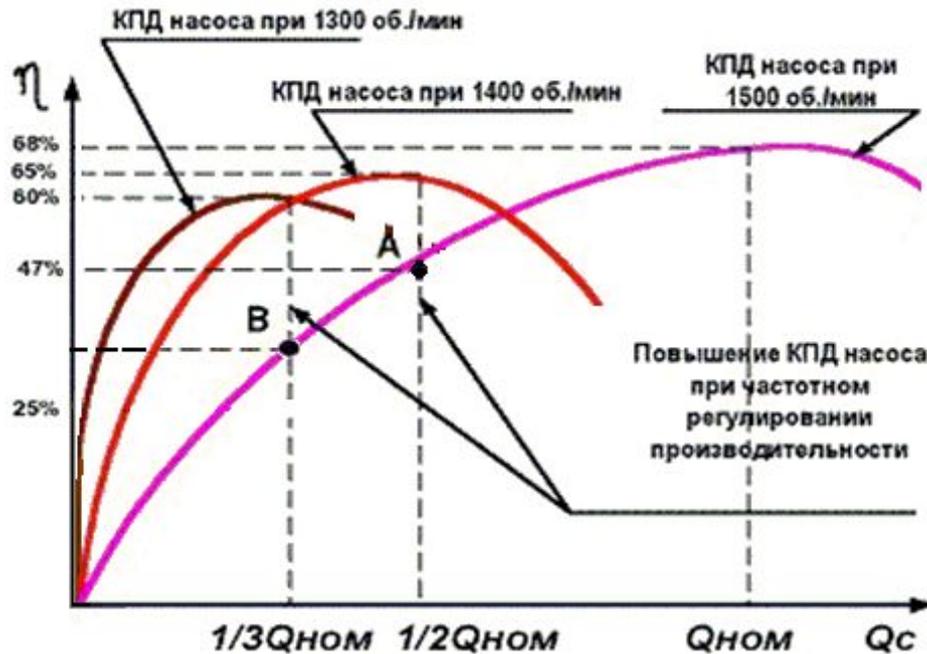
- работа насосов со статическим напором несколько снижает ожидаемую экономию, при регулировании частоты вращения.

График потребления электроэнергии при регулировании расхода дросселированием и изменением частоты вращения двигателя представлен справа.

Если организовать работу привода насосного агрегата таким образом, чтобы он при изменении параметров технологического процесса (расхода в сети и давления на входе агрегата) изменял частоту вращения, то в итоге можно без существенных потерь энергии стабилизировать давление в сети потребителей. При таком способе регулирования исключаются потери напора (нет дроссельных элементов), а значит, и потери гидравлической энергии.



Изменение КПД насосного агрегата



Способ регулирования давления в сети путём изменения частоты вращения привода насосного агрегата снижает энергопотребление ещё и по другой причине. Собственно насос как устройство преобразования энергии имеет свой коэффициент полезного действия - отношение механической энергии, приложенной к валу, к гидравлической энергии, получаемой в напорном трубопроводе насосного агрегата. Характер изменения коэффициента полезного действия насоса в зависимости от расхода жидкости Q при различных частотах представлен на рисунке сверху.

В соответствии с теорией подобия максимум коэффициента полезного действия с уменьшением частоты вращения несколько снижается и смещается влево. Анализ требуемого изменения частоты насосного агрегата при изменении расхода в сети показывает, что с уменьшением расхода требуется снижение частоты вращения. Если рассмотреть работу агрегата для расхода меньше номинального (вертикальные линии A и B), то для этих режимов рационально работать на пониженной частоте вращения. В этом случае КПД насоса выше, чем при работе на номинальной частоте вращения. Таким образом, снижение частоты вращения в соответствии с технологической нагрузкой позволяет не только экономить потребляемую энергию на исключении гидравлических потерь, но и получить экономический эффект за счёт повышения коэффициента полезного действия самого насоса - преобразования механической энергии в гидравлическую.

Частотно регулируемый электропривод

Возможность управления частотой вращения короткозамкнутых асинхронных электродвигателей была доказана сразу же после их изобретения. Реализовать эту возможность удалось лишь с появлением силовых полупроводниковых приборов - сначала тиристоров, а позднее транзисторов IGBT. В настоящее время во всём мире широко реализуется способ управления асинхронной машиной, которая сегодня рассматривается не только с точки зрения экономии энергии, но и с точки зрения совершенствования управления технологическим процессом.

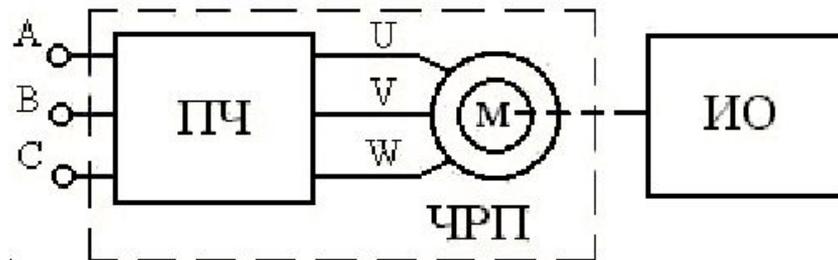
В промышленности и быту применяют двигатели переменного и постоянного тока. Исторически сложилось, что для регулирования скорости вращения чаще использовали двигатель постоянного тока. Преобразователь в данном случае регулировал только напряжение, был прост и дешёв. Однако двигатели постоянного тока имеют сложную конструкцию, критичный в эксплуатации щёточный аппарат и сравнительно дороги.

Асинхронные двигатели широко распространены, надёжны, имеют относительно невысокую стоимость, хорошие эксплуатационные качества, но регуляторы скорости их вращения из-за сложности систем электронного регулирования частоты питающего напряжения стоили до начала 80-х годов дорого и не обладали качествами, необходимыми для широкого внедрения в индустрию.

Современный частотно регулируемый электропривод состоит из асинхронного или синхронного электрического двигателя и преобразователя частоты. Название «частотно регулируемый электропривод» обусловлено тем, что регулирование скорости вращения двигателя осуществляется изменением частоты напряжения питания, подаваемого на двигатель от преобразователя частоты.

На протяжении последних 10 –15 лет в мире наблюдается широкое и успешное внедрение частотно регулируемого электропривода для решения различных технологических задач во многие отрасли экономики. Это объясняется в первую очередь разработкой и созданием преобразователей частоты на принципиально новой элементной базе, главным образом на биполярных транзисторах с изолированным затвором (IGBT), рассчитанный на токи до нескольких килоампер, напряжением до нескольких киловольт и имеющих частоту коммутации 30 кГц и выше.

Существует два основных типа преобразователей частоты: с непосредственной связью и с промежуточным контуром постоянного тока.



