

Силовая электроника 1

Классификация ВИЭП.

Одним из основных практических применений преобразователей являются ВИЭП – вторичные источники электропитания – и их системы. ВИЭП подключаются к источникам первичного электропитания, преобразуют их переменное или постоянное напряжение в ряд выходных напряжений заданной формы, номинала, диапазона измерения. Они обеспечивают работу потребителей в заданных режимах. Для выполнения этих задач в состав ВИЭП (или их систем) входит ряд дополнительных устройств:

- Блоки коммутации и блоки защиты. Обязательно присутствуют тумблер «сеть» и кнопка «пуск» внутри реле для автоматического выключения, автоматические пускатели.

- Блоки управления. К ним относятся и внутренние СУ с ОС, и блок управления, обеспечивающий алгоритм поведения ВИЭП в более общей системе.
- Блоки контроля. Осуществляется внутренний контроль в цепях ОС и внешний – для операторов.

ВИЭП классифицируются по следующим основным признакам:

1. По выходной мощности:

- микромощные, < 1 Вт,
- маломощные, 1-10 Вт,
- средней мощности, 10-100 Вт,
- повышенной мощности, 100-1000 Вт,
- большой мощности, > 1 кВт.

2. По номинальному значению:

- с низким выходным напряжением, < 100 В,
- со средним выходным напряжением, 100-1000В,
- с высоким выходным напряжением, > 1 кВ.

3. По допустимому отклонению номинала выходного напряжения:

- низкой точности, $>5\%$,
- средней точности, $1-5\%$,
- высокой точности, $0.1-1\%$,
- прецизионные, $<0.1\%$.

4. По пульсации (ВИЭП с выходом на постоянные токи):

- малой пульсации выпрямленного выходного напряжения, $<0.1\%$,
- средней пульсации, $0.1-1\%$,
- большой пульсации, $>1\%$.

5. По виду входной электроэнергии:

- работающие от сети переменного напряжения (одно- или многофазные),
- работающие от сети постоянного напряжения,
- работающие от комбинированной входной сети.

Различают также сетевые и автономные ВИЭП.

6. По степени постоянства выходного напряжения:

- нестабилизирующие ВИЭП,
- стабилизирующие ВИЭП.

7. По числу выходов питающих напряжений:

- одноканальные ВИЭП,
- многоканальные ВИЭП.

8. По способу стабилизации напряжения:

- с непрерывным регулированием,
- с импульсным регулированием.

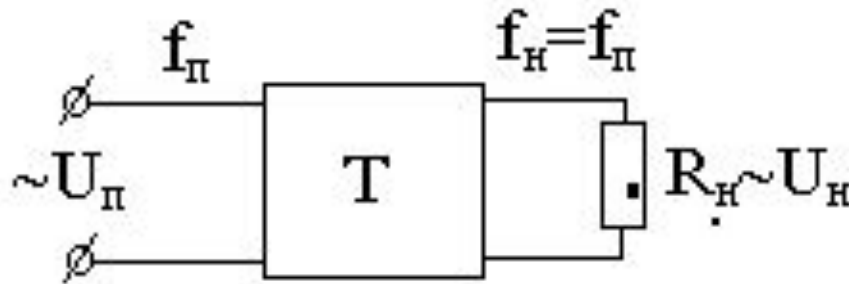
9. По методу стабилизации напряжения:

- Параметрические стабилизаторы. Стабилизируют за счет использования нелинейных элементов. В устройстве ВИЭП отсутствует обратная связь.
- Компенсационные стабилизаторы. Стабилизируют за счет воздействия изменения выходного напряжения (тока) на его регулирующее устройство (элемент) через цепь обратной связи. Регулирующий элемент в этих ВИЭП может включаться как параллельно, так и последовательно с нагрузкой.

Структурные схемы преобразователей электроэнергии.

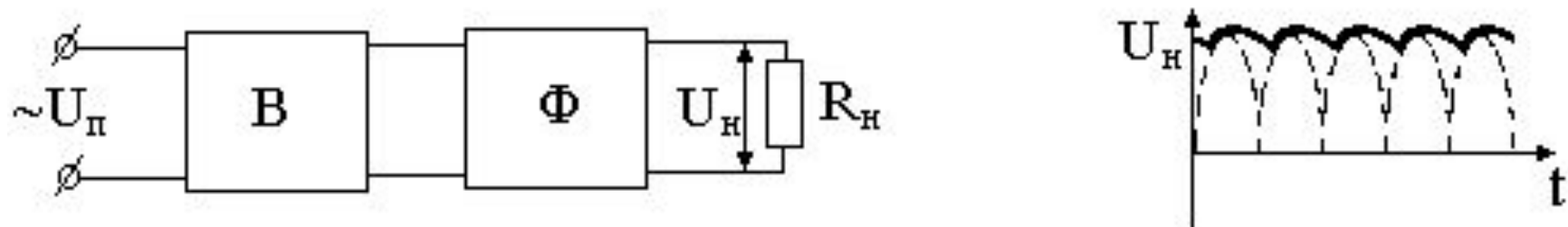
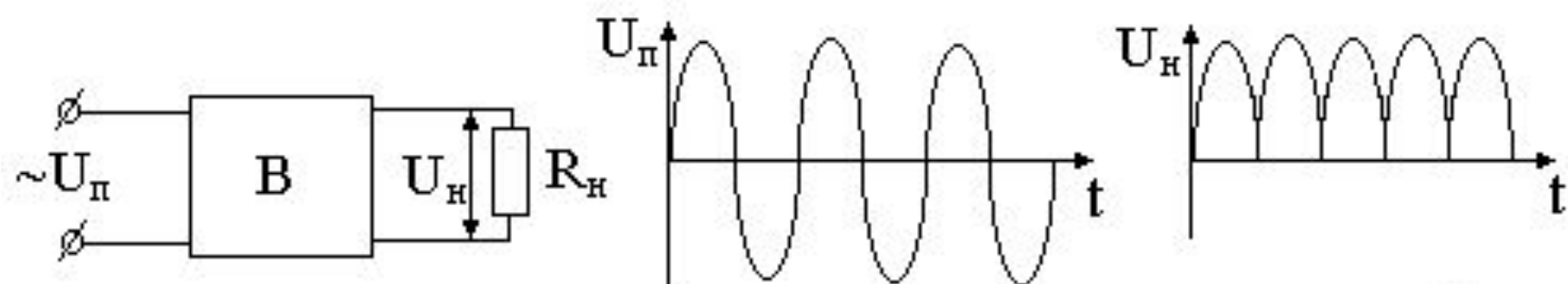
Сетевые ВИЭП.

1. Трансформатор не изменяет частоты питающей сети.



Бывает понижающего или повышающего типа в зависимости от коэффициента трансформации ($k=W_2/W_1$).

2. Нерегулируемые выпрямители. Предназначены для питания нагрузки постоянного тока R_n от промышленных или специальных сетей переменного тока.



Недостатки нерегулируемых выпрямителей в том, что $U_H \sim U_H$ и $U_H = f(R_H)$. Однако они применяются довольно часто ввиду простоты и доступности комплектующих.

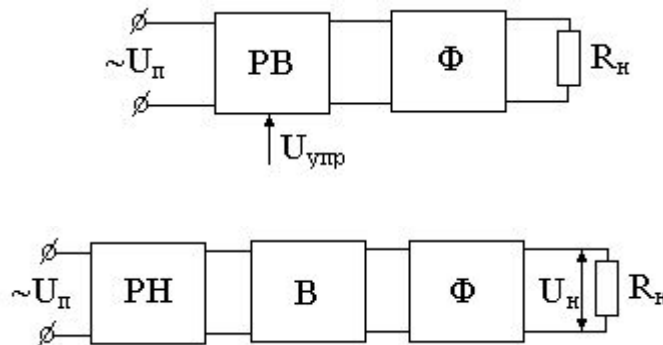
Специальные лампы накаливания. Централизованные ВИЭП, от которых питаются несколько более сложных, но более стабильных ВИЭП, простейшие зарядные устройства.

Для сглаживания пульсаций на выходе выпрямителя используют реактивные фильтры:

- 1) емкостные – фильтры С-типа,
- 2) Г-образные – фильтры LC-типа,
- 3) П-образные – фильтры CLC-типа,
- 4) многозвенные фильтры (применяются редко),
- 5) активные ПП фильтры (применяются все чаще).

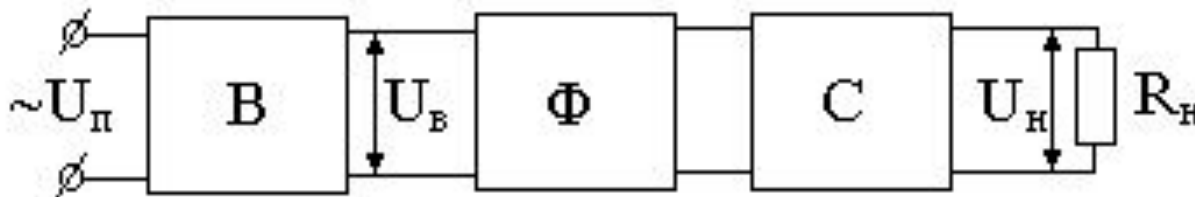
3. Регулируемый выпрямитель (РВ).

В РВ совмещены функции преобразования переменного напряжения в постоянное с функциями регулирования или стабилизации. Их работа основана на изменении формы выходного напряжения. Например, $U_{\text{ВЫХ}}$ изменяют за счет изменения угла открывания силовых тиристоров под действием маломощного сигнала управления.



РН – регулятор переменного напряжения со стабилизацией. Бывает транзисторного или дроссельного типа.

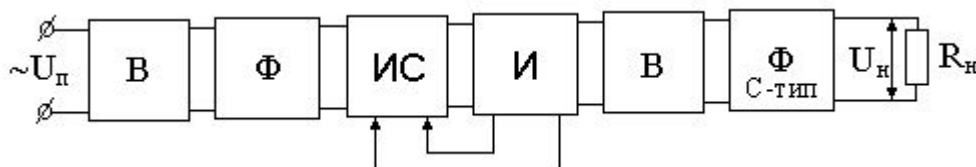
4. Стабилизирующие выпрямители включают дополнительные стабилизирующие устройства на входе или на выходе выпрямителя.



С – непрерывный или импульсный стабилизатор напряжения. Стабилизатор находится на стороне постоянного тока. Непрерывные стабилизаторы, включенные на выходе нерегулируемого выпрямителя, кроме функции стабилизации выходного напряжения В (В+Ф) обеспечивают также эффективное сглаживание пульсаций этого напряжения

5. ВИЭП с бестрансформаторным входом.

В последнее время в связи со снижением удельной энергоемкости радиоаппаратуры и необходимостью резкого уменьшения веса и габаритов ВИЭП возросло практическое применение ВИЭП с бестрансформаторным входом.



Здесь переменное входное напряжение (например, однофазное в 220В, 50Гц или трехфазное в 380В, 50Гц) преобразуется бестрансформаторным выпрямителем в сравнительно высокое напряжение постоянного тока:

220В – в 311В (среднее) – в 340В (с учетом возможной нестабильности),

380В – в 537В (среднее) – в 590В (с учетом возможной нестабильности).

6. Наряду с потребителями энергии постоянного тока (сетевыми ВИЭП постоянного тока) существуют:

- анодные и сеточные цепи электронных ламп,
- ПП приборы и ИС, реле и электромеханические переключатели,
- цепи управления магнитных усилителей,
- аккумуляторы.

РЭА использует также электроэнергию переменного тока в следующих элементах:

- цепи накала электронных ламп, трубок,
- магнитные усилители,
- цепи сигнализации и блокировки,
- вибраторы,
- электродвигатели, соленоиды и др. электромеханические устройства.

Значительная часть этих потребителей требует стабильных по значению и частоте переменных напряжений, причем частота м. б. значительно выше частоты первичной сети (например, бортовая сеть в 400Гц). Последнее связано с необходимостью уменьшения габаритов и массы электромеханических устройств, радиоэлектронных систем за счет значительного увеличения частоты.

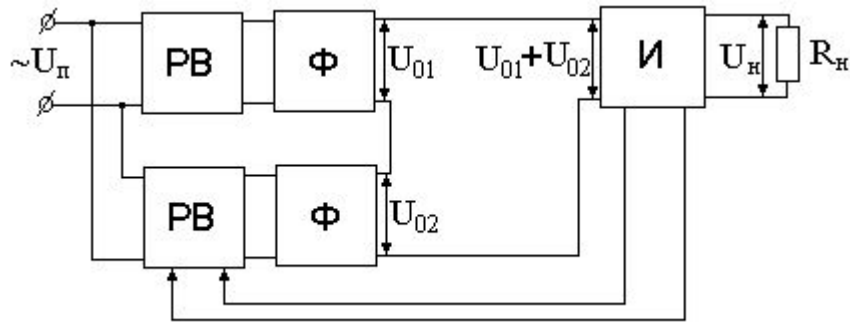
Сетевые ВИЭП переменного тока повышенной мощности.

Наиболее остро проблема стоимости, веса и габаритов стоит для мощных преобразователей. Для них наиболее эффективен переход на повышенные рабочие частоты.

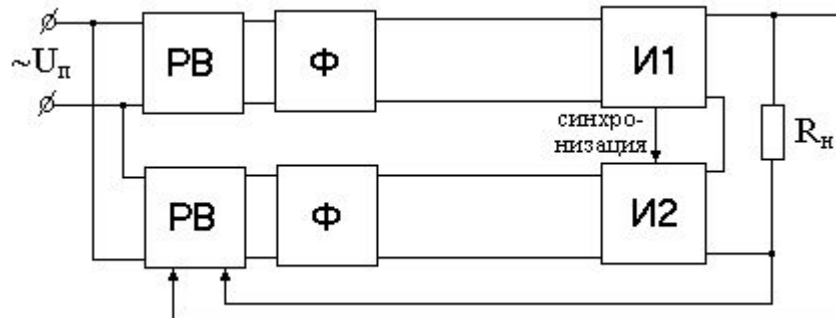
При проектировании таких преобразователей начинают обращать внимание на тот факт, что для каждого типа нагрузок (имеющих конкретное применение) после первичного преобразования напряжение можно разделить на две составляющие: постоянную и пульсирующую (переменную). Каждую из составляющих квазипостоянного промежуточного напряжения можно регулировать или инвертировать отдельно по двум каналам. На выходе ВИЭП напряжения двух каналов можно сглаживать и подавлять в R_n .

В таких схемах удастся значительно уменьшить массу и габариты сглаживающих фильтров, а в ряде случаев – улучшить показатели всего ВИЭП.

Использование вольтодобавочных устройств на входе инвертора.



В – силовые диоды,



РВ – малые тиристоры. Они дешевле силовых тиристоров.

2. Автономные ВИЭП.

Автономные ВИЭП используют энергию автономного источника постоянного тока. К ним относятся:

- аккумуляторные батареи,
- солнечные элементы и батареи,
- термоэлектрические преобразователи,
- термоэмиссионные преобразователи,
- топливные элементы,
- ядерные источники и т.п.

Использование таких источников позволяет выполнять РЭА переносной, устанавливать ее на различных подвижных автономных объектах, на объектах, удаленных от промышленных энергетических сетей.

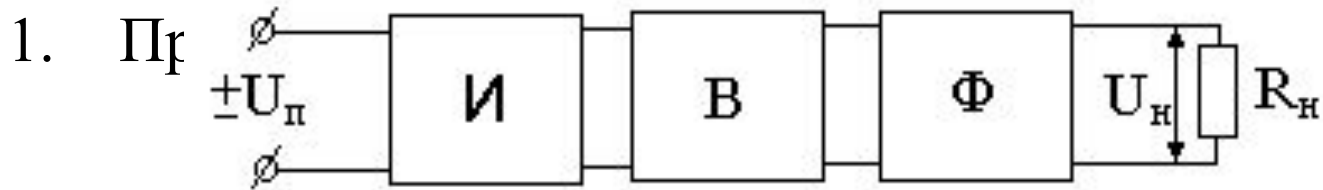
Наиболее важными требованиями к автономным ВИЭП являются:

- Масса и габариты. Они должны быть минимальными для снижения затрат по перемещению и доставке автономной РЭА.
- КПД должен быть минимальным, т. к. мощность источника ограничена. При низком КПД ВИЭП и РЭА источник должен быть большей емкости, стоимости, размера и массы. Источник необходимо чаще менять, увеличиваются эксплуатационные затраты.
- Надежность должна быть максимальной. Из-за удаленности объекта от промышленных центров возникают сложности с проведением ремонтно-профилактических и восстановительных работ.

Характерной особенностью автономных первичных источников является высокая нестабильность напряжения, достигающая $\pm 20-30\%$ при, например, изменении степени освещенности солнечной батареи, разряде аккумуляторной батареи или ее работе в режиме периодического глубокого заряда – разряда.

С другой стороны, допустимая в большинстве практически важных случаев суммарная нестабильность питающих напряжений не должна превышать $\pm 3-5\%$, а в ряде случаев - $\pm 0.1-1\%$.

Структурные схемы ВИЭП.

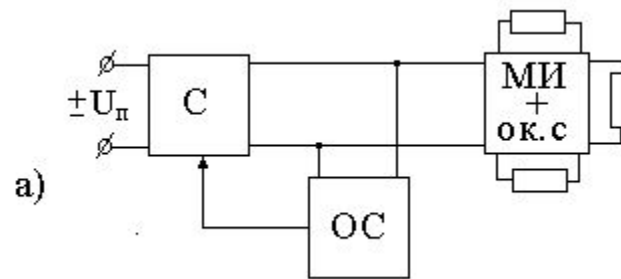
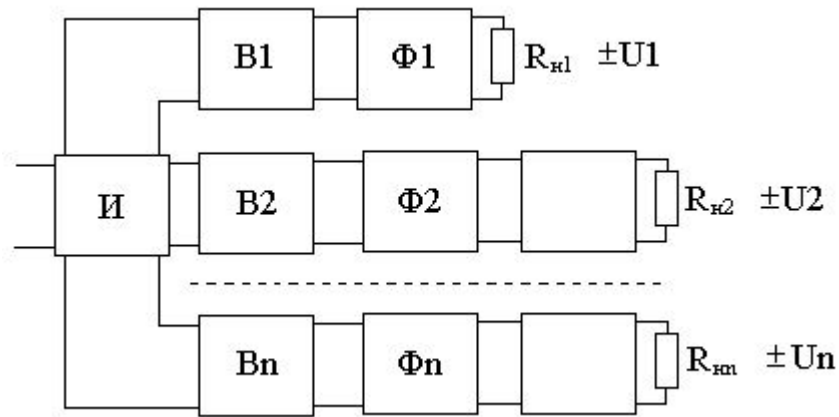


Основной узел – ПП инвертор, преобразующий напряжение постоянного тока в переменное напряжение прямоугольной, ступенчатой формы заданной амплитуды и частоты. Силовой трансформатор такого инвертора обеспечивает электрическую изоляцию выходных цепей друг от друга и от первичного источника питания.

Основные недостатки:

- низкая стабильность U_H , хуже, чем у U_{II} ,
- однополярное U_H , тогда как требуются несколько питающих напряжений разной полярности и величины, заземленных или не соединенных с шиной питания.