ПЧ - преобразователь частоты

ИО - исполнительный орган

ЧРП - частотно регулируемый электропривод

Скалярное частотное управление

При скалярном управлении по определенному закону изменяют амплитуду и частоту приложенного к двигателю напряжения. Изменение частоты питающего напряжения приводит к отклонению от расчетных значений максимального и пускового моментов двигателя, к.п.д., коэффициента мощности. Поэтому для поддержания требуемых рабочих характеристик двигателя необходимо с изменением частоты одновременно соответственно изменять и амплитуду напряжения.

В существующих преобразователях частоты при скалярном управлении чаще всего поддерживается постоянное отношение максимального момента двигателя к моменту сопротивления на валу. То есть при изменении частоты амплитуда напряжения изменяется таким образом, что отношение максимального момента двигателя к текущему моменту нагрузки остается неизменным. Это отношение называется перегрузочная способность двигателя.

При постоянстве перегрузочной способности номинальные коэффициент мощности и к.п.д. двигателя на всем диапазоне регулирования частоты вращения практически не изменяются.

Максимальный момент, развиваемый двигателем, определяется следующей зависимостью

$$M_{\max} = k * U^2 / f^2 ,$$

где k - постоянный коэффициент.

Поэтому зависимость напряжения питания от частоты определяется характером нагрузки на валу электрического двигателя.

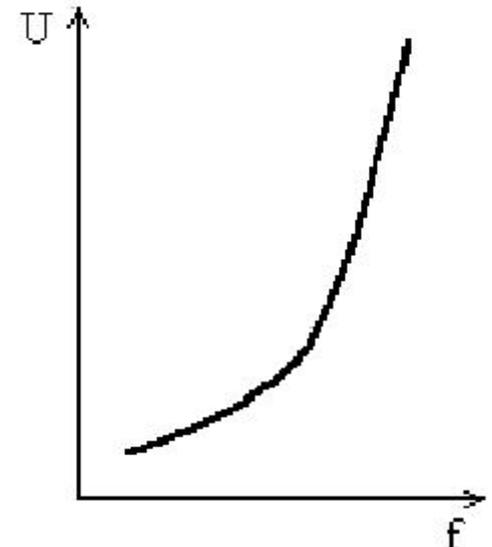
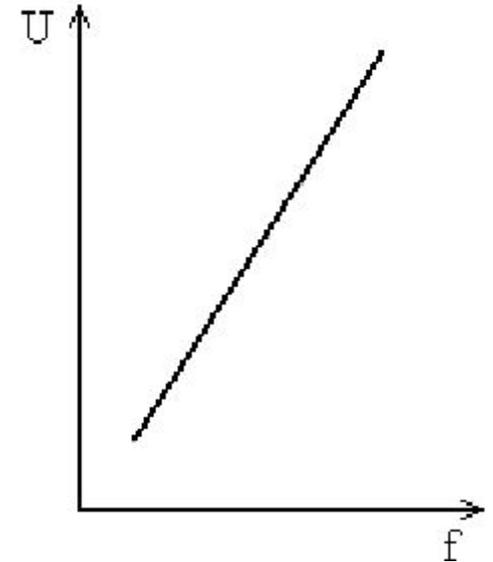
Для постоянного момента нагрузки поддерживается отношение $U/f = \text{const}$, и, по сути, обеспечивается постоянство максимального момента двигателя. Характер зависимости напряжения питания от частоты для случая с постоянным моментом нагрузки изображен на рис. 2. Угол наклона прямой на графике зависит от величин момента сопротивления и максимального крутящего момента двигателя.

Вместе с тем на малых частотах, начиная с некоторого значения частоты, максимальный момент двигателя начинает падать. Для компенсации этого и для увеличения пускового момента используется повышение уровня напряжения питания.

В случае вентиляторной нагрузки реализуется зависимость $U/f^2 = \text{const}$. Характер зависимости напряжения питания от частоты для этого случая показан на нижнем рисунке. При регулировании в области малых частот максимальный момент также уменьшается, но для данного типа нагрузки это не критично.

Используя зависимость максимального крутящего момента от напряжения и частоты, можно построить график U от f для любого типа нагрузки.

Важным достоинством скалярного метода является возможность одновременного управления группой электродвигателей.



Преобразователи с непосредственной связью

Исторически первыми появились преобразователи с непосредственной связью, в которых силовая часть представляет собой управляемый выпрямитель и выполнена на не запираемых тиристорах. Система управления поочередно отпирает группы тиристортов и подключает статорные обмотки двигателя к питающей сети.

Таким образом, выходное напряжение преобразователя формируется из «вырезанных» участков синусоид входного напряжения. На рисунке показан пример формирования выходного напряжения для одной из фаз нагрузки. На входе преобразователя действует трехфазное синусоидальное напряжение u_a, u_b, u_c . Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ имеет несинусоидальную «пилообразную» форму, которую условно можно аппроксимировать синусоидой (утолщенная линия). Из рисунка видно, что частота выходного напряжения не может быть равна или выше частоты питающей сети. Она находится в диапазоне от 0 до 30 Гц. Как следствие малый диапазон управления частоты вращения двигателя (не более 1 : 10). Это ограничение не позволяет применять такие преобразователи в современных частотно регулируемых приводах с широким диапазоном регулирования технологических параметров.

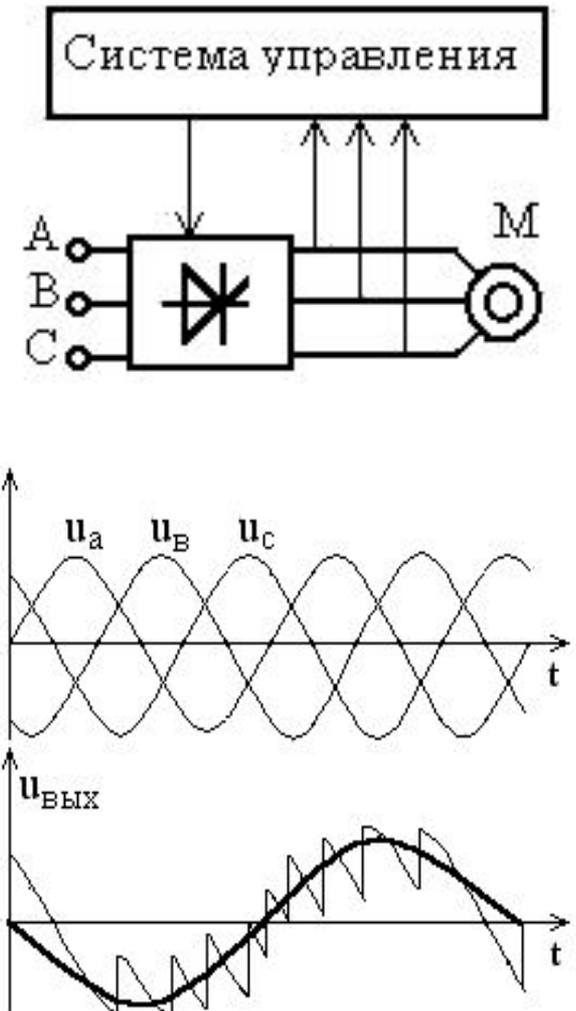
Использование не запираемых тиристортов требует относительно сложных систем управления, которые увеличивают стоимость преобразователя.