2. Многоканальные ВИЭП со стабилизацией питающего напряжения.



В а) включен непрерывный стабилизатор. Его достоинства: нет фильтров на входе и выходе, нет радиопомех, он миниатюризован, высокая помехозащищенность. Основной недостаток непрерывного стабилизатора – его низкий КПД, который не выше $\eta_c < U_{п.мин} / U_{п.мах}$. Поэтому при $U_{п.мин} / U_{п.мах} < 0.7$ схема а) находит практическое применение при небольшой выходной мощности ВИЭП ($P_H < 10\text{Вт}$).

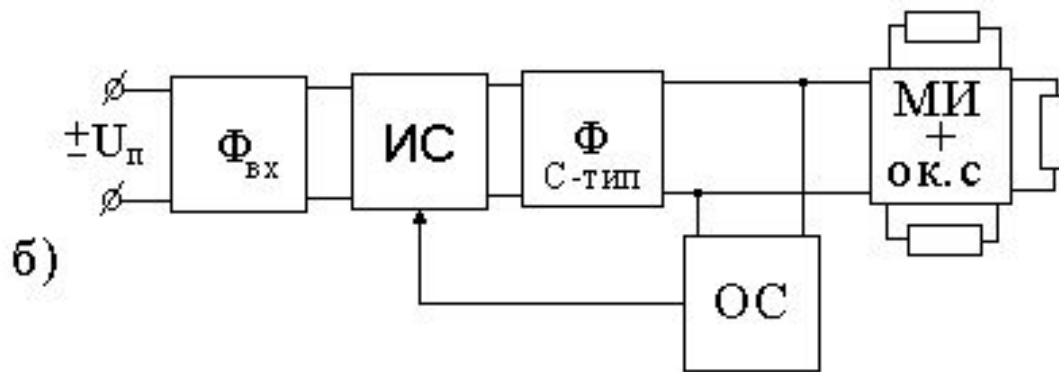
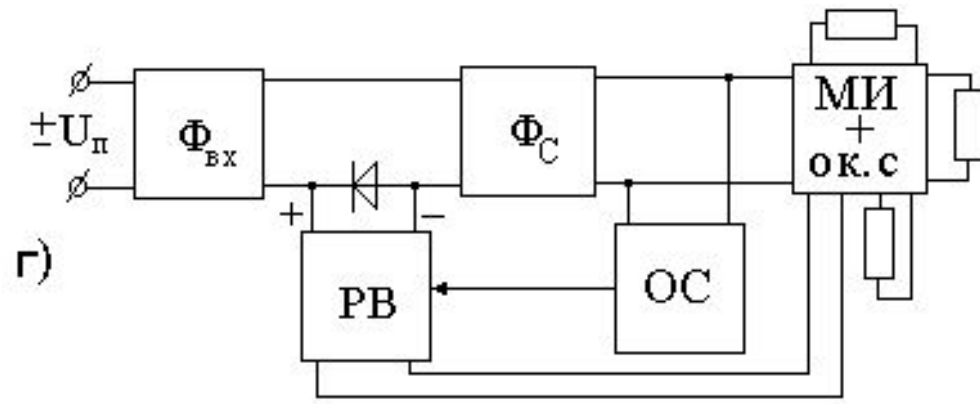
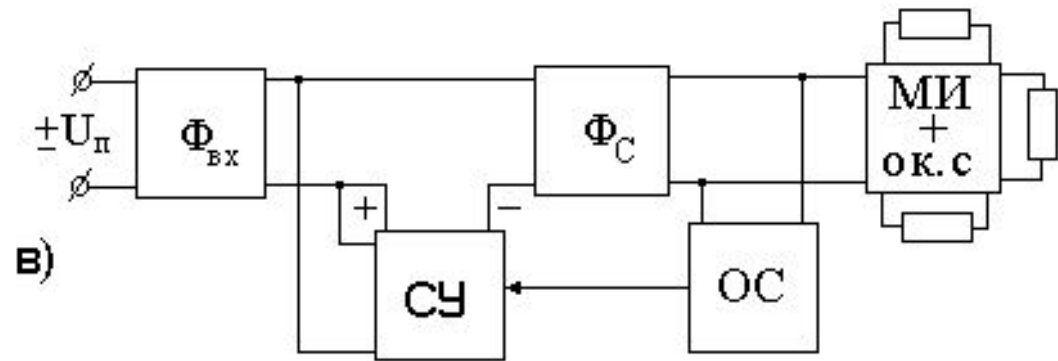


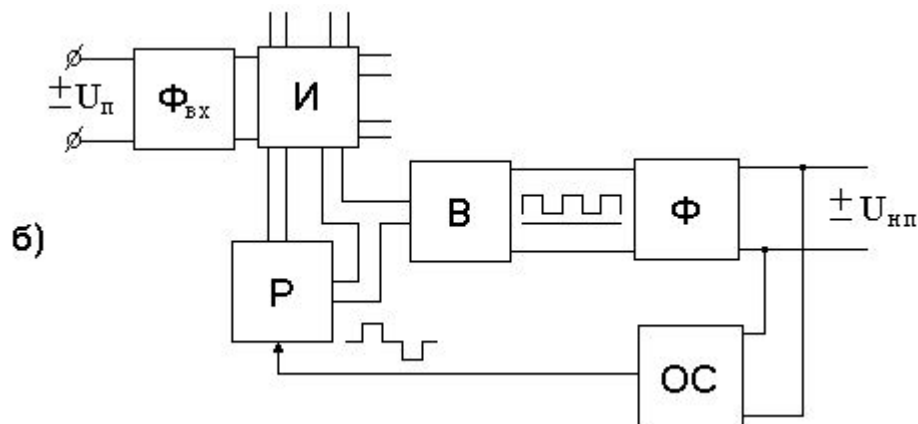
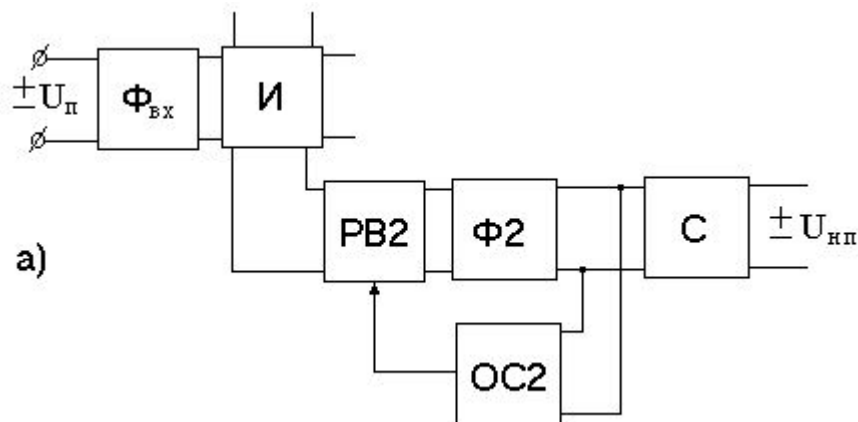
Схема б) с импульсным стабилизатором характеризуется меньшими потерями и большими КПД. Преимущества ИС возрастают при расширении пределов изменения напряжения питания. Однако есть и недостатки: на входе и выходе должны быть фильтры. Входной фильтр защищает ИС от внешних помех (ИС часто пробиваются) и уменьшает помехи ИС во внешнюю цепь. Выходной фильтр предназначен для сглаживания импульсного $U_{ИС}$ и получения $\pm U$.

Значительно худшие по сравнению с непрерывными динамические свойства ИС обуславливают появление сравнительно сильных изменений выходного $U_{ИС}$ в моменты коммутации его нагрузки. Такие схемы используются при $P_{н} = 10-100\text{Вт}$.



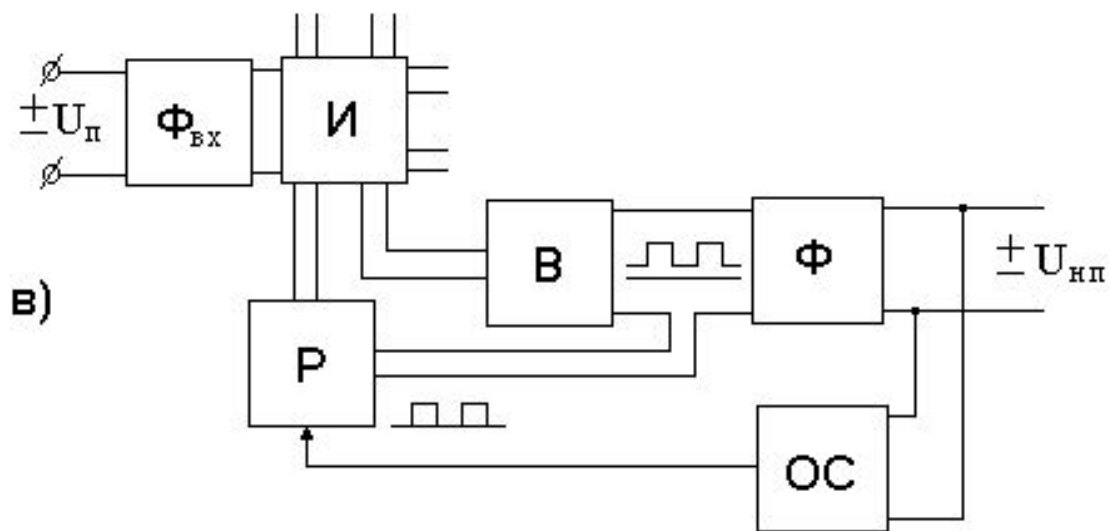
В схемах в) и г) выходная мощность стабилизирующего устройства значительно ниже общей мощности ВИЭП. Выходное напряжение стабилизирующего устройства суммируется на выходе И с U_{Π} т. о., чтобы их сумма оставалась постоянной и равной $U_{\Pi.\max}$ при всех режимах работы и условиях эксплуатации. Снижение мощности стабилизирующей цепи уменьшает $\Phi_{\text{вх}}$ и $\Phi_{\text{с}}$ и снижает массу и габариты ВИЭП. Такие ВИЭП используют при $P_{\text{н}} > 100\text{Вт}$ – в) и г).

3. Многоканальные ВИЭП с индивидуальной оконечной стабилизацией.



Простейшая индивидуальная стабилизация изображена на рисунке а). В схеме а) в каждую выходную цепь транзисторного инвертора включен свой регулирующийся выпрямитель со сглаживающим LC-фильтром и схемой управления.

В схеме б) выпрямитель выполняется нерегулируемым, а роль стабилизирующего устройства играет маломощный стабилизатор переменного напряжения, выходное напряжение которого суммируется на входе выпрямителя с переменным напряжением, снимаемым с основного выхода транзисторного инвертора.

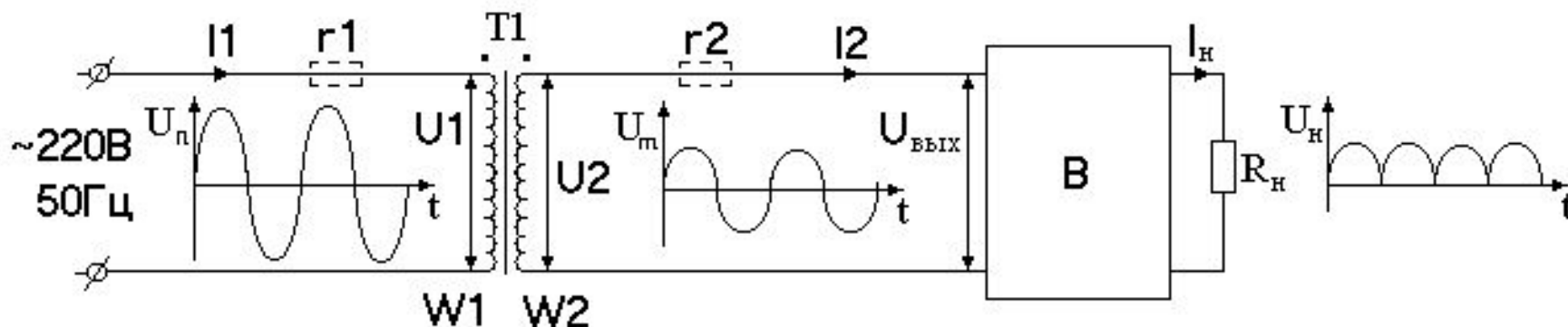


Сигнал ОС изменяет ширину импульсов на выходе т. о., чтобы напряжение выпрямителя было неизменным при всех режимах. В отличие от схемы а), где регулируемый выпрямитель рассчитан на малую мощность P_n , выходная мощность РВ в в) значительно меньше, что ведет к уменьшению массы и габаритов фильтра. Схема сложная. Все каналы стабилизировать дорого, особенно если их много. Поэтому целесообразны функциональные схемы с центральной стабилизацией, включая только дополнительные стабилизаторы в отдельных каналах.

Преобразователи, питаемые сетью. Выпрямители.

Часто на практике необходимо превратить переменные 220В (или 380В), 50Гц в однополярное напряжение другой величины.

Традиционные схемы включают трансформатор и выпрямитель:



Обмотки трансформатора имеют омическое сопротивление:

$$r = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{пр}}{\frac{\pi \cdot d^2}{4}},$$

где длина провода $l_{пр} = W1 \cdot \pi \cdot D_{ср}$.

При $D_{ср} = 5\text{см}$, $W1 = 300$ витков, $d_{пр} = 0,35\text{мм}$:

$$r = 1.7 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{300 \cdot 0.05}{0.25 \cdot (0.35 \cdot 10^{-3})^2} = 10.5(\text{Ом})$$

Для идеального трансформатора:

$$U2 = U1 \cdot \frac{W2}{W1} .$$

В реальном трансформаторе при $\omega L_1 \gg r_1$, $\omega L_2 \gg r_2$, R_H можно пренебречь фазовым сдвигом.

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_1 \cdot \frac{W_2}{W_1} - r_2 \cdot I_2,$$

$$n = \frac{W_2}{W_1},$$

$$U_1 = U_{\text{ВХ}} - r_1 \cdot I_1,$$

$$I_1 = I_{1_{\text{XX}}} + I_{1_{\text{H}}} \approx \frac{U_c}{\omega \cdot L} + \frac{I_H}{n}$$

Поскольку обе обмотки трансформатора расположены на одном сердечнике, то у них общий магнитный поток:

$$H1 = \frac{W1 \cdot L1}{\pi \cdot D1_{cp}^m} = \frac{W2 \cdot I2}{\pi \cdot D2_{cp}^m} = H2$$

где

$D1_{cp}^m$, $D2_{cp}^m$ -средние длины первичной и вторичной обмоток магнитопровода.

Тогда:

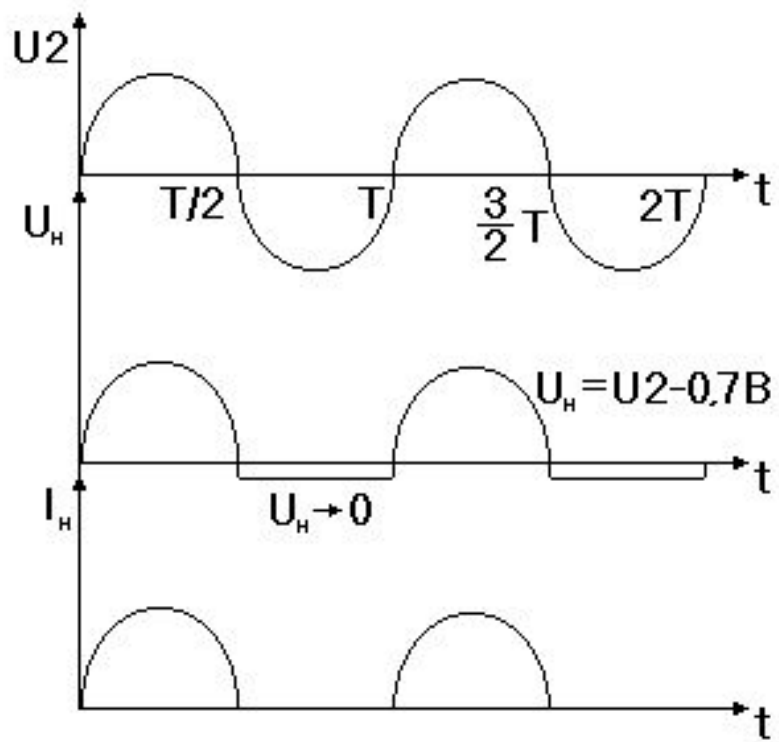
$$W1 \cdot I1 = W2 \cdot I2,$$

$$I1 = I2 \cdot W2 / W1,$$

$$U_{вых} = \left(U_{ex} - r1 \cdot I2 \cdot \frac{W2}{W1} \right) \cdot \frac{W2}{W1} - r2 \cdot I2 = \frac{U_{ex}}{n} - \left(R_n + \frac{r1}{n^2} \right) \cdot I2$$

Т.о., выходное напряжение трансформатора является функцией не только числа витков, но и нагрузки.

Сущность выпрямления заключается в таком преобразовании переменного тока, когда направление тока в нагрузке сохраняется неизменным вне зависимости от полярности приложенного первичного напряжения.



$$U_h = \frac{U_2 \cdot R_h}{\frac{U_2}{I_{обp}} + R_h} \rightarrow 0, \text{ т. к. } I_{обp} \text{ мал.}$$

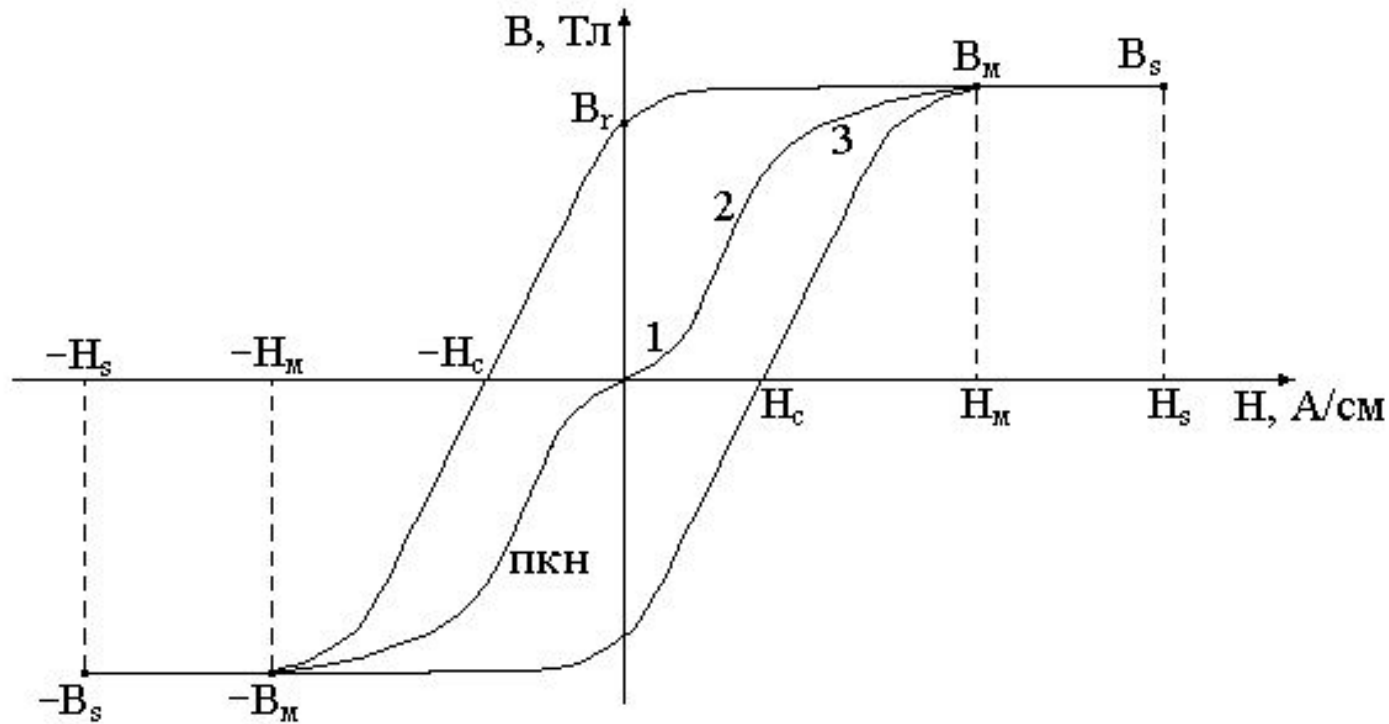
$$\overline{I_h} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_h(t) dt > 0$$

Для $U_2 = U_{2m} \sin(\omega t)$ и малом искажении формы тока:

$$\bar{I}_H = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_{HM} = 0.5 \cdot 0.707 \cdot I_{HM} = 0.354 \cdot I_{HM} \approx \frac{I_{HM}}{3}$$

Использование таких выпрямителей ограничено областью вспомогательных маломощных источников постоянного тока, т.к. они характеризуются плохим использованием силового трансформатора и выходного сглаживающего фильтра. Требования к фильтру (по массе, габаритам) возрастают в 3-4 раза. Из-за постоянной составляющей тока трансформатора его сердечник находится в насыщении.

Предельная петля гистерезиса ферромагнетиков:



Здесь B_r – остаточная индукция,
 H_c – коэрцитивная сила,
пкн – первичная (нулевая) кривая намагничивания.

На участке кривой 1 $B(H)$ изменяется по закону Релея и соответствует обратимому смещению границ доменов. На этом участке происходит обратимый рост объема благоприятно ориентированных по полю доменов за счет соседей.

На участке 2 намагничивание осуществляется путем необратимых смещений границ доменов. Зависимость $B(H)$ характеризуется нелинейностью.

Участок 3 соответствует обратимым процессам вращения магнитных доменов, приближая их к направлению поля.

Индукция в этом случае медленно увеличивается до насыщения (B_M).

Магнитомягкие материалы имеют малую коэрцитивную силу. К таким материалам относятся магнитодиэлектрики на основе карбонильного железа и алесифера, а также ферриты: Mn-Zn, Ni-Zn.

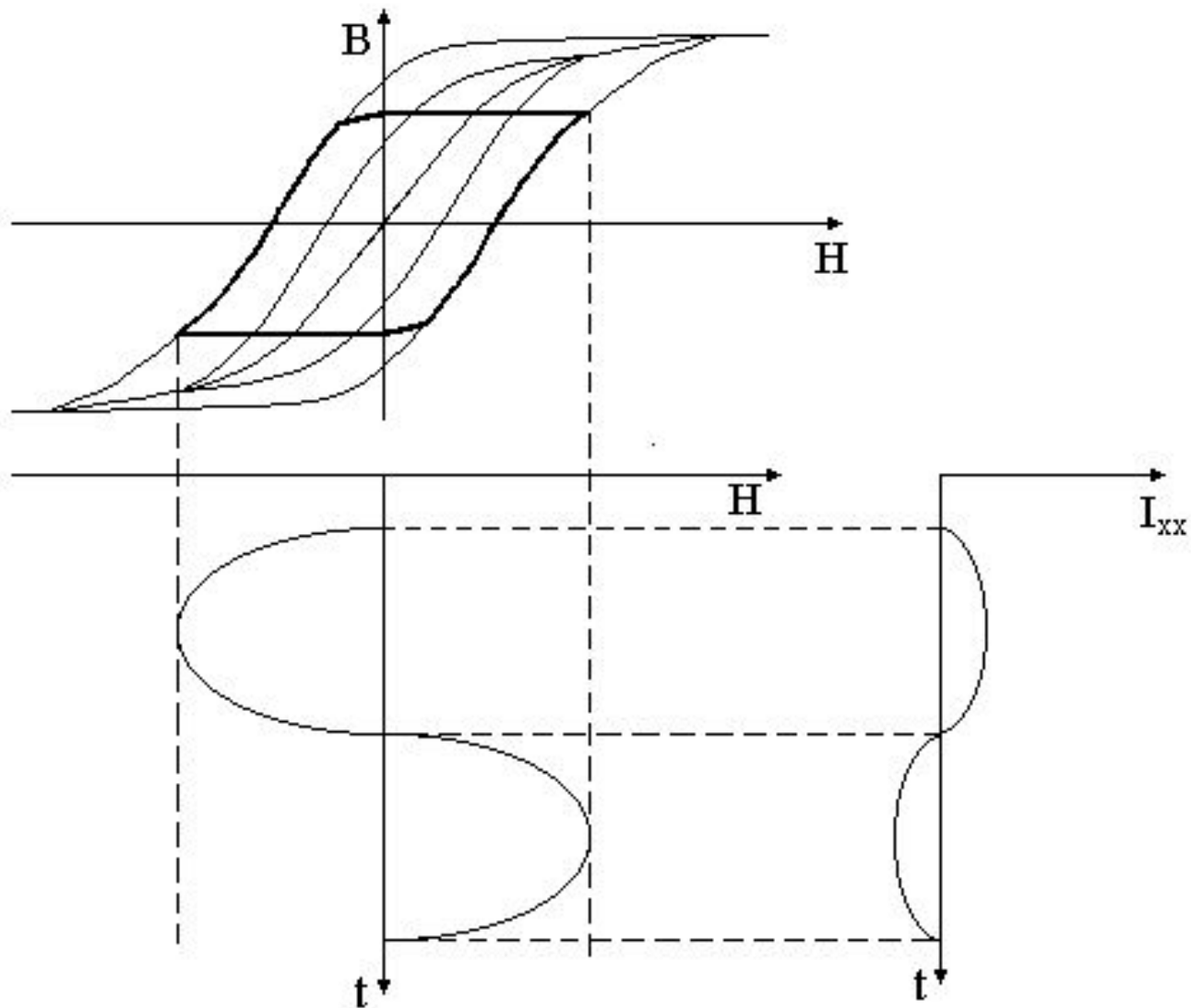
Материалы для постоянных магнитов являются магнитотвердыми. Они обладают высокими коэрцитивной силой и остаточной индукцией.

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

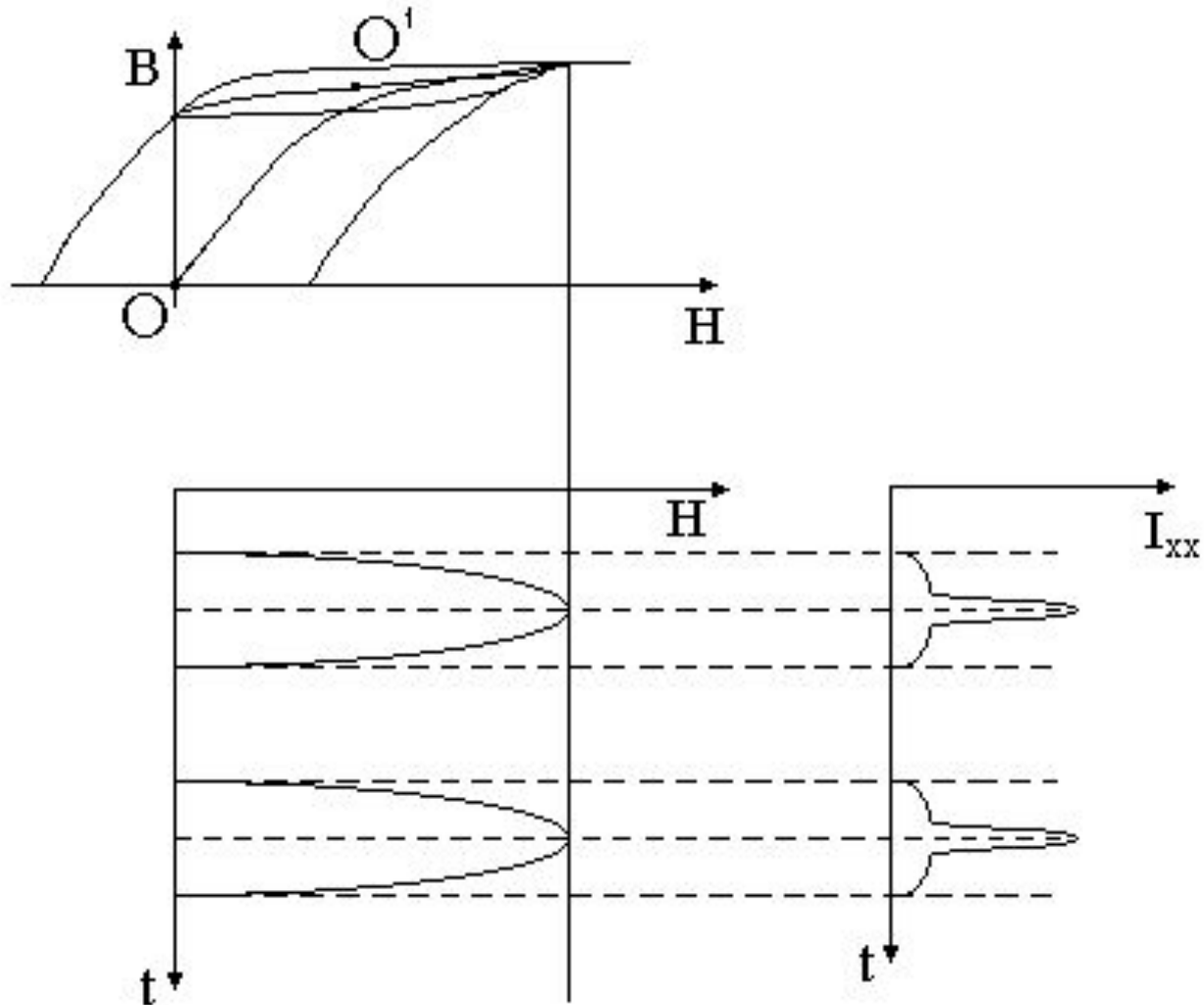
Для трансформатора с зазором ∇ :

$$I \cdot w = (1 - \frac{\nabla}{l_M}) \cdot \frac{B_{MS}}{\mu_M} \cdot \mu_0 + \frac{\nabla}{l_{MS}} \cdot \frac{B_{MS}}{\mu_0}.$$

Работа трансформатора без выпрямителя.



Работа трансформатора на нагрузку через однополупериодный выпрямитель.



Подмагничивание постоянным (в среднем) током приводит к смещению рабочей точки O в положение O^1 на основной кривой намагничивания. Магнитопровод начинает перемагничиваться по несимметричному гистерезисному циклу. При перемагничивании магнитопровода по предельному гистерезисному циклу с заходом в область насыщения (схема автогенераторов, другие схемы, использующие насыщение силового трансформатора) магнитная проницаемость материала магнитопровода резко уменьшается, что приводит к снижениям индуктивности первичной обмотки трансформатора и увеличению максимального значения тока холостого хода.

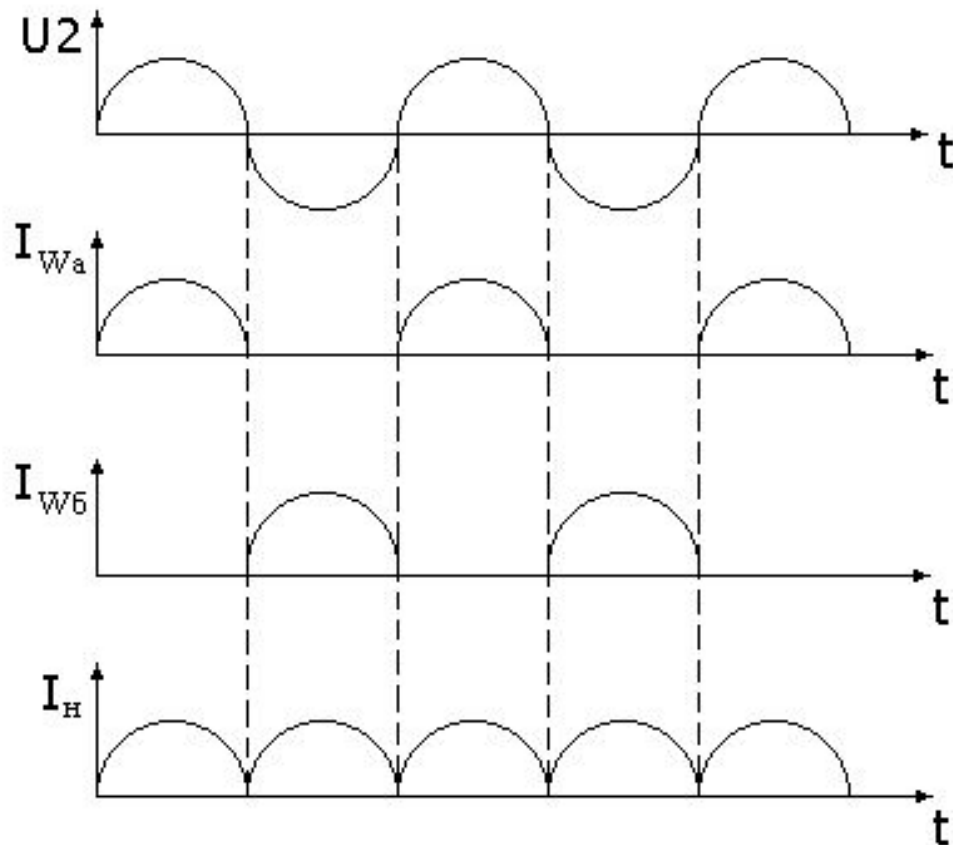
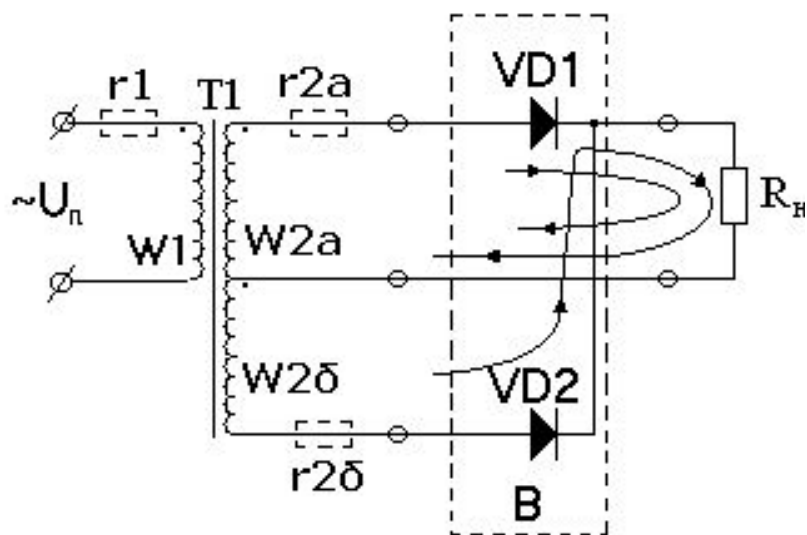
Если такой трансформатор стоит на выходе инвертора и импульсного стабилизатора, то появление пиков тока в первичной обмотке нарушает работу трансформаторов преобразователя, увеличивает массу и габариты преобразователя, т.к. необходимо увеличивать сечение магнитопровода.

$$B = \mu \mu_0 H,$$

$$\mu \mu_0 = B/H.$$

Необходимо осторожно относиться к идее повышения выходного напряжения трансформатора за счет увеличения входного напряжения, т.к. при этом резко увеличивается ток холостого хода, сталь начинает греться, наступает режим насыщения.

2/ Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средним выводом вторичной обмотки трансформатора.



$$W2_a = W2_b.$$

Через обмотки $W2_a$ и $W2_b$ текут токи, равные по величине и в разные моменты времени. В первичной обмотке трансформатора и нагрузке ток течет в течение обоих полупериодов питающего напряжения переменного тока.

Всегда $U_H < U2$ на $0.7V$, т.к. имеется только один диод между трансформатором и нагрузкой.

Общие потери преобразования:

$$P_{потерь} = r1 \cdot I1^2 + \overline{I_H} \cdot U_{VD} + I_H^2 \cdot r2_a = r1 \cdot \left(I_H \cdot \frac{W2}{W1} \right)^2 + \overline{I_H} \cdot U_{VD}^0 + I_H^2 \cdot r2_a + r1 \cdot I_{xx}^2$$

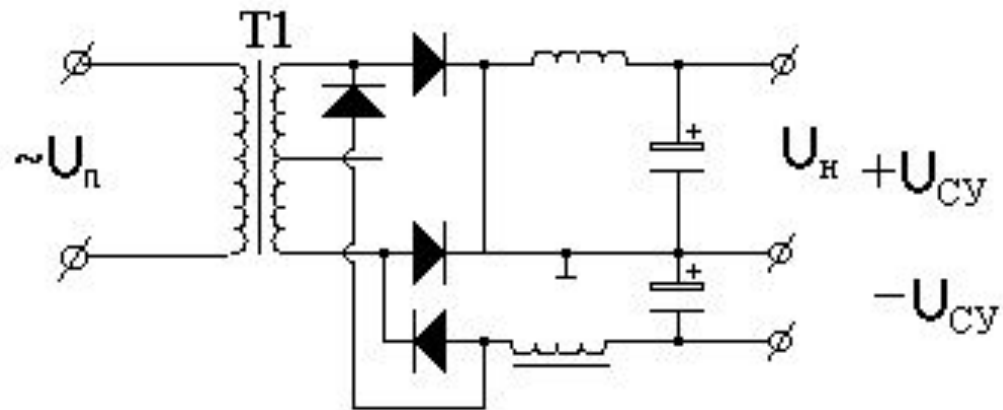
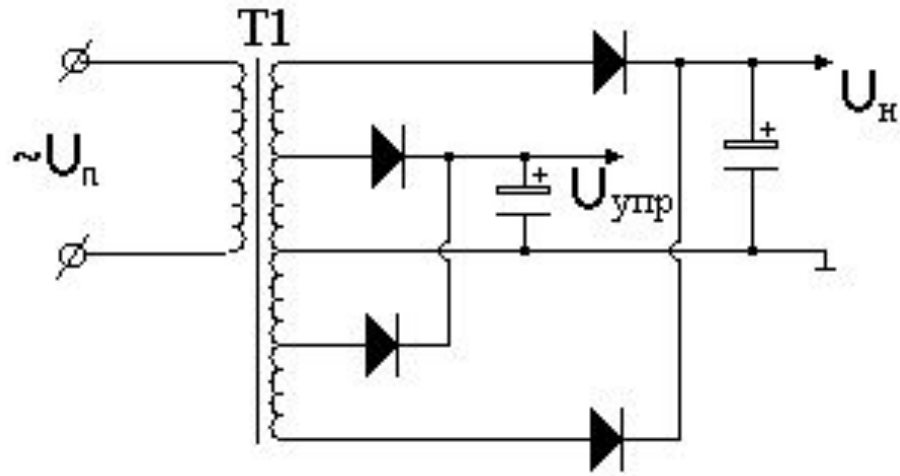
$$P_{вх} = P_{\sum потерь} = P_{потерь} + P_H$$

На 50Гц конструкция применяется реже: для двух вторичных обмоток сечение провода необходимо увеличивать, т.к. D_{cp} обмотки больше. Схема применяется в низковольтных выпрямителях. По сравнению с однофазной мостовой схемой данная схема позволяет вдвое уменьшить число диодов и, тем самым, снизить потери.

$$\eta = \frac{R_n \cdot I_n^2}{U_{ex} \cdot I} = \frac{U_n \cdot I_n}{U_{ex} \cdot I_n \cdot \frac{W2}{W1}} = \frac{W1}{W2} \cdot \frac{(U_{вых} - U_{VD})}{U_{ex}} = \frac{W1}{W2} \cdot \frac{\left(U1 \cdot \frac{W2}{W1} - r2 \cdot I_n - U_{VD} \right)}{U_{ex}}$$

$$= \frac{U_{ex} - r1 \cdot I_n \cdot \frac{W2}{W1} - r2 \cdot I_n \cdot \frac{W1}{W2} - U_{VD} \cdot \frac{W1}{W2}}{U_{ex}}$$

$$\eta \approx \frac{1}{1 + \frac{r1}{R_n \cdot n^2} + \frac{r2}{R_n} + \frac{r1}{R_n} \cdot \left(\frac{I_{xx}}{I_n} \right)^2}$$



Допустим переключатель по потреблению на $+U_H$ и на $-U_{Cy}$. Не нужны делительные резисторы.