«Резаная» синусоида на выходе преобразователя является источником высших гармоник, которые вызывают дополнительные потери в электрическом двигателе, перегрев электрической машины, снижение момента, очень сильные помехи в питающей сети. Применение компенсирующих устройств приводит к повышению стоимости, массы, габаритов, понижению к.п.д. системы в целом.

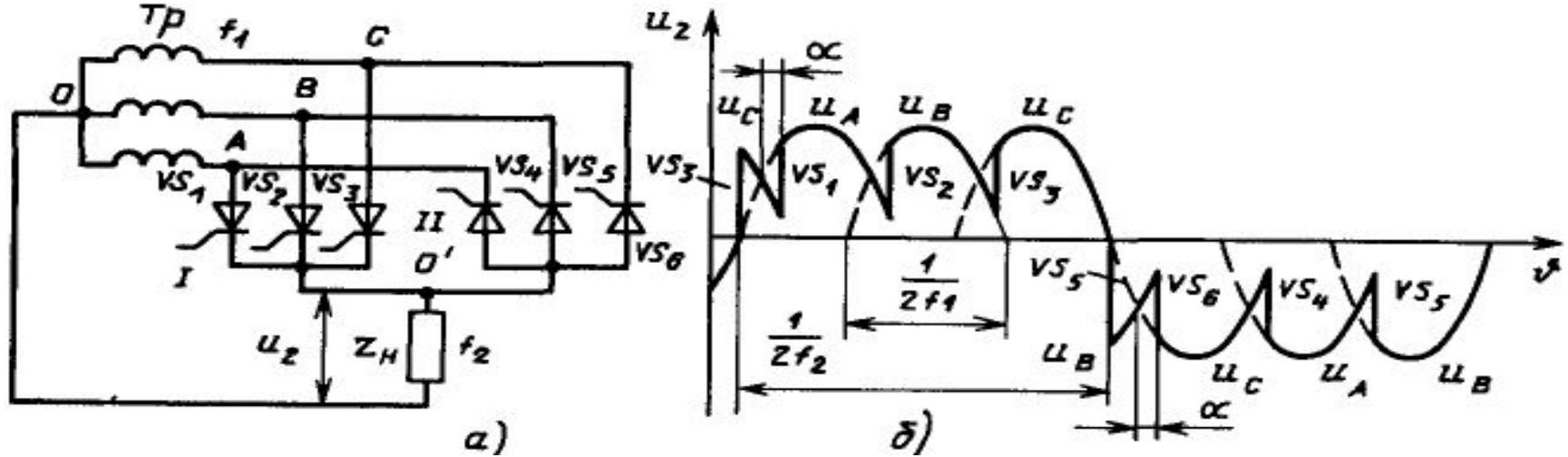
Наряду с перечисленными недостатками преобразователей с непосредственной связью, они имеют определенные достоинства. К ним относятся:

- практически самый высокий КПД относительно других преобразователей (98,5% и выше),
- способность работать с большими напряжениями и токами, что делает возможным их использование в мощных высоковольтных приводах,
- относительная дешевизна, несмотря на увеличение абсолютной стоимости за счет схем управления и дополнительного оборудования.

Подобные схемы преобразователей используются в старых приводах и новые конструкции их практически не разрабатываются.



ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ



Допустим, что нагрузка Z_H — активная. Управляющие импульсы в процессе работы поступают на тиристоры анодной и катодной групп поочередно. Когда управляющие импульсы, синхронизированные по частоте с напряжением питающей сети, подаются последовательно на тиристоры VS_1, VS_2, VS_3 катодной группы, она работает в режиме выпрямления (по трехфазной схеме со средней точкой), формируя на нагрузке положительную полуволну напряжения относительно нулевого вывода трансформатора (рис. 3.23, б). Управляющие импульсы поступают на тиристоры со сдвигом относительно линейных напряжений питающей сети на угол α . При работе тиристоров VS_4, VS_5, VS_6 анодной группы на нагрузке относительно нулевого вывода трансформатора формируется отрицательная полуволна напряжения. В результате циклической работы групп I и II на нагрузке создается переменное напряжение с частотой основной гармоники f_2 более низкой, чем частота питающей сети f_1 .

Частота f_2 определяется временем, в течение которого проводят ток тиристоры каждой группы. Изменением угла α можно регулировать выходное напряжение. Для исключения постоянной составляющей в напряжении на нагрузке времени работы анодной и катодной групп должны быть равны между

В трехфазно-однофазной схеме тиристоры каждой группы коммутируют между собой (внутригрупповая коммутация) через интервал времени, равный $\pi/3$. Поэтому без учета интервала коммутации можно записать следующее выражение для длительности одной полуволны выходного напряжения:

$$\frac{1}{2f_2} = \frac{2\pi}{3}n + \left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{\pi}{3}(2n + 1)$$

где n — число участков синусоид в полуволне; $\pi - 2\pi/3$ — угол, обусловленный спаданием до нуля заднего фронта полуволны выходного напряжения.

В общем случае при числе фаз питающей сети, равном m_1 , связь частот выходного и входного напряжений выражается соотношением

$$f_2 = \frac{m_1 f_1}{2n + m_1}$$

Из (3.53) видно, что частота выходного напряжения f_2 может принимать только дискретные значения при изменении числа n ($n=1, 2, 3, \dots$). Например, при числе фаз питающей сети $m_1=3$ и частоте $f_1=50$ Гц частота f_2 может принимать значения 30; 23,5; 16 2/3 Гц и т. д. Для обеспечения плавного изменения частоты необходима пауза φ_n между окончанием работы предыдущей группы и началом работы последующей

Преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока на тиристорах

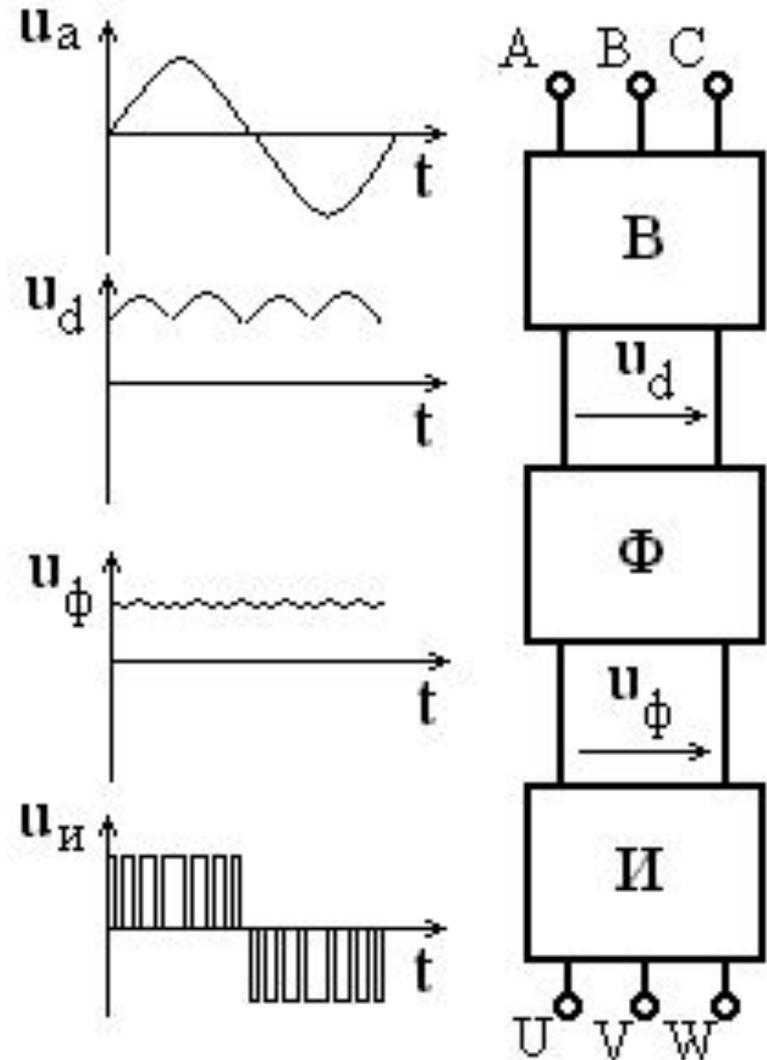
Наиболее широкое применение в современных частотно регулируемых приводах находят преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока. В преобразователях этого класса используется двойное преобразование электрической энергии: входное синусоидальное напряжение с постоянной амплитудой и частотой выпрямляется в выпрямителе (В), фильтруется фильтром (Ф), сглаживается, а затем вновь преобразуется инвертором (И) в переменное напряжение изменяемой частоты и амплитуды. Двойное преобразование энергии приводит к снижению к.п.д. и к некоторому ухудшению массогабаритных показателей по отношению к преобразователям с непосредственной связью.

Для формирования синусоидального переменного напряжения используются автономные инверторы напряжения и автономные инверторы тока.

В качестве электронных ключей в инверторах применяются запираемые тиристоры GTO и их усовершенствованные модификации GCT, IGCT, SGCT, и биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT.

Главным достоинством тиристорных преобразователей частоты, как и в схеме с непосредственной связью, является способность работать с большими токами и напряжениями, выдерживая при этом продолжительную нагрузку и импульсные воздействия. Они имеют более высокий КПД (до 98%) по отношению к преобразователям на IGBT транзисторах (95 – 98%).

Преобразователи частоты на тиристорах в настоящее время занимают доминирующее положение в высоковольтном приводе в диапазоне мощностей от сотен киловатт и до десятков мегаватт с выходным напряжением 3 - 10 кВ и выше. Однако их цена на один кВт выходной мощности самая большая в классе высоковольтных преобразователей.



Изменение частоты и амплитуды

В инверторе осуществляется преобразование постоянного напряжения u_d в трехфазное (или однофазное) импульсное напряжение u_i изменяемой амплитуды и частоты. По сигналам системы управления каждая обмотка электрического двигателя подсоединяется через соответствующие силовые транзисторы инвертора к положительному и отрицательному полюсам звена постоянного тока.

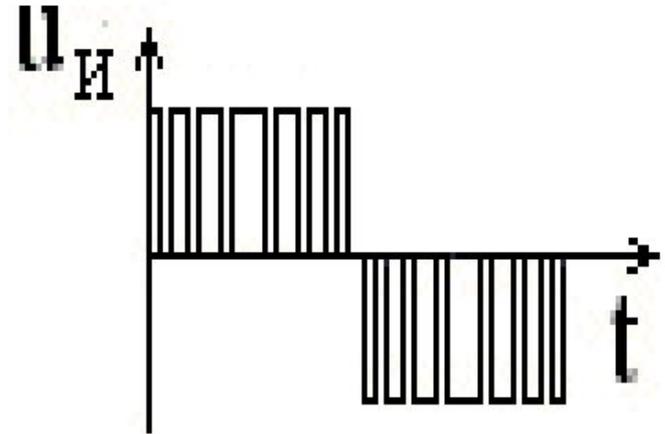
Длительность подключения каждой обмотки в пределах периода следования импульсов модулируется по синусоидальному закону. Наибольшая ширина импульсов обеспечивается в середине полупериода, а к началу и концу полупериода уменьшается. Таким образом, система управления обеспечивает широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) напряжения, прикладываемого к обмоткам двигателя. Амплитуда и частота напряжения определяются параметрами модулирующей синусоидальной функции.

При высокой несущей частоте ШИМ (2 ... 15 кГц) обмотки двигателя вследствие их высокой индуктивности работают как фильтр. Поэтому в них протекают практически синусоидальные токи.

В схемах преобразователей с управляемым выпрямителем изменение амплитуды напряжения u_i может достигаться регулированием величины постоянного напряжения u_d , а изменение частоты – режимом работы инвертора.

При необходимости на выходе автономного инвертора устанавливается фильтр для сглаживания пульсаций тока. В схемах преобразователей на IGBT в силу низкого уровня высших гармоник в выходном напряжении потребность в фильтре практически отсутствует.

Таким образом, на выходе преобразователя частоты формируется трехфазное (или однофазное) переменное напряжение изменяемой частоты и амплитуды ($U_{\text{вых}} = \text{var}$, $f_{\text{вых}} = \text{var}$).