Мостовой выпрямитель.

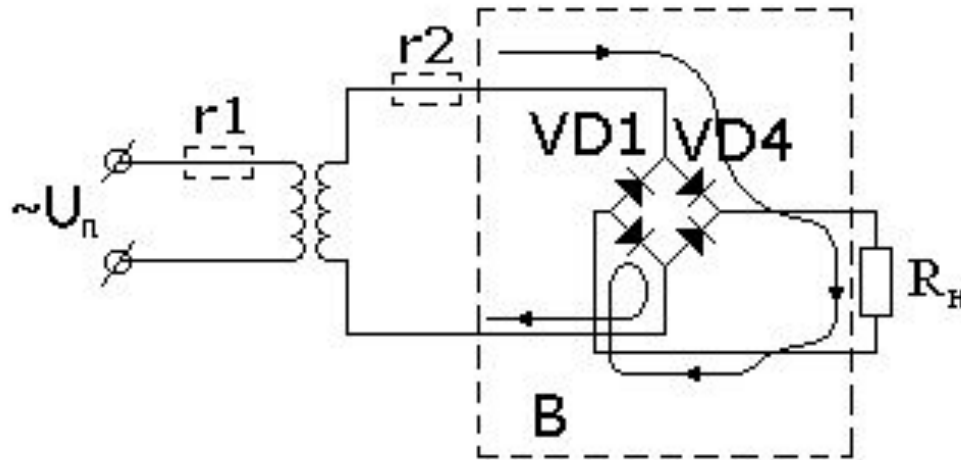


Схема содержит вдвое больше диодов и характеризуется /большими потерями мощности в них. Однако можно использовать диоды с вдвое меньшим допустимым обратным напряжением. Мостовая схема позволяет лучше использовать объем трансформатора, т.к. требуется всего одна обмотка (вторичная).

Выпрямители, выполненные по мостовой схеме, могут подключаться к сети переменного тока и без трансформатора, когда выходное напряжение выпрямителя определяется только напряжением питания.

Недостаток: в данной схеме вторичную обмотку нельзя заземлить, она «подвешена» в воздухе. Несколько выпрямителей требуют несколько независимых обмоток.

К диодам прикладывается одинарное обратное напряжение нагрузки.

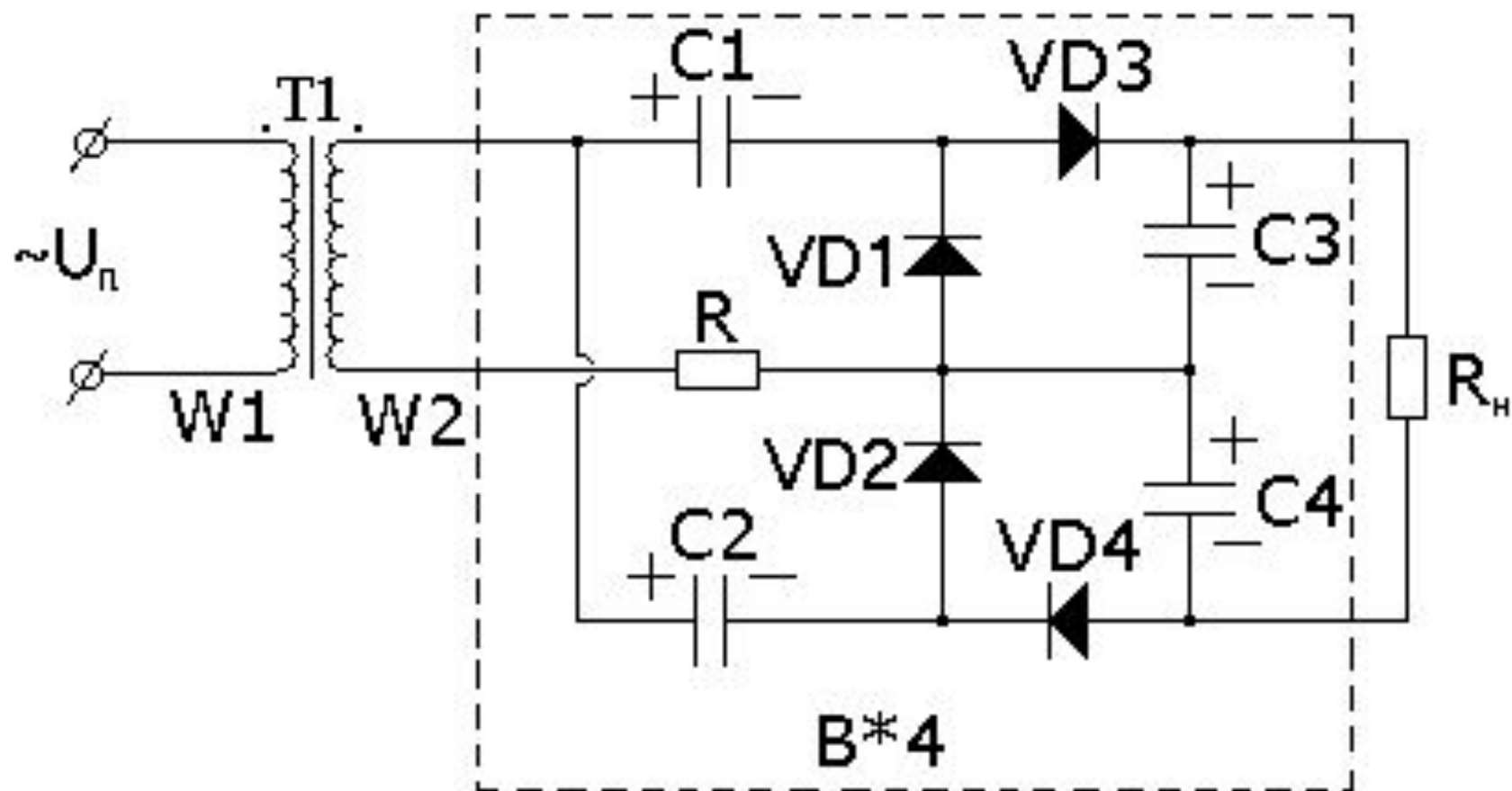
Для питания анодных цепей электронно-лучевых трубок и электронных приборов СВЧ (ламп бегущей волны, ламп обратной волны, клистронов и т.п.) требуются высокие напряжения постоянного тока с напряжением единицы-десятки киловольт. Трудности конструктивного исполнения высоковольтных трансформаторов и высокие напряжения, прикладываемые к выпрямительным диодам, требуют применения специальных выпрямителей, обладающих возможностью управления напряжением.

Каждый из выпрямителей однополупериодный, но подмагничивающая нет, т. к. два выпрямителя.

Экономится медь трансформаторов, но емкости выбираются большими, т.к. они подзаряжаются один раз за период.

$\eta_{\text{выпр}} \rightarrow 1$, т.к. потери – только на диодах, а конденсаторы только заряжаются от трансформатора.

4б. Однофазный выпрямитель с учетверением напряжения.



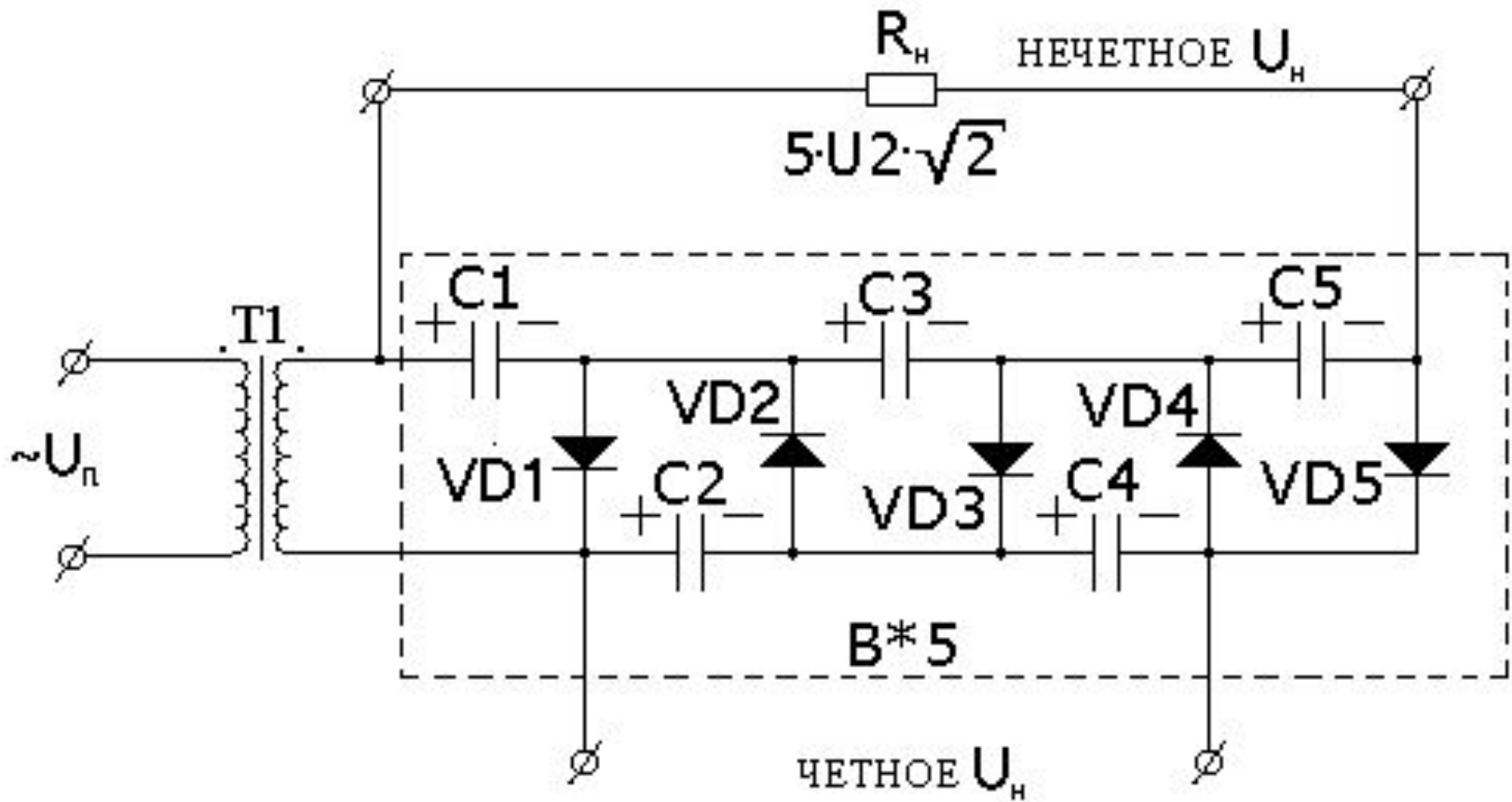
При положительной полуволне ток течет по двум цепям:
C1-VD1-C3-R и C2-VD3-R.

При отрицательной полуволне ток течет по цепям
C1-VD2-R и C2-VD4-C4-R.

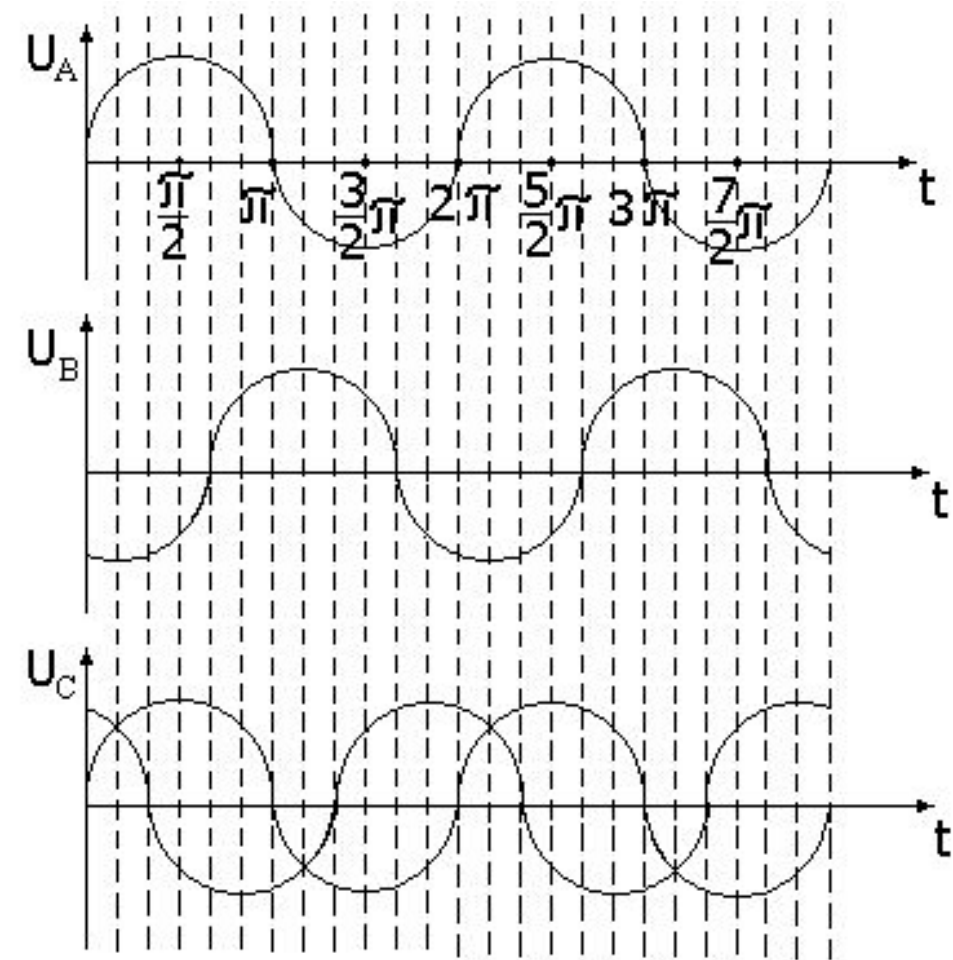
Конденсаторы C1 и C2 все время перезаряжаются по разным цепям и напряжение этих конденсаторов суммируется с напряжением на обмотке при заряде конденсаторов C3 и C4. В результате на каждом из конденсаторов C3 и C4 напряжение стремится к удвоению ($2 \cdot U_{W2}$), а на нагрузке – к учетверению:
 $U_H \rightarrow 2 \cdot [2 \cdot (U_2 - U_{VD}^0)]$.

Схема симметричная, но КПД ниже, чем в предыдущих схемах, т.к. в один из полупериодов C1 и C2 просто перезаряжаются через резистор (джоулевы потери).

4в. Несимметричная схема с умножением напряжения с произвольным коэффициентом умножения.

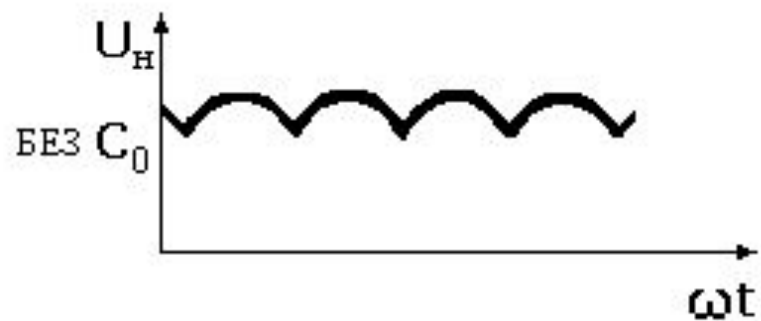
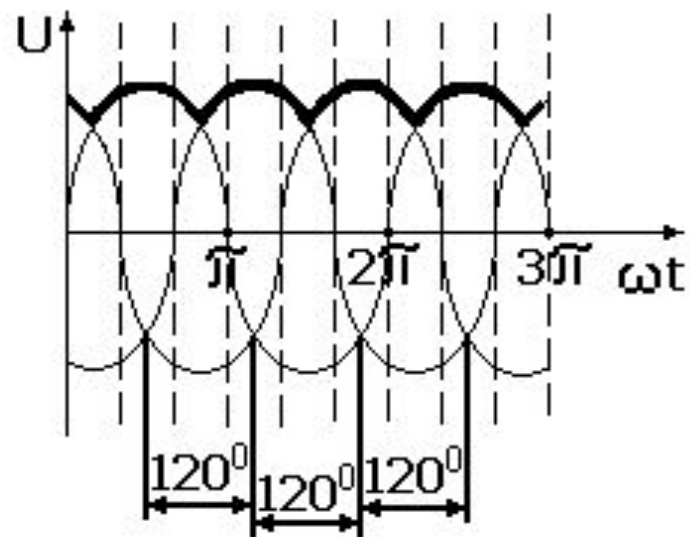
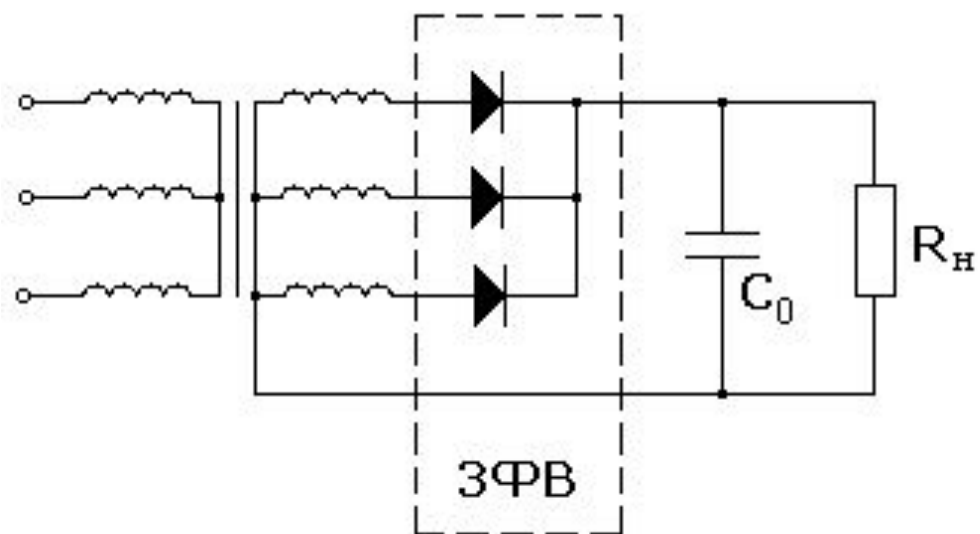


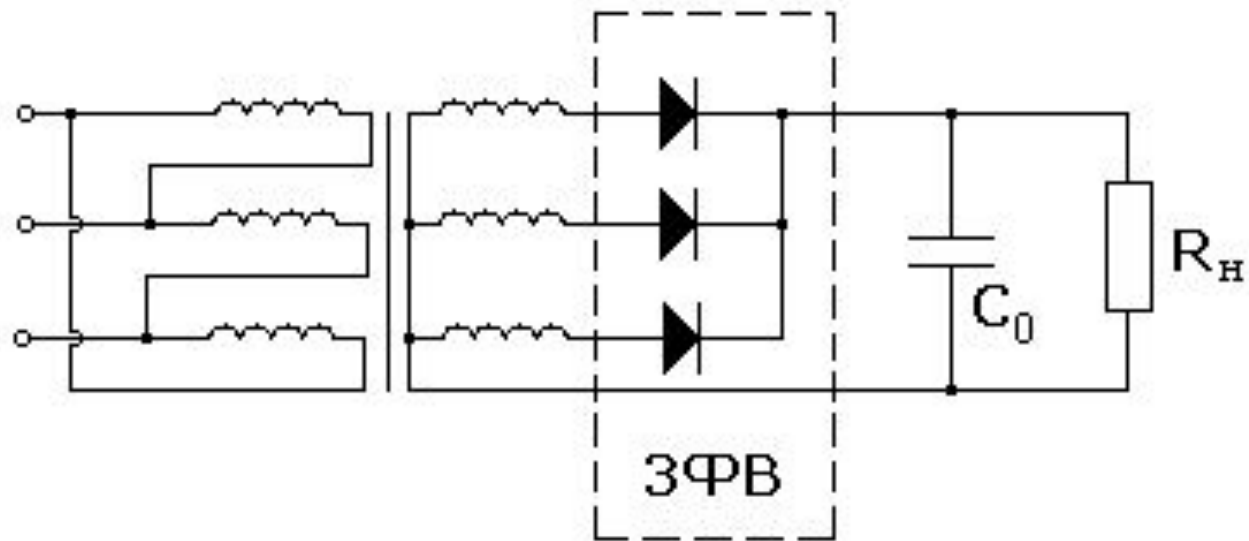
Такие схемы применяются при очень малых токах нагрузки, т.е. в режиме, близком к холостому ходу. Коэффициент умножения в такой схеме равен числу диодов или конденсаторов. Напряжение можно изменять путем изменения числа каскадов. Частота пульсаций $f_{\text{п}} = f_{\text{с}}$. Обратное напряжение на диодах и напряжение на всех конденсаторах, кроме C_1 , где оно составляет $\frac{1}{2}$, равно - удвоенному амплитудному значению напряжения вторичной обмотки трансформатора. При нечетном числе каскадов по вторичной обмотке протекает ток, вызывающий вынужденное намагничивание сердечника.



5а. Трехфазные однотактные
схемы выпрямителей
(трехфазные схемы с выводом
нулевой точки вторичных
обмоток трансформатора).

Отличаются только
способом взаимного
включения первичных
обмоток трехфазного
трансформатора.





По сравнению с однофазными в трехфазных выпрямителях уровень пульсаций выше, а частота выше.

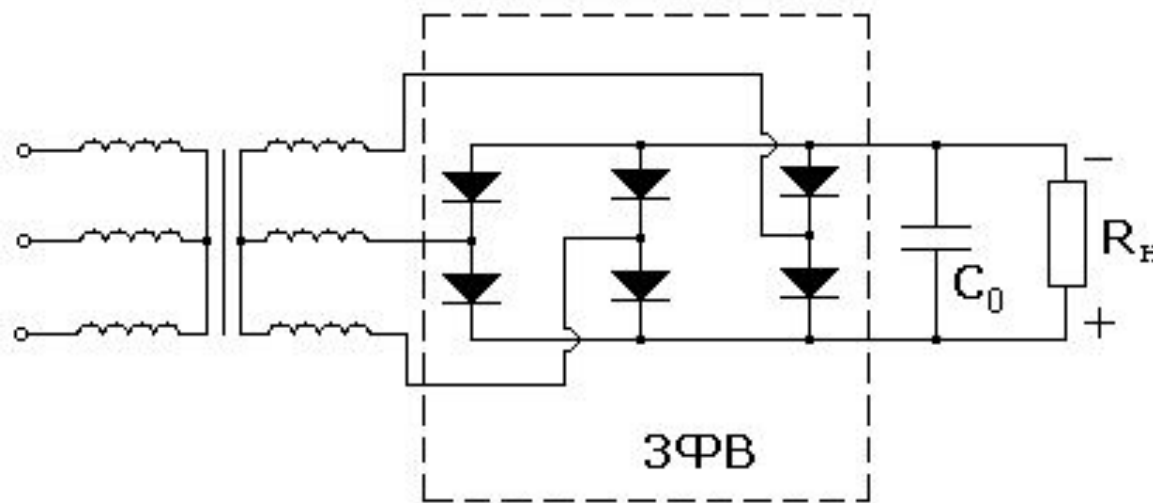
Схемы имеют малые падения напряжения на диодах и, поэтому, могут быть использованы для выпрямления низких напряжений при повышенных мощностях (>500 Вт). Схемы характеризуются сравнительно плохим коэффициентом использования мощности трансформатора, сравнительно большим обратным напряжением на диодах и наличием вынужденного намагничивания трансформатора, которое вызывает увеличение потерь в магнитопроводе. Коэффициент пульсаций таких схем при их использовании без фильтров:

$$K_{\text{пульс}} = \tilde{U} / \bar{U} = 25\% / q$$

Частота пульсаций $f_{\text{пульс}} = 3 \cdot f_{\text{сети}}$.

Мостовые схемы трехфазных выпрямителей или схемы Ларионова.

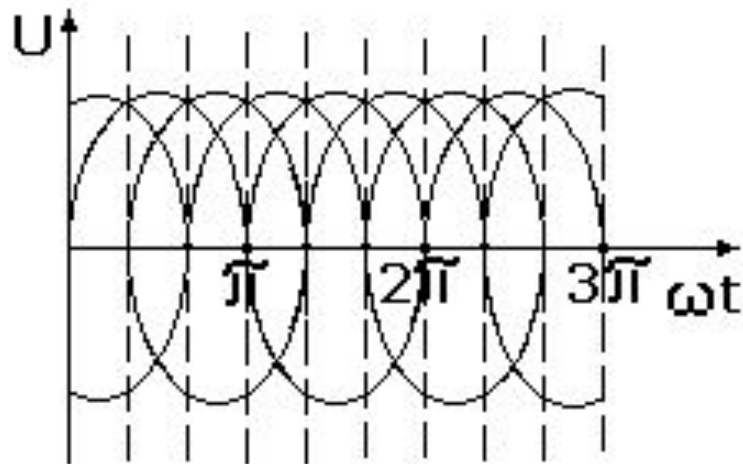
Преимущества по сравнению с предыдущей схемой:



- падение обратного напряжения на диодах в два раза меньше,
- отсутствует подмагничивание,
- уровень пульсаций выходного напряжения значительно ниже ($K_{\text{пульс}} = 5,7\%$ без C_0),
- частота пульсаций вдвое больше: $f_{\text{пульс}} = 6 \cdot f_{\text{сети}}$.

Недостатки мостовых 3ФВ:

- вдвое большее число полупроводниковых диодов,
- повышенное падение напряжения на каждом из плеч выпрямителя.



Применение универсальное: как на активную нагрузку с C фильтром, так и на R_H с LC фильтром.

Огибающая в верхней полуплоскости – пульсации,

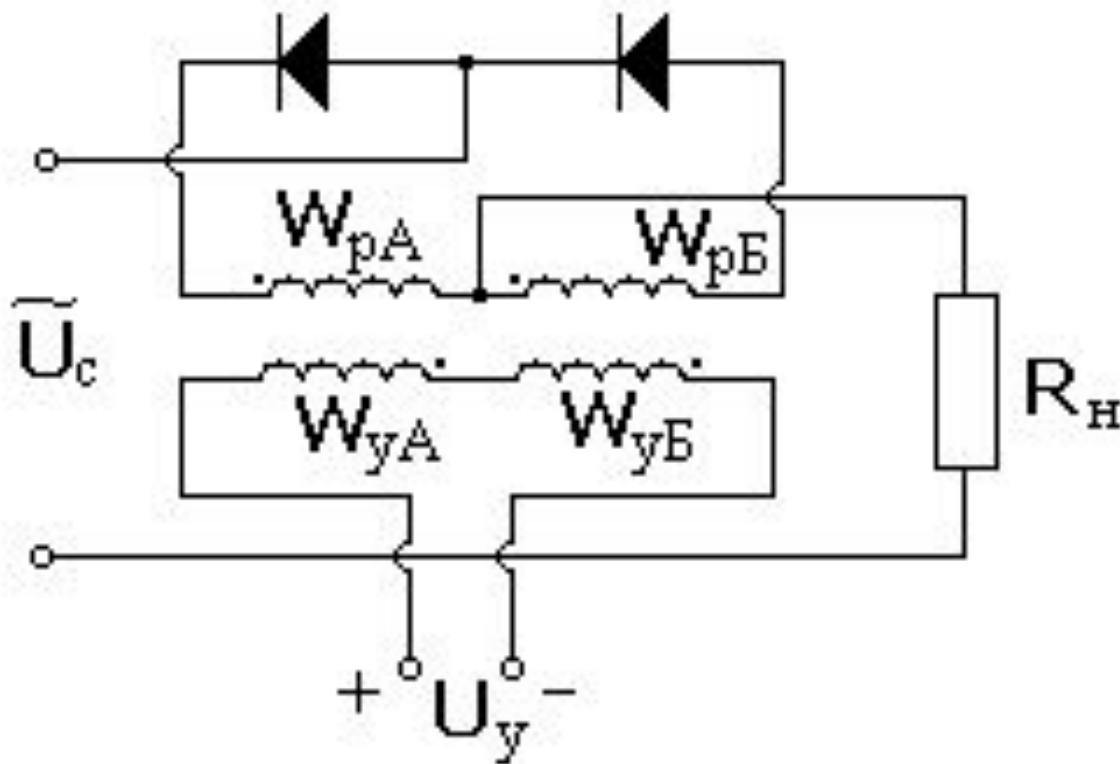
$$K_{\text{пульс}} = 5,7\%, \quad f_{\text{пульс}} = 6 \cdot f_c = 300 \text{ Гц.}$$

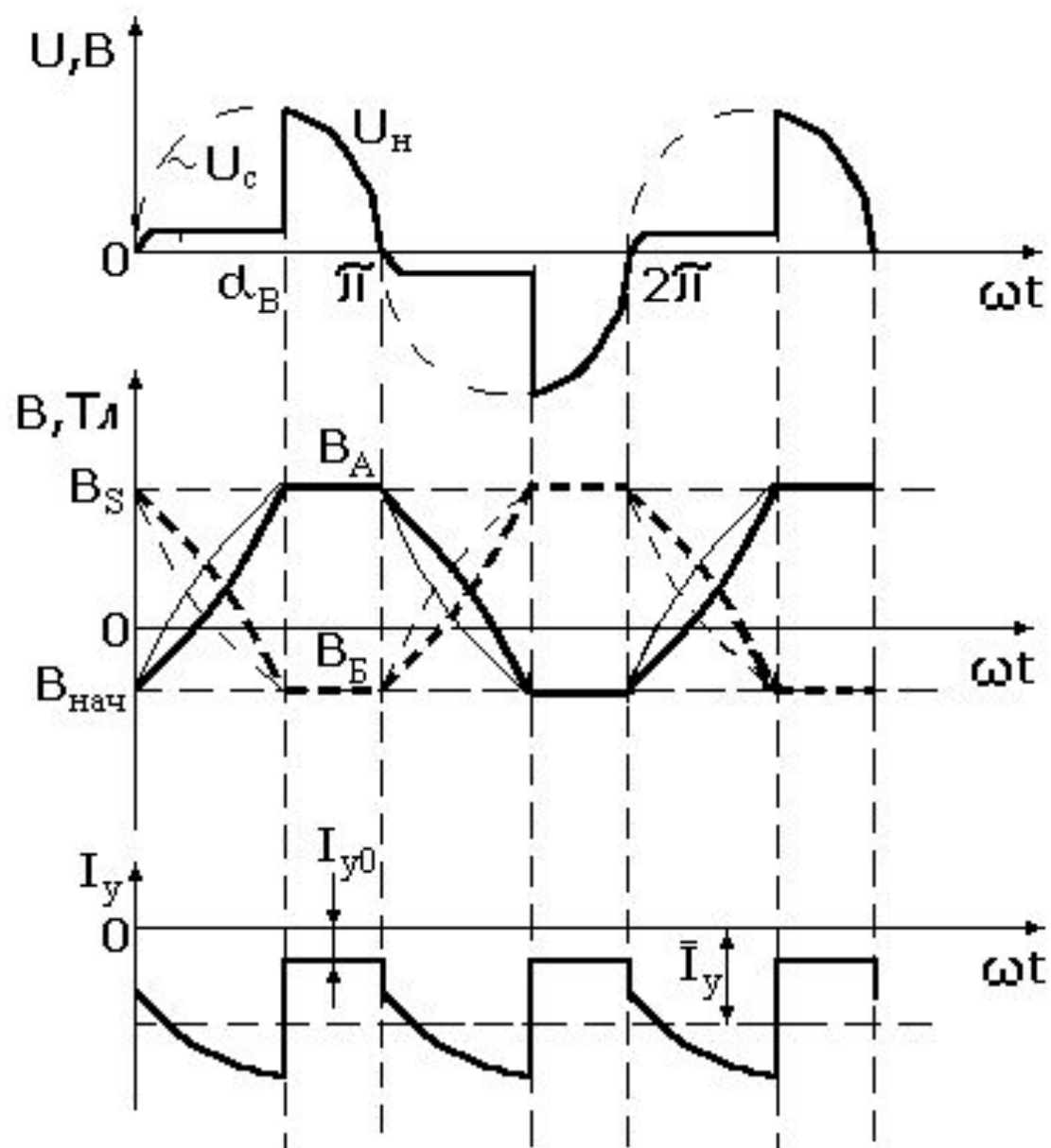
Регуляторы и стабилизаторы напряжения и переменного тока.

Под *регуляторами (стабилизаторами) переменного тока* понимаются преобразовательные устройства, которые при питании от сети переменного тока обеспечивают на выходе регулируемое (стабилизированное) напряжение переменного тока той же частоты. В качестве силовых элементов, осуществляющих такое регулирование, используются магнитные усилители, регулируемые трансформаторы, тиристоры и, реже, транзисторы.

Магнитные регуляторы переменного напряжения.

Один из вариантов регулятора построен на основе магнитного усилителя (МУ) с внутренней обратной связью диодами $VD1$ и $VD2$, обмотками W_n :





Действие регулятора основано на изменении магнитной индукции B под действием тока подмагничивания, что обуславливает изменение падения напряжения U_{wp} на его рабочих обмотках.

Пусть полупериод $0 \leq \omega t \leq \pi$ является рабочим для магнитопровода А и управляющим для магнитопровода Б. Это означает, что полярность питающего напряжения соответствует открытому состоянию диода VD1 и закрытому состоянию диода VD2. Рабочая обмотка W_{pA} включена последовательно с нагрузкой, а рабочая обмотка W_{pB} отключена от источника переменного тока.

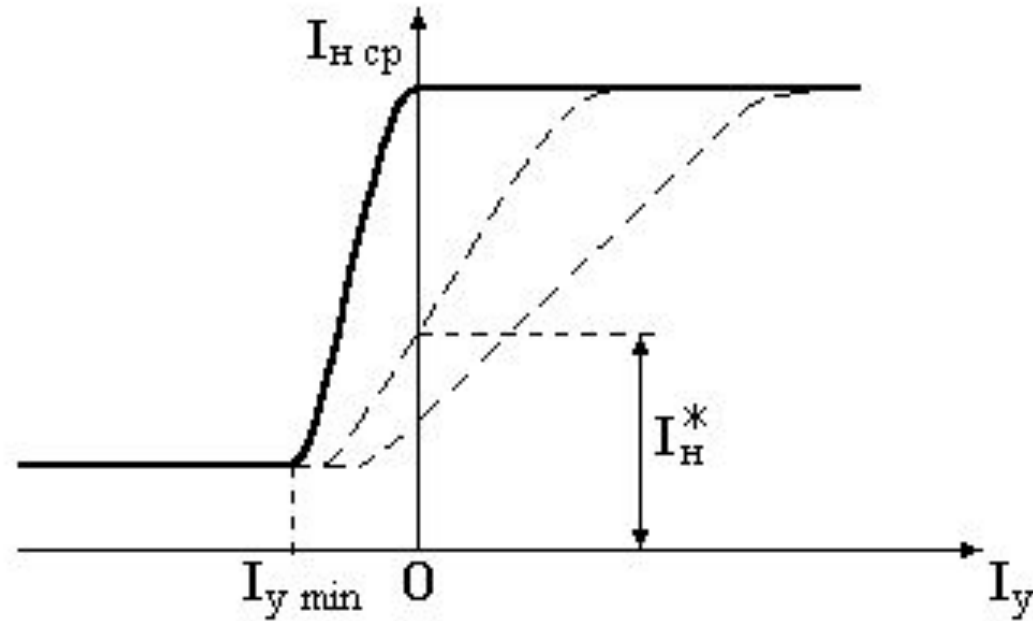
В интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha_B$ через сопротивление нагрузки протекает малый ток холостого хода. Магнитная индукция в магнитопроводе А изменяется от своего начального значения $B_{нач}$ до значения индукции насыщения B_S , когда происходит насыщение магнитопровода А. После насыщения магнитопровода А его μ и U_{WpA} резко падают и практически все напряжение питания прикладывается к нагрузке. В интервале $\alpha_B \leq \omega t \leq \pi$ ток нагрузки определяется напряжением питания и сопротивлением нагрузки:

$$U_c = I_n \cdot r_{пр} + U_{Дпр} + R_n \cdot I_n.$$

В интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha_B$ в обмотке управления магнитопровода А наводится ЭДС, обусловленная изменением магнитной индукции. Эта же ЭДС вызывает перемагничивание магнитопровода Б, рабочая обмотка которого при этом обесточена.