Структура преобразователя частоты

Большинство современных преобразователей частоты построено по схеме двойного преобразования. Они состоят из следующих основных частей:

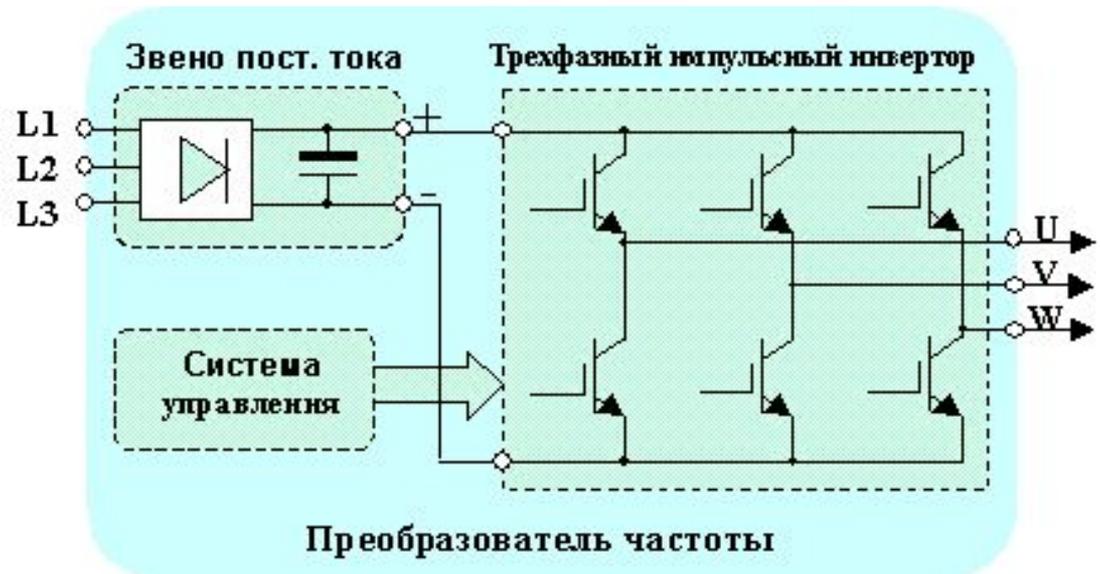
- звена постоянного тока
- силового трехфазного импульсного инвертора
- системы управления

Звено постоянного тока состоит из неуправляемого выпрямителя и фильтра. Переменное напряжение питающей сети (**L1, L2, L3**) преобразуется в нем в напряжение постоянного тока (+, -).

Силовой трехфазный импульсный инвертор состоит из шести транзисторных ключей соединенных по схеме приведенной выше. Каждая обмотка двигателя подсоединяется через соответствующий ключ к положительному и отрицательному полюсу звена постоянного тока.

Инвертор осуществляет преобразование напряжения постоянного тока в трехфазное переменное напряжение изменяемой частоты и амплитуды (**U, V, W**), управляющее двигателем.

Система управления осуществляет управление силовым инвертором.



Двухтрансформаторная схема высоковольтного преобразователя частоты

В схеме преобразователя осуществляется двойная трансформация напряжения с помощью понижающего (Т1) и повышающего (Т2) высоковольтных трансформаторов.

Двойная трансформация позволяет использовать для регулирования частоты относительно дешевый низковольтный преобразователь частоты, структура которого представлена на предыдущем сайте.

Преобразователи отличаются относительной дешевизной и простотой практической реализации. Вследствие этого они наиболее часто применяются для управления высоковольтными электродвигателями в диапазоне мощностей до 1 – 1,5 МВт. При большей мощности электропривода трансформатор Т2 вносит существенные искажения в процесс управления электродвигателем. Основными недостатками двухтрансформаторных преобразователей являются высокие массогабаритные характеристики, меньшие по отношению к другим схемам КПД (93 – 96%) и надежность.

Преобразователи, выполненные по этой схеме, имеют ограниченный диапазон регулирования частоты вращения двигателя как сверху, так и снизу от номинальной частоты.

При снижении частоты на выходе преобразователя увеличивается насыщение сердечника и нарушается расчетный режим работы выходного трансформатора Т2. Поэтому, как показывает практика, диапазон регулирования ограничен в пределах $n_{ном} > n > 0,5 n_{ном}$. Для расширения диапазона регулирования используют трансформаторы с увеличенным сечением магнитопровода, но это увеличивает стоимость, массу и габариты.

При увеличении выходной частоты растут потери в сердечнике трансформатора Т2 на перемагничивание и вихревые токи.

В приводах мощностью более 1 МВт и напряжении низковольтной части 0,4 – 0,6 кВ сечение кабеля между преобразователем частоты и низковольтной обмоткой трансформаторов должно быть рассчитано на токи до килоампер, что увеличивает массу преобразователя.

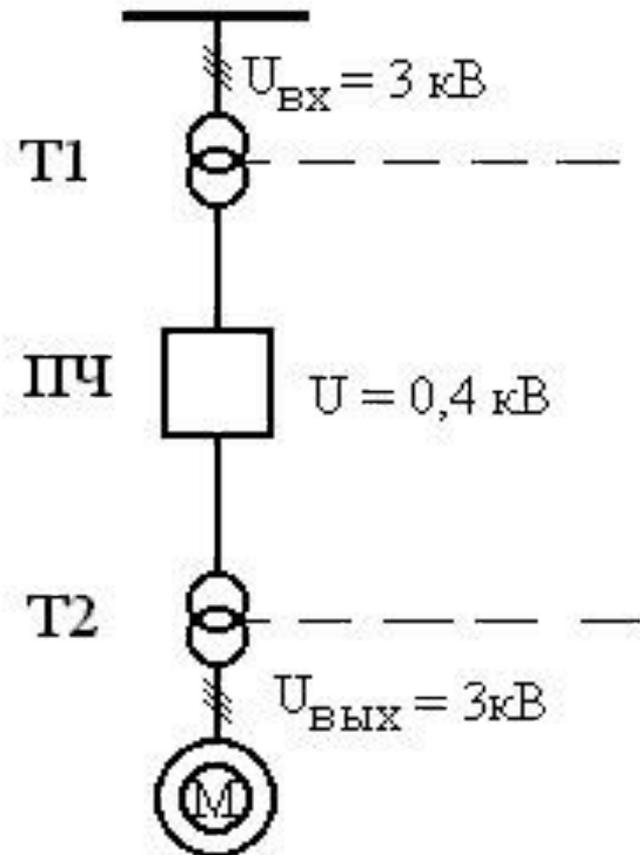
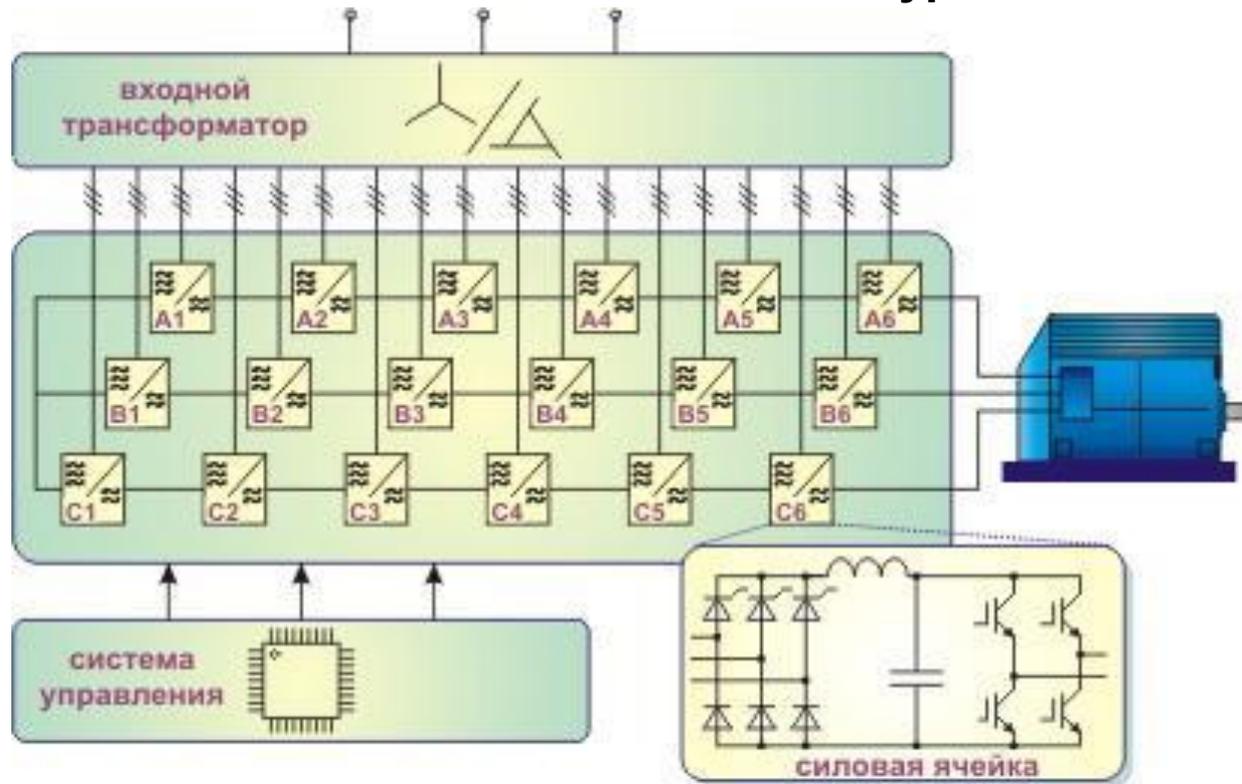