Для рассматриваемого случая скорости изменения магнитной индукции в обоих сердечниках усилителя одинаковы, а индукция в МП Б в интервале $0 \leq \omega t \leq \alpha_B$ изменяется от значения $+B_S$ до значения $-B_{нач}$. После насыщения магнитопровода А значения индукции в обоих МП остаются неизменными до конца данного полупериода питающего напряжения.

Следующий полупериод $\pi \leq \omega t \leq 2 \cdot \pi$ является рабочим для МП Б и управляющим для А. Регулировочные характеристики имеют вид:



При $I_y = 0$ сердечник находится в насыщении и $I_{н max} = U_c / R_{н}$.
 При $I_y = I_{y min}$ сердечник находится в конце каждого полупериода на границе открывания и насыщения по цепи управления.

Регулирование $\langle I_H \rangle$ и $\langle U_H \rangle$ можно осуществить за счет изменения отношения $V_{нач} / V_M$.

В интервале $0 \leq |I_y| \leq |I_{y \min}|$ происходит регулировка I_H и U_H .
Значение

$I_{y \min}$ соответствует максимальному значению тока холостого хода МУ и минимальному значению тока нагрузки. При таком значении I_y МП насыщение достигается лишь к концу каждого полупериода U_c .

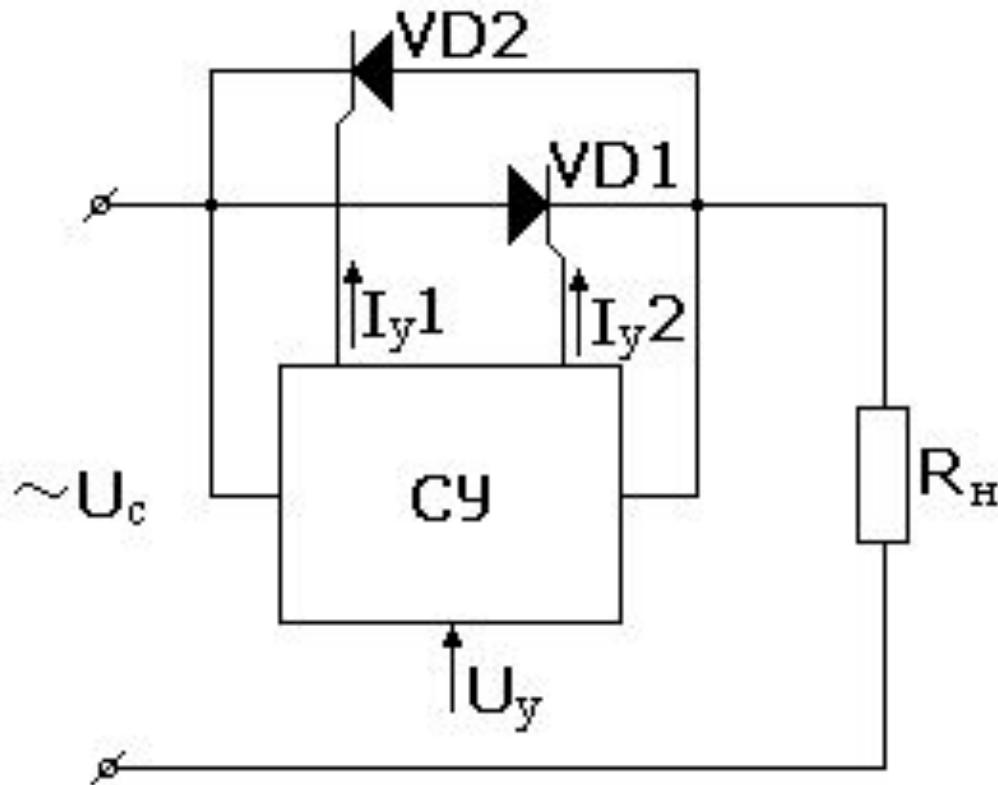
Наряду со свойствами магнитного материала большое влияние на крутизну характеристики вход-выход оказывает обратное сопротивление диодов. Так, $I_{обр}$, проходящий по рабочей обмотке, способствует размагничиванию сердечника. Как μ , так и $I_{обр}$ чувствительны к температуре. Коэффициент усиления с ростом температуры увеличивается.

Преимущества: большое усиление по мощности – несколько тысяч, возможность изоляции цепей управления от сети, возможность управления несколькими сигналами, простота.

Тиристорные регуляторы переменного напряжения.

В качестве основного регулирующего элемента используют силовой тиристор или семистор. Наиболее часто применяются стабилизаторы с включением тиристорov в цепь вторичной обмотки силового понижающего трансформатора. При этом тиристоры одновременно выполняют функцию выпрямления переменного напряжения в постоянное и являются регулирующими элементами. Это позволяет получить выигрыш в габаритах и массе транзисторного стабилизатора.

В низковольтных стабилизаторах с большими токами нагрузки целесообразно включение тиристоров на стороне первичной обмотки трансформатора (т.к. $U_{\text{тир.}} > U_{\text{пр. Д}}$). Однако возникают проблемы с ЭДС самоиндукции. Простейшая схема тиристорного регулятора:

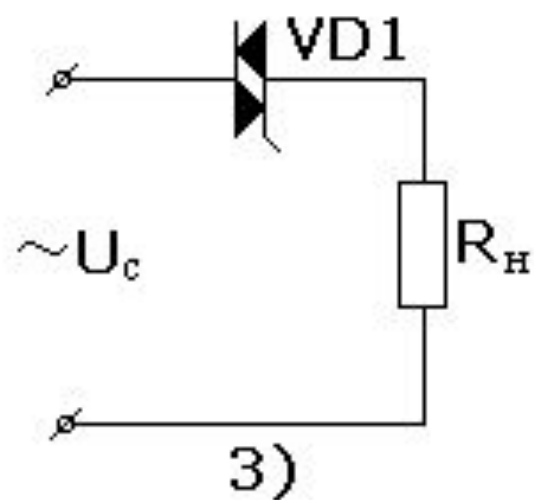
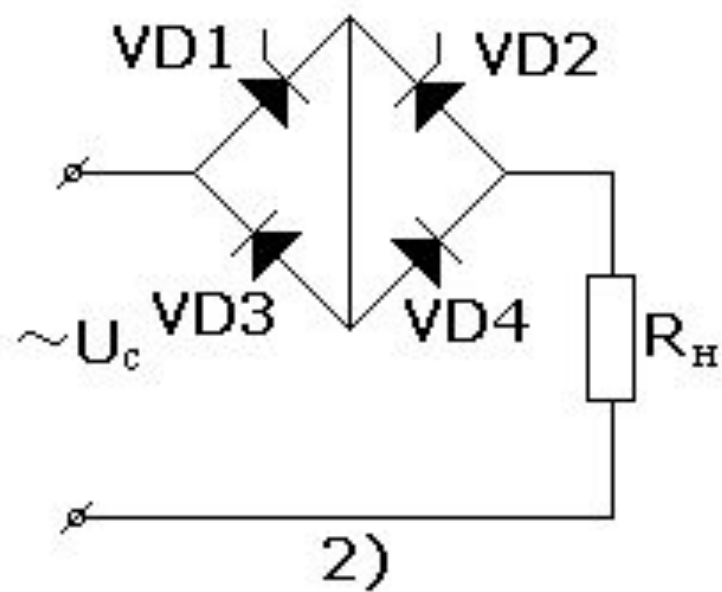
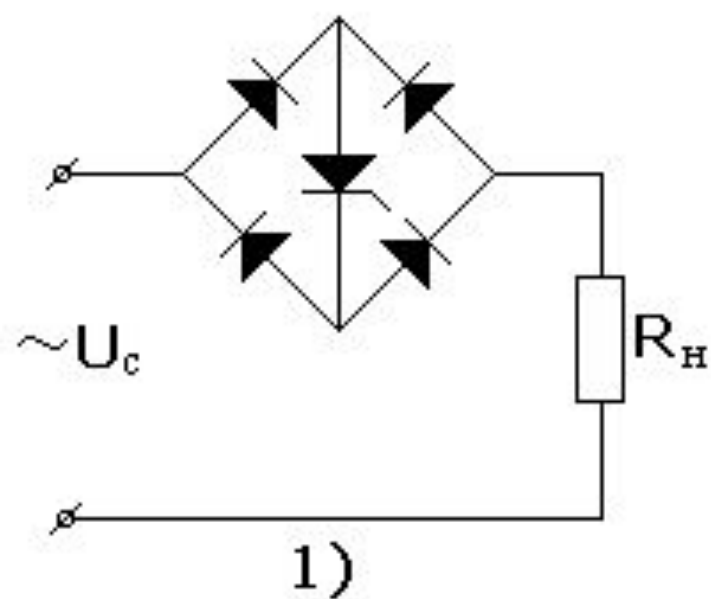


Управление встречно-параллельно включенных тиристоров осуществляет схема управления СУ, которая открывает VD1 и VD2 со сдвигом во времени, равном половине периода питающего напряжения. Момент открывания каждого тиристора относительно начала соответствующего полупериода определяется внешним сигналом управления. Изменяя его, можно регулировать напряжение на R_H вследствие изменения длительности открытого состояния каждого из тиристорov регулятора. Закрывание тиристорov происходит под действием приложенного к ним напряжения обратной полярности после момента времени, когда ток, протекающий через открытый тиристор, уменьшается до нуля.

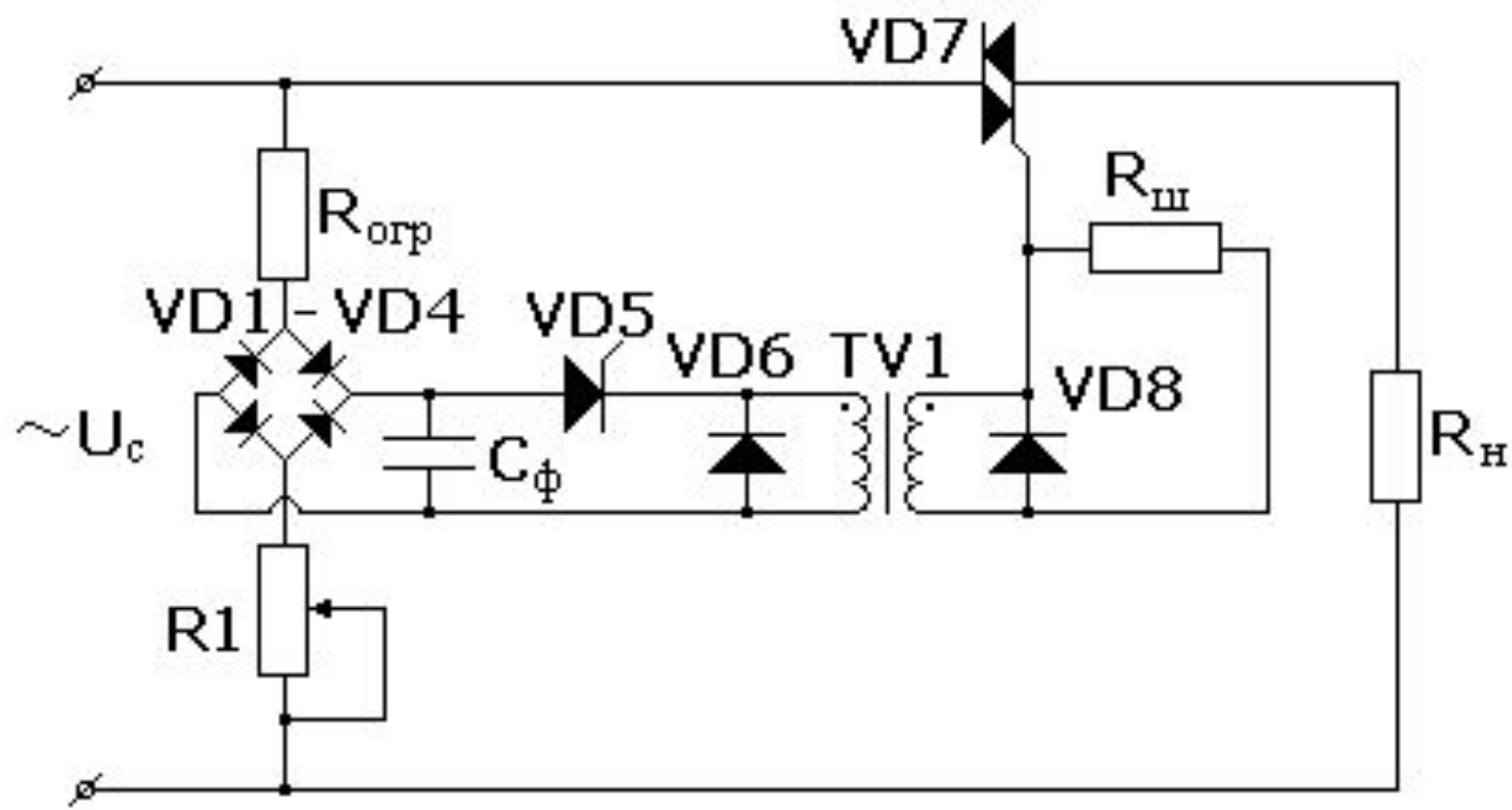
Длительность импульса управления мала, однако тиристор будет открыт до конца полупериода при $R_{H.акт.}$

При работе рассматриваемого регулятора на индуктивно – активную нагрузку ток нагрузки увеличивается медленнее и уменьшается до нулевого значения спустя некоторое время после прохождения через нулевое значение питающего напряжения.

Данный регулятор требует для управления фазосдвигающее устройство с двумя электрически изолированными друг от друга выходами. Кроме того, тиристоры должны выдерживать и прямое, и обратное напряжения, равные напряжению питания.

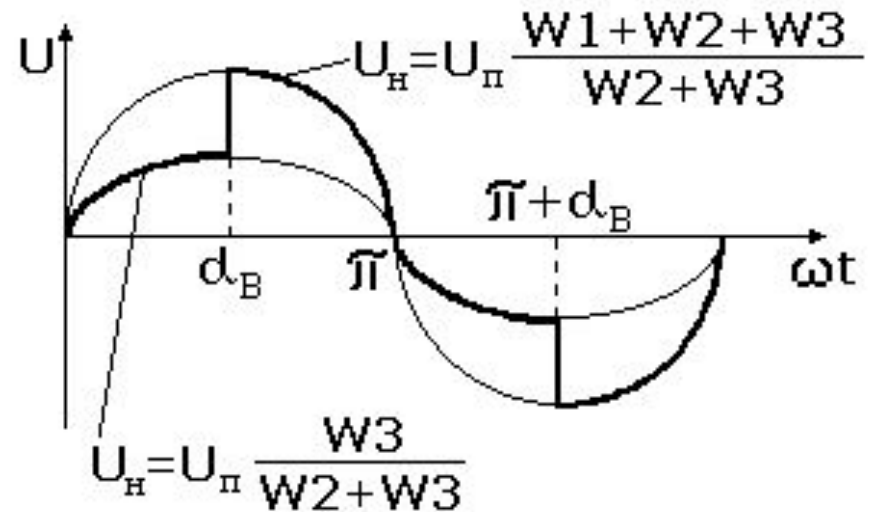
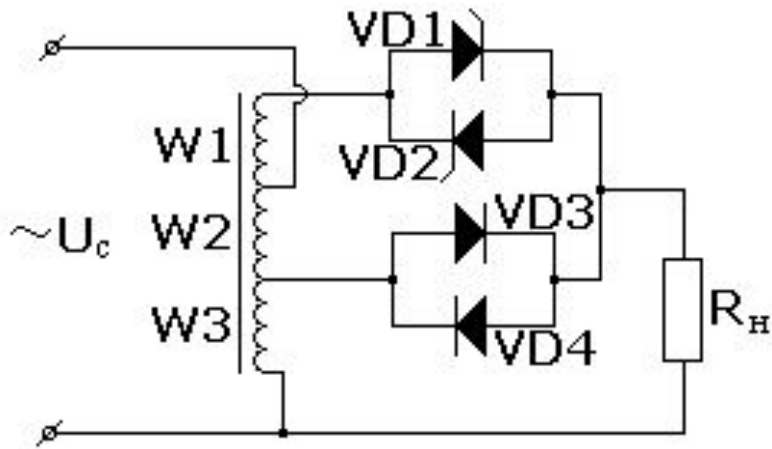


- 1) Мостовая схема с тиристором в диагонали. Здесь напряжение обратной полярности к тиристорам не прикладывается, его выключение происходит при $I_{\text{тирист}} = 0$.
- 2) Мостовая схема с двумя тиристорами с объединенными катодами. При этом не требуется друг от друга цепей управления. Схема управления упрощается.
- 3) Способность семистора (симметричного тиристора) пропускать ток в обоих направлениях и включаться в обоих направлениях от одного управляющего электрода приводит к тому, что такой регулятор содержит наименьшее число элементов и имеет наиболее простую схему управления.



К недостаткам простейших регуляторов напряжения переменного тока относятся значительные искажения формы напряжения на нагрузке, которые обусловлены принципом их действия. В процессе регулирования напряжения на нагрузке значительно изменяются его гармонические составляющие, у напряжения появляются высшие гармоники, эффективные значения которых возрастают по мере расширения пределов регулирования. Например, в интервале $0 < \alpha_v < 0,65 \cdot \pi$ при коэффициенте перекрытия фазового регулятора $\xi_{\Pi} = \pi / 0,65 \cdot \pi = 1,5$ эффективное значение третьей гармоники $U_{\text{эф}}^{3 \text{ гарм}} = 0,55 \cdot U_{\text{осн}}$, эффективное значение пятой гармоники $U_{\text{эф}}^{5 \text{ гарм}} = 0,2 \cdot U_{\text{осн}}$.