Рис. 8.

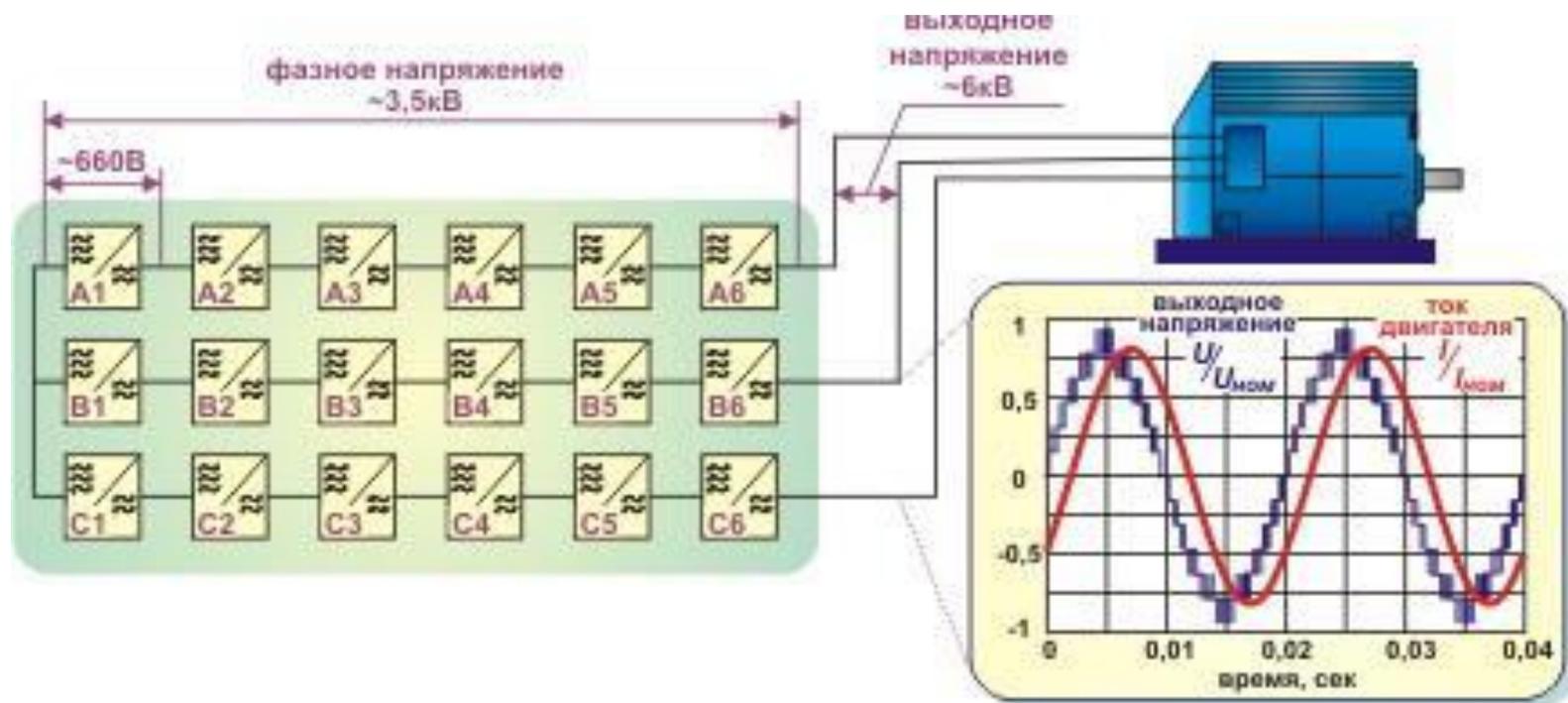
Преобразователь частоты высоковольтный многоуровневый «Электротекс»



Для получения высокого коэффициента мощности преобразователя входной трансформатор выполнен по схеме «треугольник-звезда зигзаг». Применение столь сложной конструкции трансформатора позволило осуществить фазовый поворот питающих напряжений ячеек с шагом 10 электрических градусов. Созданная трансформаторная система позволила создать три группы из шести источников трехфазного напряжения, имеющие фазовые сдвиги минус 25, минус 15, минус 5, плюс 5, плюс 15, плюс 25 электрических градусов по отношению к питающей сети. Использование трансформатора с фазовращением, в сочетании с синтезированным алгоритмом управления инверторными ячейками, позволило получить практически синусоидальную форму входного тока преобразователя даже при использовании шестипульсного входного выпрямителя ячейки. Высокий коэффициент мощности преобразователя по отношению к питающей сети позволяет использовать в качестве источника энергии автономные генераторы, не создавая избыточного запаса по реактивной мощности источника.

Питание ячеек осуществляется с помощью многообмоточного трансформатора. При этом каждая ячейка представляет собой независимый источник переменного управляемого напряжения с возможностью работы с ШИМ. Полученные источники управляемого переменного напряжения соединяются последовательно в звенья, формируя фазу выходного напряжения. Построение трехфазной системы питания асинхронного двигателя производится включением звеньев в «звезду». Структурная схема преобразователя приведена на рисунке.

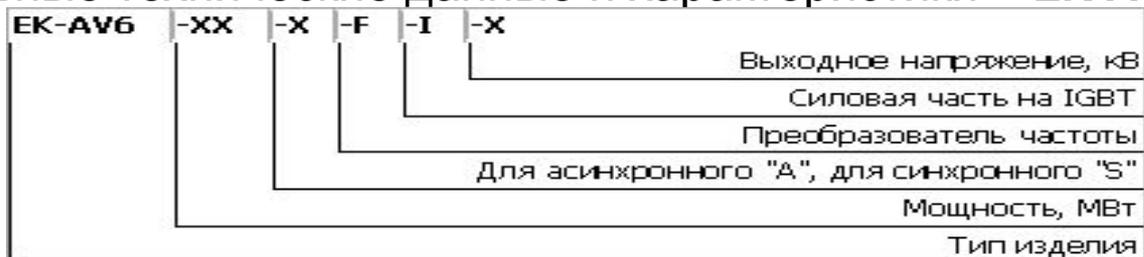
Распределение напряжений преобразователя частоты высоковольтного многоуровневого Электротекс



Сравнительно низкое напряжение элементарной ячейки преобразователя в комплексе с комбинированной системой управления, построенной с использованием новейших сигнальных процессоров, позволяет получить форму напряжения на выходе многоуровневого преобразователя близкую к синусоиде, значительно снизить коммутационные нагрузки на полупроводниковые компоненты, улучшить гармонический состав тока, практически исключить коммутационные перенапряжения на обмотках двигателя.

Улучшение гармонического состава позволит значительно уменьшить потери в электроприводе, позволит не накладывать ограничения на длину кабеля подключения. Применение сигнальных процессоров дает возможность построить адаптивный алгоритм управления, что позволит расширить рамки применения высоковольтного регулируемого асинхронного электропривода.

Основные технические данные и характеристики **ЕК-AV6-1,2-AF-I6-УХЛ4**



Наименование параметра

Наименование параметра	Значение
Номинальная выходная мощность, кВт	1250
Номинальное напряжение, В	6000
Номинальный выходной ток, А	150
Кратность перегрузки по току, о.е.	1,2
Длительность перегрузки, с	60
Диапазон регулирования частоты, Гц	0,1-75
Несущая частота модуляции, кГц	4
Число ступеней амплитудной модуляции (на фазу)	5
Количество силовых ячеек, шт.	15
Мощность силовой ячейки, кВт	85
Мощность входного трансформатора, кВА	1600
Напряжение короткого замыкания силового трансформатора, %	6,5
Номинальное напряжение питания цепей переменного тока (секция управления), В	220
Допустимый диапазон изменения напряжения питания цепей переменного тока (секция управления), В	127...270
Допустимый диапазон изменения частоты напряжения питания цепей переменного тока (секция управления), Гц	25...100
Потребление мощности по цепям переменного тока (секция управления), ВА, не более	2500
Номинальное напряжение питания цепей постоянного тока (секция управления), В	220
Допустимый диапазон изменения напряжения питания цепей постоянного тока (секция управления), В	190...240
Потребление мощности по цепям постоянного тока (секция управления), ВА, не более	1500
Габаритно-присоединительные размеры (ВхШхГ), мм	2470x7000x1700
Масса, кг	8500

Свойства ЕК-AV6-XX-XF-IX

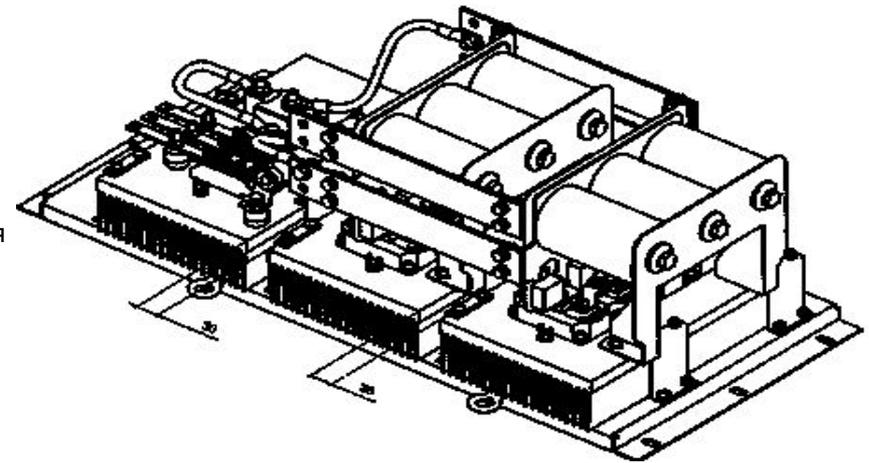
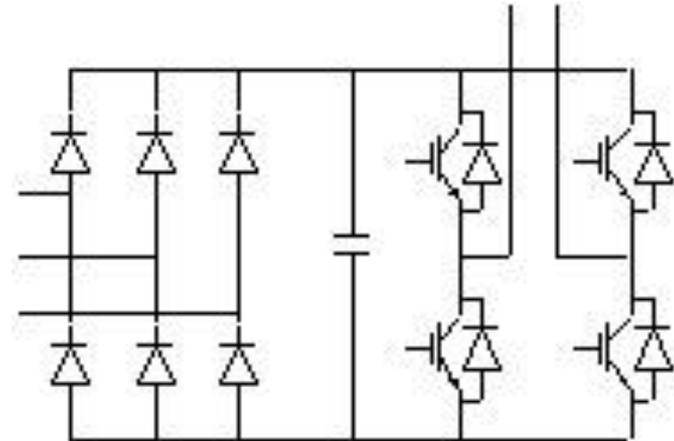
- При использовании преобразователей частоты ЕК-AV6-XX-XF-IX:
- отсутствуют значительные гармонические помехи в питающей сети;
- не нужны силовые фильтры в цепи ПЧ - АД;
- длина кабелей от ПЧ к двигателю может достигать 2 км;
- коэффициент полезного действия составляет не менее 0,97 при частоте вращения близкой к номинальной;
- возможно динамическое торможение двигателя (подача постоянного тока в статор) и выбегом;
- не требуется подбор специальных двигателей с повышенным классом изоляции, нагрев двигателя не выходит за рамки обычного;
- возможно восстановление работоспособности ПЧ в короткий срок без использования специального инструмента (замена ячейки возможна менее чем за 30 минут).