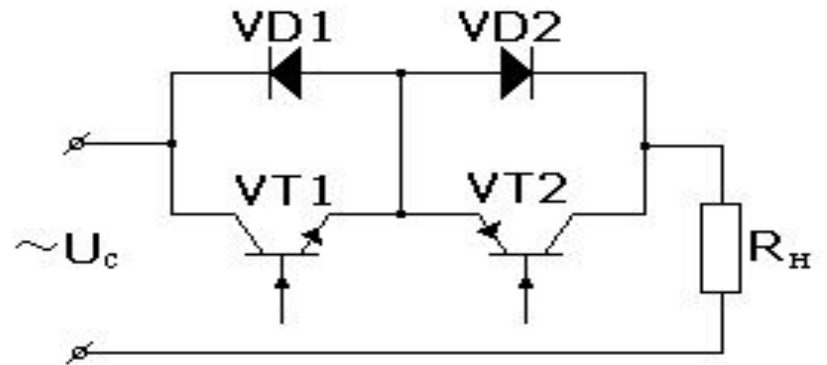
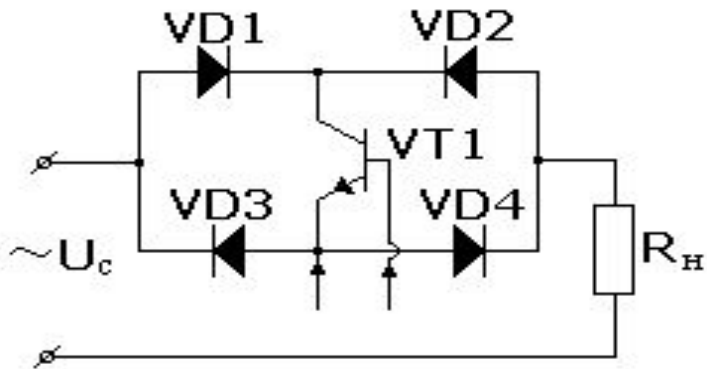
Значительно меньшее искажение формы и более высокий КПД обеспечивается в схемах регуляторов со ступенчатым регулированием:



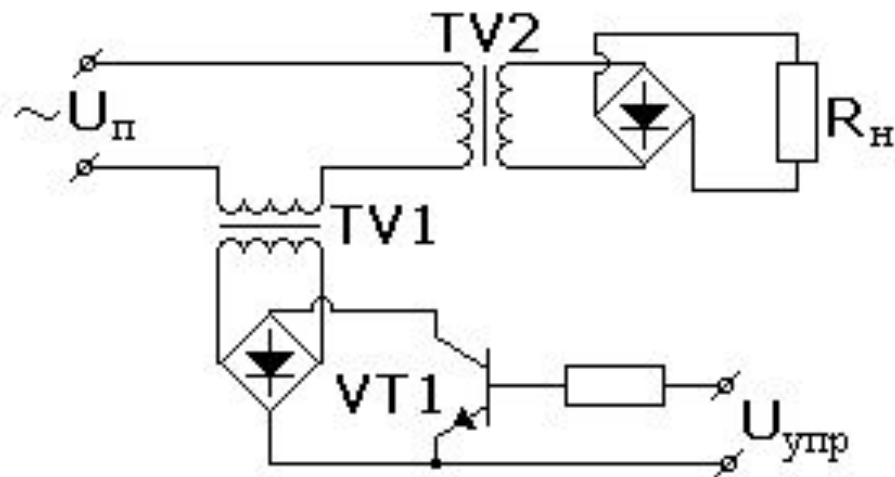
VD3 и VD4 включаются при $0 < \omega t < \alpha_B$,
 VD1 и VD2 включаются при $\alpha_B < \omega t < \pi$.

Другие регуляторы, стабилизаторы.

Транзисторные регуляторы:



Регуляторы с регулирующим трансформатором:



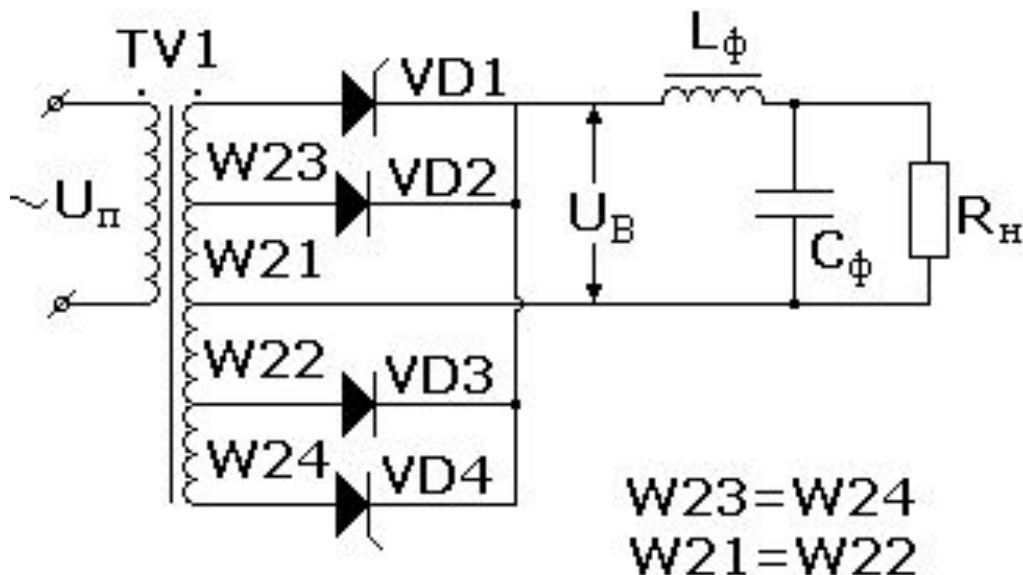
Эти регуляторы используются для питания синхронно-следящих систем, индукционных датчиков, фазочувствительных усилителей и другой аппаратуры, для которой необходимо получение синусоидального выходного напряжения с малыми нелинейными искажениями. В отличие от рассмотренных ранее, в этих регуляторах регулирование осуществляется по амплитуде.

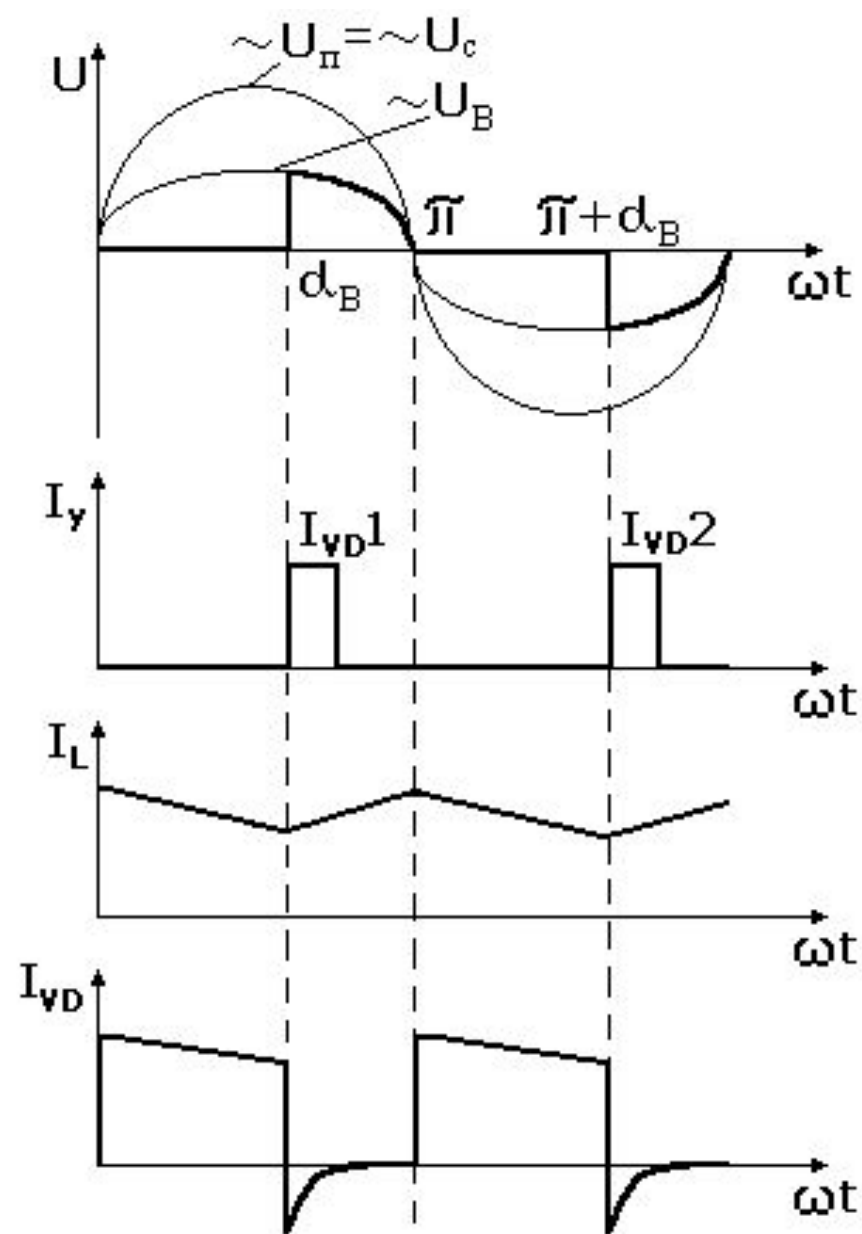
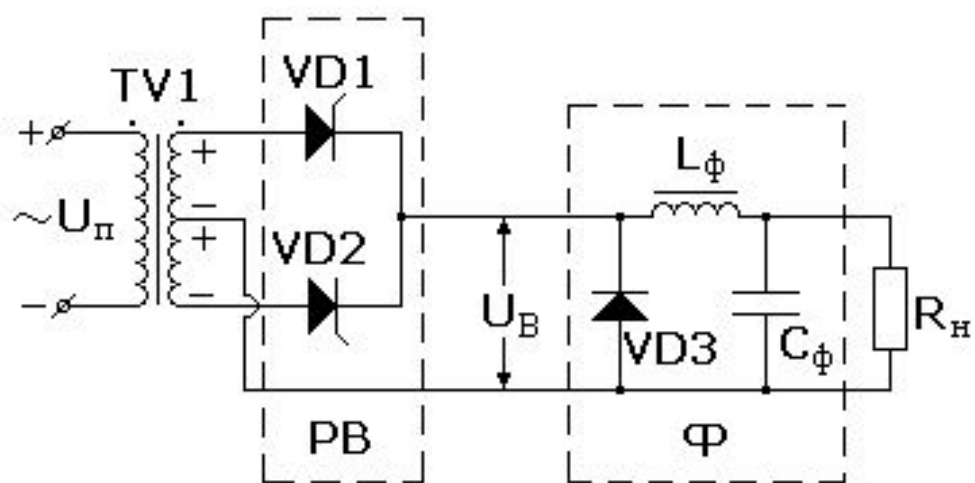
Имеются подобные схемы и для трехфазных цепей. Рассмотренные регуляторы легко преобразуются в стабилизаторы. Для этого сигнал снимается с R_n , сравнивается с опорным и через обратную связь подается на схему управления.

Регулируемые выпрямители.

Регулируемыми выпрямителями называются преобразовательные устройства, совмещающие функцию выпрямления переменного напряжения с регулированием (или стабилизацией) напряжения на нагрузке.

Простейшие схемы регулируемых выпрямителей образуются из соответствующих схем нерегулируемых выпрямителей при полной или частичной замене ПП диодов тиристорами.

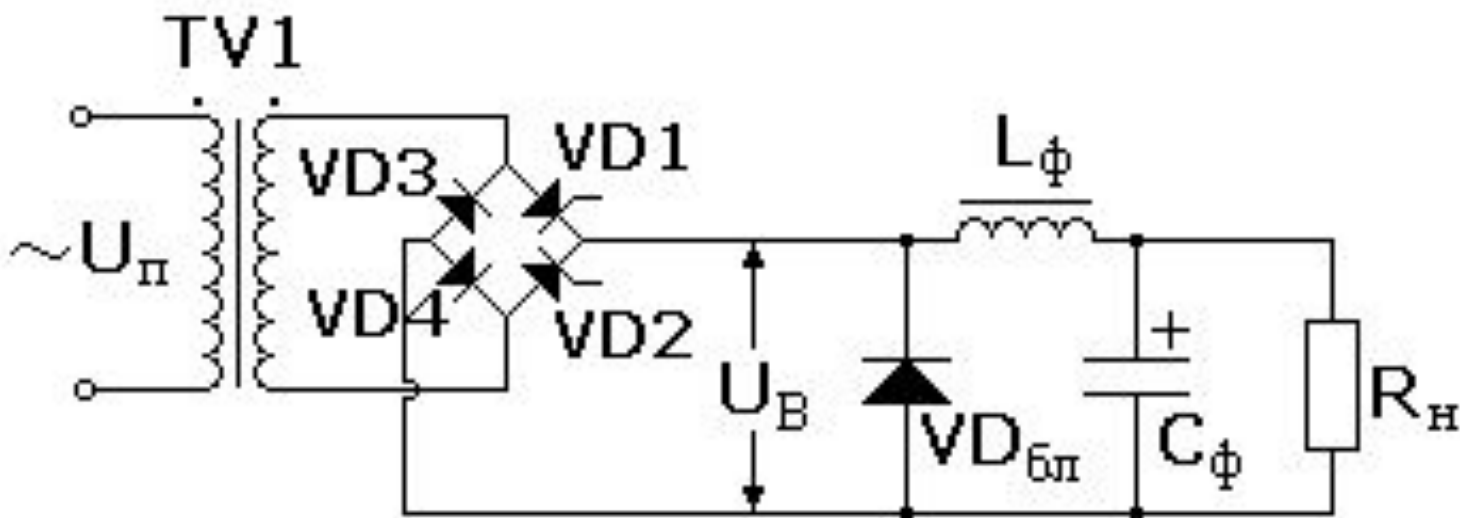




Пусть в произвольно выбранный начальный момент времени к началу первичной обмотке трансформатора TV1 прикладывают положительный потенциал. Диод VD1 тока не проводит, т. к. управляющий (открывающий) сигнал на него будет подан только спустя некоторое время $t = \alpha_B / \omega$ после смены полярности напряжения питания. При открывании тиристора VD1 (момент $\omega t_1 = \alpha_B$) через него начинает протекать ток нагрузки и ток, запасаемый элементами фильтра. Тиристор VD2 открывается также с задержкой α_B в следующем отрицательном полупериоде U_{II} . В этот момент блокировочный диод $VD_{бл}$ закрывается напряжением на вторичной обмотке TV1. $VD_{бл}$ проводит ток при выключенных VD1 и VD2. Т. о., регулировка осуществляется путем изменения задержки α_B тиристоров относительно момента прохождения питающего напряжения через свое нулевое значение.

Частным случаем такого регулирования является стабилизация выходного напряжения. Для этого создается цепь обратной связи от R_H , цепь опорного напряжения, усилитель отклонения и схема управления тиристорами.

Другие однофазные регулируемые выпрямители:

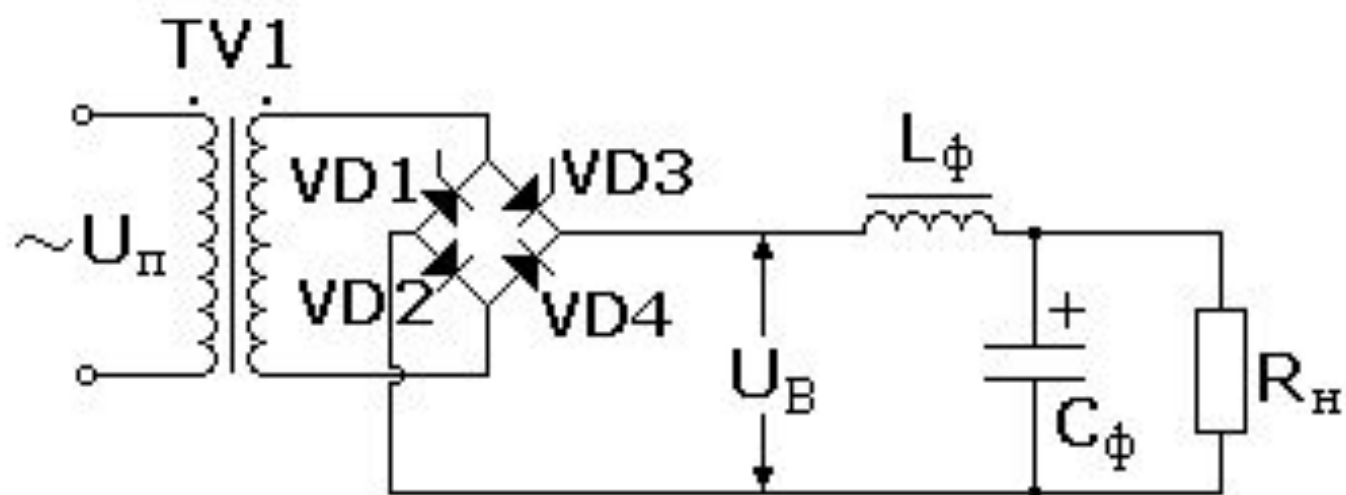


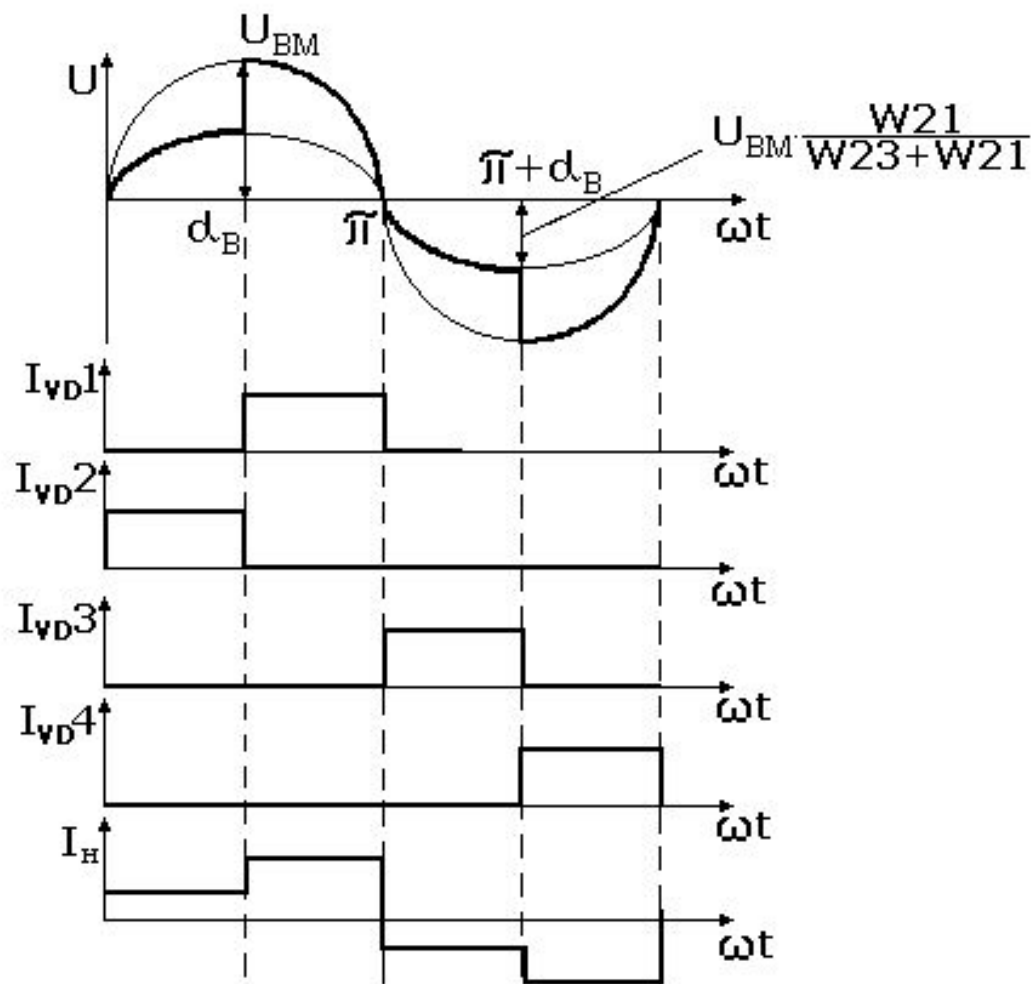
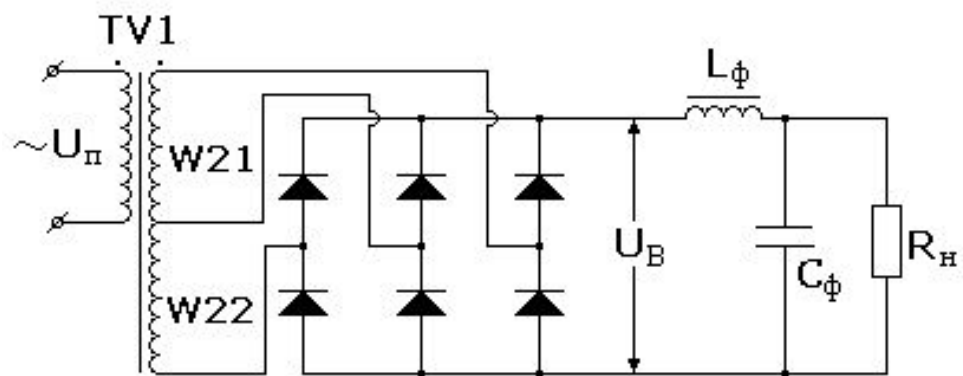
Катоды тиристоров в данной схеме объединены, что упрощает схему управления (от одного источника питания).