ЕК-AV6-XX-XF-IX выполняется с полностью цифровым управлением, может применяться в автоматизированном производстве, управляться и контролироваться системой управления верхнего уровня.

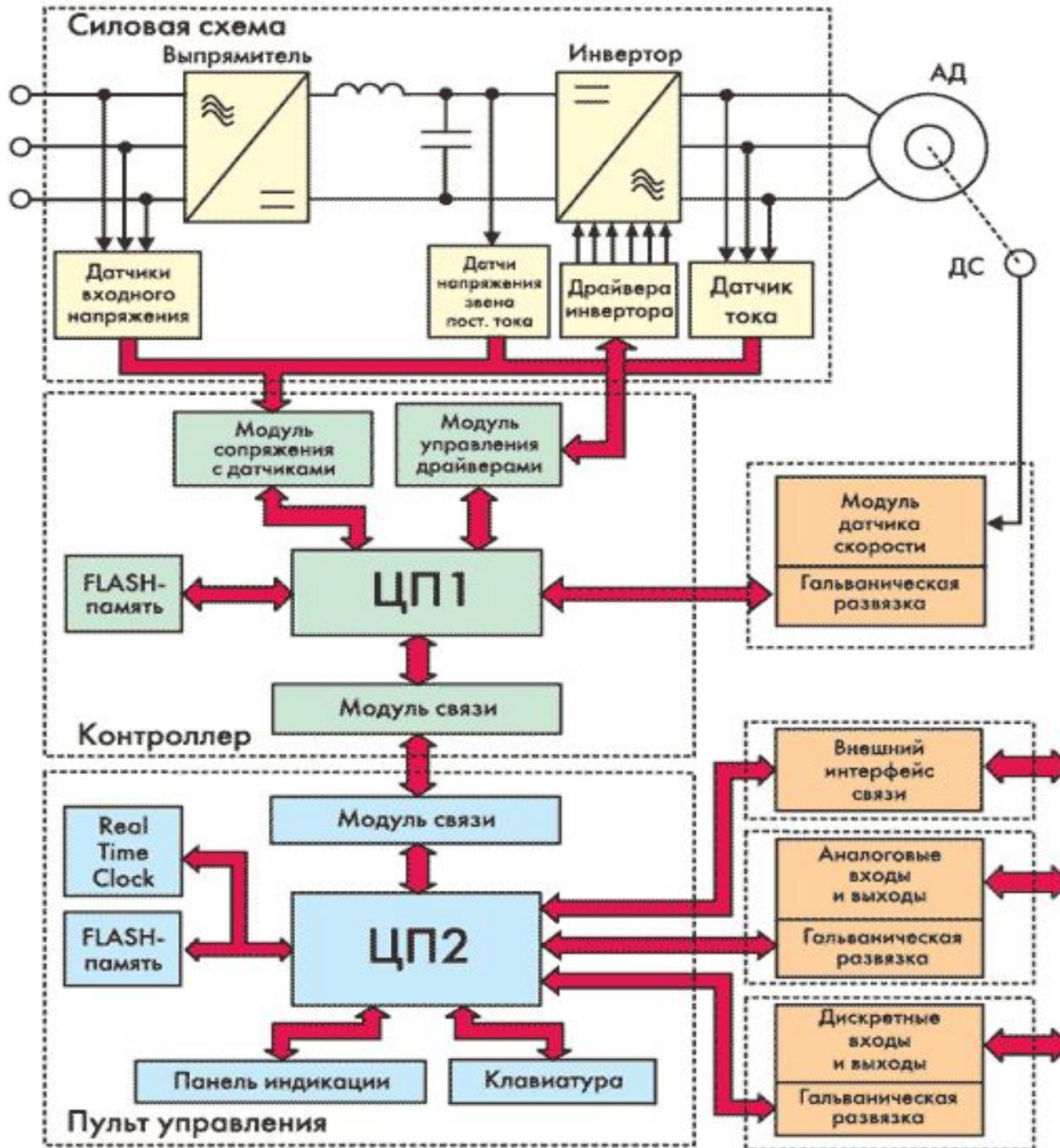
ЕК-AV6-XX-XF-IX обладает полностью модульной структурой. Поврежденный модуль может быть легко и быстро заменен. Вышедшая из строя ячейка автоматически отключается без вмешательства оператора, при этом отдаваемая мощность привода падает на 10% (для ПЧ на 6 кВ).

Силовые модули имеют повышенную надежность, так как в цепи постоянного тока используются полипропиленовые конденсаторы, которые имеют 100000 часов наработку на отказ (10-12 лет, при этом электролитические конденсаторы рассчитаны на 5-7 лет работы). Каждая силовая ячейка имеет три датчика температуры, которые выводят информацию о температуре всех модулей в реальном масштабе времени и отключают любой из них при превышении рабочей температуры выше установленной, а также оптимизируют работу системы охлаждения, тем самым, продлевая ресурс вентиляторов.

Таким образом, любой из модулей может быть исключен из общего ряда формирования фазного напряжения с понижением нагрузки привода не более 10%. Информация о токах, напряжениях, формируемой мощности ячейки и данные о температуре передаются контроллером управления модуля по оптоволоконному кабелю в шкаф управления. В каждом силовом модуле имеется все необходимые защиты, функционирующие независимо от основной системы управления ЧРП, даже при обрыве оптоволоконной связи.



Структурная схема системы управления ПЧ



Широтно-импульсная модуляция напряжения в преобразователях частоты (2)

Если частота переключений силовых транзисторов в инверторе будет существенно больше частоты среза фазы двигателя, то фаза будет эффективно фильтровать прикладываемое к ней напряжение в получаемый в фазе ток, как показано на верхнем рисунке.

Интервал времени нахождения ключа в проводящем состоянии по отношению к периоду широтно-импульсной модуляции называют скважностью

$$S = T_{\text{ШИМ}} / t_{\text{им}} = 1/D$$

Если скважность ключа в каждой фазе менять по синусоидальному закону, то так же будет меняться и среднее значение напряжения фазы на периоде.

Применение инверторов с широтно-импульсной модуляцией напряжения позволяет достигать КПД преобразователя частоты более 95%, что было бы невозможно при использовании транзисторов в линейном (а не ключевом) режиме.