Роль блокировочных диодов в данной схеме выполняют диоды моста VD2 и VD4. Однако управлять тиристорами сложнее, т. к. необходимо два подвешенных (независимых изолированных) канала управления.

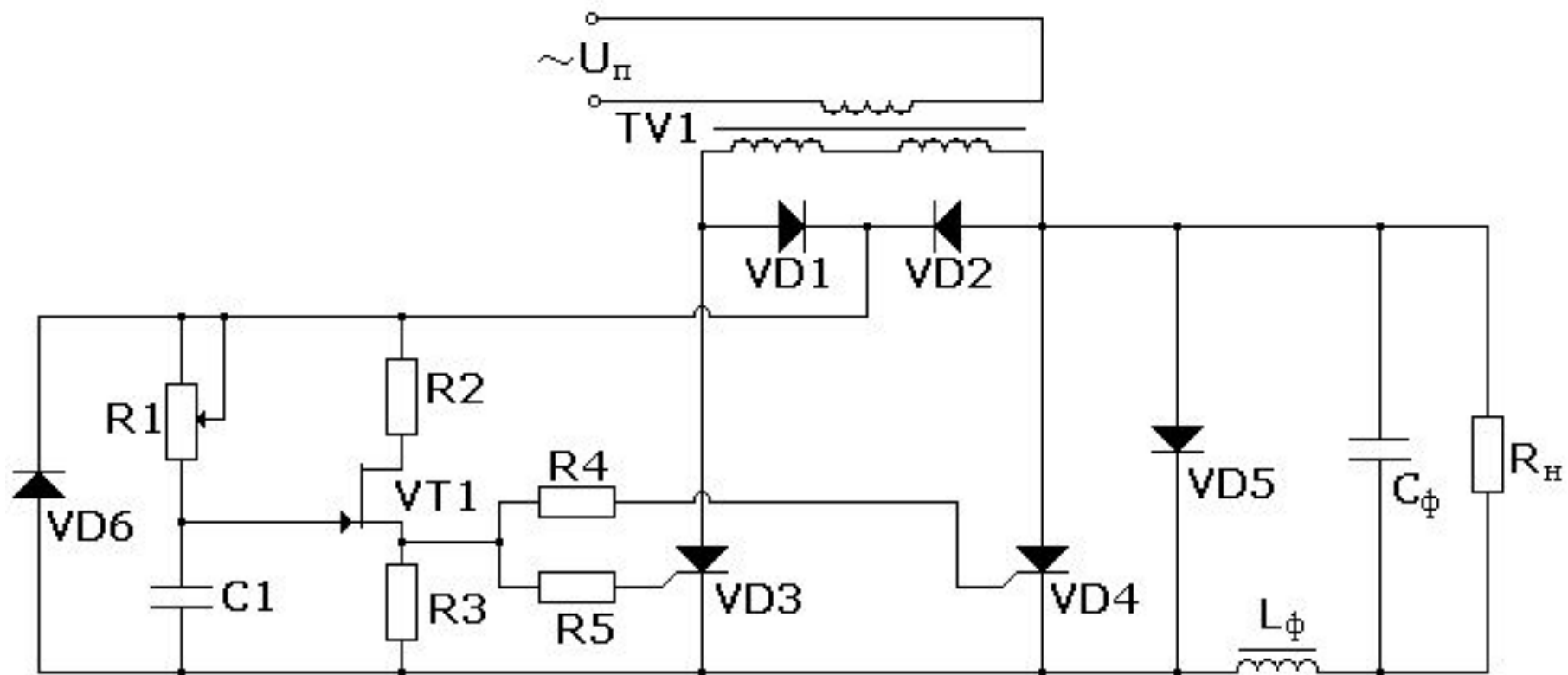
С увеличением фазового угла открывания тиристором коэффициент пульсаций резко возрастает от 0,65 до 2,5 при 150° . Для уменьшения пульсаций на входе фильтра РВ вводят дополнительные силовые элементы.

Рассмотрим две схемы усовершенствованных РВ, нашедшие широкое применение в технике электропитания устройств автоматизации и РЭА.





Пример простейшего однофазного регулируемого выпрямителя с однопереходным транзистором в схеме управления:



Все LC фильтры, по сути, являются RL-CR фильтрами. Все сглаживающие фильтры характеризуются коэффициентом сглаживания q , который можно представить как отношение амплитуды первой гармоники пульсации на входе фильтра, нормированной на постоянную составляющую, к амплитуде первой гармоники пульсаций на выходе первого или второго звена фильтра.

LC – фильтры.

Во избежание резонансных явлений рекомендуется выбирать для однозвенного фильтра $q > 3$. Необходимым условием, обеспечивающим сглаживающее действие, является соотношение между R_H и емкостным сопротивлением выходного конденсатора:

$$R_H \gg \frac{1}{\omega C},$$

где ω - частота пульсаций.

Коэффициенты сглаживания пульсаций для RC и LC фильтров:

$$q_{RC} = 2 \cdot \omega \cdot R \cdot C + 1,$$

$$q_{LC} = \omega^2 \cdot L \cdot C + 1.$$

При $r_L \ll R_H$.

При $f_c = 50 \text{ Гц} = f_{\text{пульс.}}$ $\omega^2 = 10^5$, $L \cdot C \approx 10^{-5} (q-1)$.

При выборе типа конденсаторов необходимо убедиться, что амплитудное значение пульсации на емкости (в % от $U_{\text{раб}}$) не превышает допустимого значения, указанного в ТУ на конденсатор или справочнике.

L выбирается исходя из условия предельного тока диодов выпрямителя при включении ВИЭП:

$$I_{D \max} = \frac{2 \cdot U_{0XX}}{\omega \cdot L_{\min}} \quad L_{\min} = \frac{2 \cdot U_{0XX}}{\omega \cdot I_{D \max}}$$

Для двухзвенного фильтра

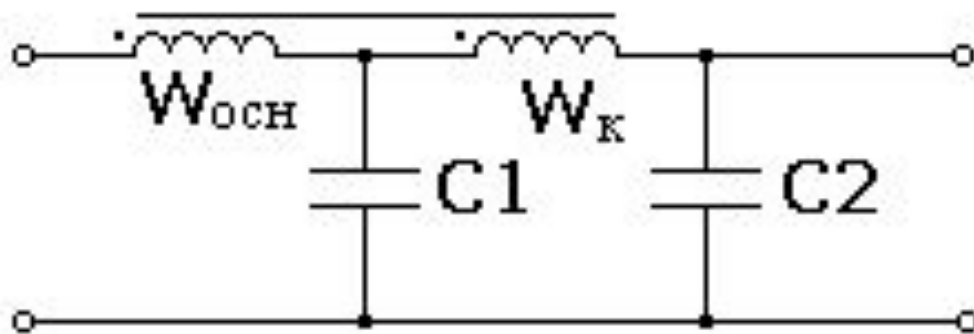
$$q = q1 \cdot q2,$$

где $q1$, $q2$ – коэффициенты сглаживания первого и второго

звена соответственно. При $L1=L2$, $C1=C2$ $L1 \cdot C1 \approx \frac{\sqrt{q}}{\omega^2}$.

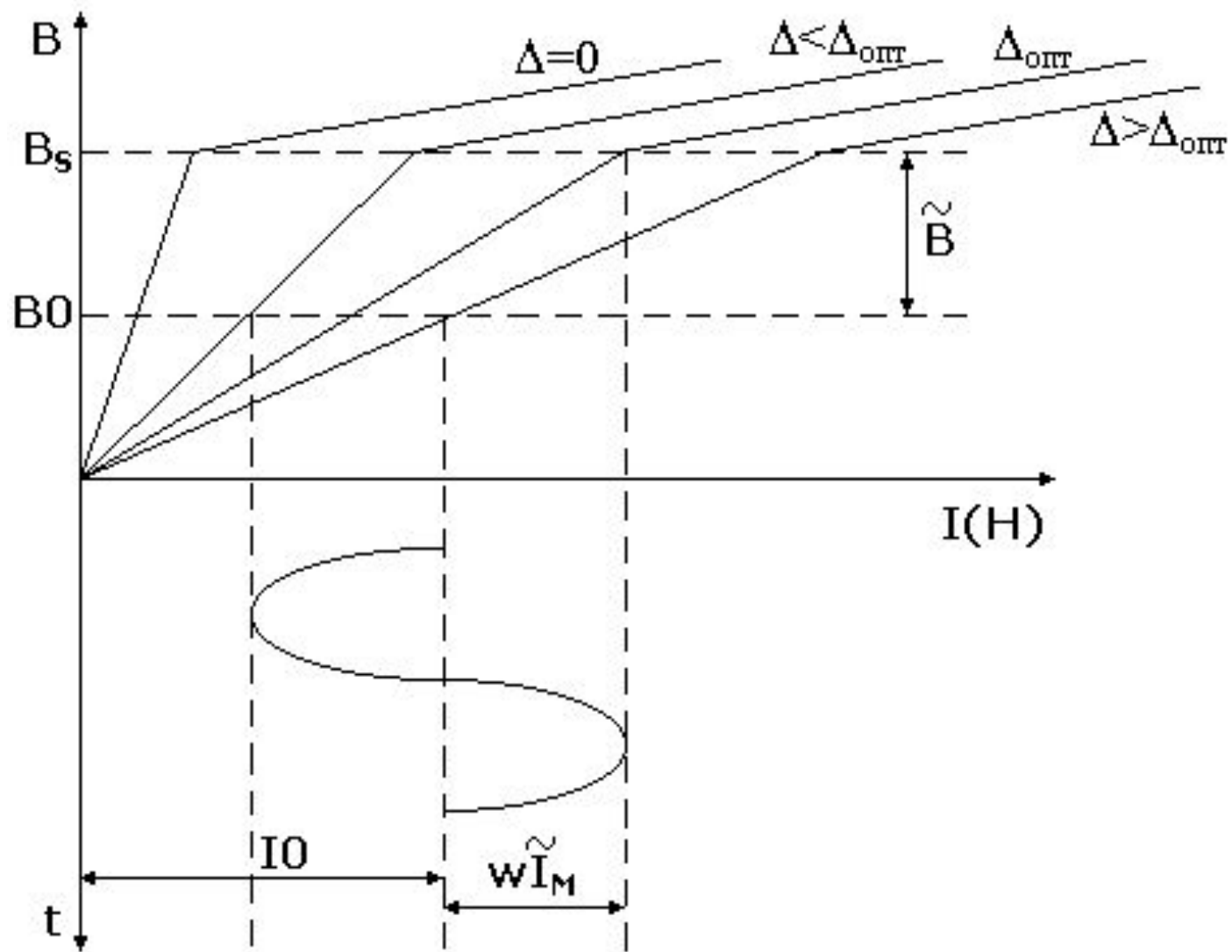
Применять двухзвенный LC фильтр целесообразно, когда $q > 16$, т. к. при этом произведение суммарной индуктивности на суммарную емкость будет меньше произведения LC однозвенного фильтра, имеющего такой же коэффициент сглаживания.

Иногда дроссели фильтра выполняются с дополнительной (компенсационной) обмоткой, которая позволяет в 2-4 раза увеличить коэффициент сглаживания при включении ее встречно с основной обмоткой:



При этом в формулы подставляют вместо q $q' = q / (2 \div 4)$. Число витков компенсационной обмотки должно быть равно $W_k = W_{осн} / q'$. Основным недостатком такого фильтра является влияние величины и характера нагрузки выпрямителя на ограничивающее действие фильтра.

Все дроссели выполняются с зазором. Всегда существует оптимальная величина зазора для данного сердечника и данной обмотки, зависящая от площади сечения, типа материала и др. факторов. Основное условие оптимизации дросселя состоит в том, чтобы при минимальном токе $(I_0 + I_{М\text{ пульс}})$ в магнитопроводе с зазором достигалось насыщение материала сердечника.



$$\Phi = L \cdot I = B_S \cdot S_M$$

$$I \cdot w = f(\Delta)$$

Индуктивность торроидального магнитопровода с равномерной намоткой:

$$L = \mu_{\text{эфф}} \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_M}{l_M} \cdot W^2$$

Для магнитопровода с зазором при $\mu_M > 10^3$ $\mu_{\text{эфф}} = l_M / \Delta$.

$$U = w \cdot S_M \frac{\partial B}{\partial t} \quad \cdot \quad H = \frac{I \cdot w}{l_M}$$

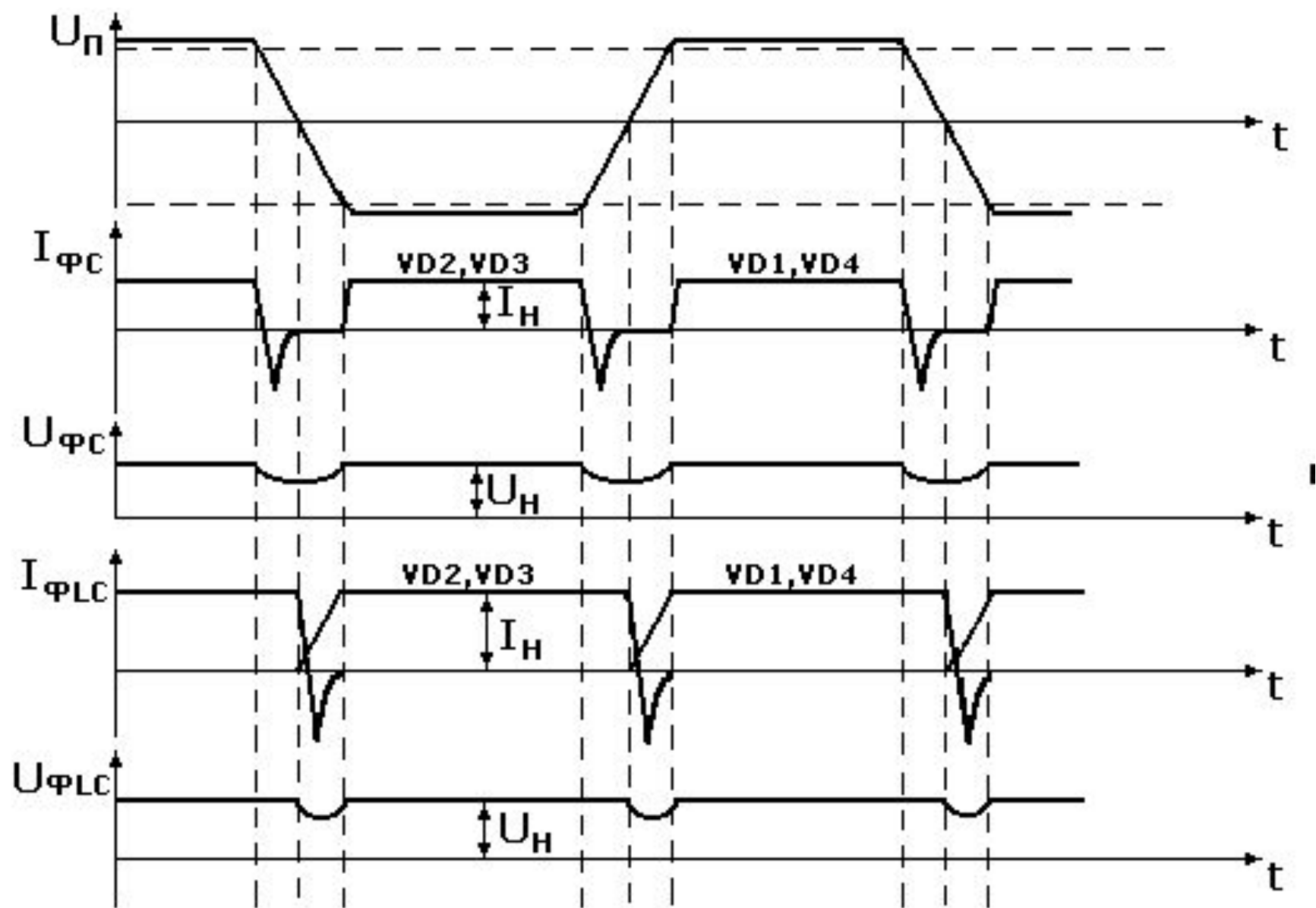
Также необходимо учитывать перенапряжения на фильтрах.

При сбросе нагрузки конденсаторы чисто емкостных фильтров заряжаются до амплитудного значения напряжения, подаваемого на выпрямитель. Для синусоидального сигнала:

$$U_c = U_B \cdot \sqrt{2} \quad \cdot$$

Пусть переменное напряжение - прямоугольной формы с длительностью фронтов t_{ϕ} . Пусть в момент времени t_1 напряжение на входе В, а следовательно, и прямой ток открытого диода Д1 (Д4) начали уменьшаться. В момент времени t_2 , когда переменное напряжение сравнялось с напряжением на нагрузке, ток через открытые диоды выпрямителя становится равным нулю, а затем изменяет свое направление.

В момент времени t_3 заканчивается процесс рассасывания избыточных носителей заряда в базовой области закрывания диода и ток через него резко падает. Длительность интервала рассасывания и амплитуда обратного тока через диоды В зависят от их инерционных свойств и скорости изменения тока ($R_{огр}$). В момент времени t_4 , когда изменившееся знак напряжение на входе В вновь станет равным U_H , открываются очередные диоды, через которые происходит подзаряд конденсатора фильтра.



При работе В на LC Ф с большой индуктивностью ток открытого диода остается практически неизменным в течение полупериода вплоть до момента смены полярности входного напряжения. В интервале рассасывания избыточных носителей заряда все диоды В оказываются в открытом состоянии.

Наибольшие пульсации - у Φ_C , т. к. при смене полярности переменное напряжение конденсатора разряжается через цепь с очень малой постоянной времени. В случае Φ_{LC} дроссель увеличивает постоянную времени разрядной цепи конденсатора (в нее входят и диоды В), и ослабляет влияние их инерционных свойств на уровень пульсаций выпрямленного напряжения.

Т. о., при использовании прямоугольной формы переменного напряжения инерционные свойства полупроводниковых диодов обуславливают коммутационные токи, потери мощности в диодах увеличиваются пропорционально увеличению частоты переменного напряжения.

