

ГЛАВА 5

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И ФИЛЬТРЫ

Составитель:
к.т.н., доцент кафедры РЛ1
Родин М.В.

Москва – 2021

СОДЕРЖАНИЕ

5.1 Общие сведения о выпрямительных устройствах	3
5.2 Трансформаторы в выпрямительных устройствах	6
5.3 Неуправляемые выпрямители напряжения	28
5.3.1 Общие замечания	—
5.3.2 Однофазные выпрямители	29
5.3.3 Многофазные выпрямители	52
5.3.4 Обеспечение надежной работы диодов	63
5.3.5 Высокочастотные выпрямители	64
5.3.6 Умножители напряжения	66
5.3.7 Сглаживающие фильтры	69
5.3.8 Бестрансформаторные схемы выпрямления напряжения	79
5.4 Управляемые выпрямители напряжения	84
5.5 Основы и порядок расчета выпрямительных устройств	97
Контрольные вопросы и задачи	111
Список литературы	115

5.1 Общие сведения о выпрямительных устройствах

Выпрямитель – это электротехническое устройство, входящее в состав источника электропитания (ИЭП), предназначенное для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока (рисунок 5.1).

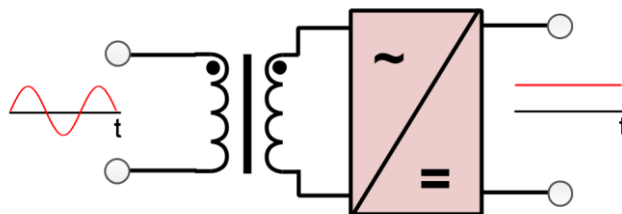


Рисунок 5.1 – Идеальный выпрямитель в составе ИЭП

Исторически необходимость в выпрямительных устройствах возникла на рубеже XIX и XX веков, когда появились электро- и радиоприборы, требующие постоянного напряжения электропитания, тогда как промышленная сеть, как известно, была переменного тока (вследствие простоты трансформации напряжения), а применение аккумуляторов и гальванических батарей, очевидно, оказалось экономически затратным.

Выпрямители принято классифицировать по ряду признаков.

1. По возможности управления уровнем напряжения: неуправляемые (осуществляют только преобразование знака напряжения) и управляемые (преобразуют не только знак, но и уровень напряжения).

2. По числу фаз источника переменного тока: однофазные и многофазные.

3. По типу выпрямительного элемента: ламповые (кенотронные), полупроводниковые, газотронные и т. д.

4. По величине выпрямленного напряжения: низкого напряжения (менее 1000 В) и высокого (свыше 1000 В).

5. По уровню выходной мощности: маломощные (менее 600 Вт), средней мощности (до 100 кВт) и большой мощности (свыше 100 кВт).

6. По числу знакопостоянных импульсов в кривой выпрямленного напряжения за период питающего напряжения: однополупериодные, двухполупериодные, m -полупериодные.

7. По назначению: бытовые, промышленные, специальные.

Выпрямитель можно представить в виде структурной схемы (рисунок 5.2), в которую входят: силовой трансформатор $СТ$, вентильный блок $ВБ$, сглаживающий фильтр $СФ$ и цепь нагрузки $Н$.

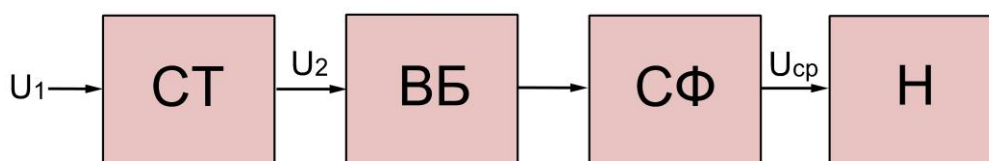


Рисунок 5.2 – Структура типового выпрямителя

$СТ$ – силовой трансформатор; $ВБ$ – вентильный блок; $СФ$ – сглаживающий фильтр;

$Н$ – цепь нагрузки

Силовой трансформатор служит для согласования входного и выходного напряжений выпрямителя. Возможны различные соединения обмоток трансформатора соответственно с различными схемами выпрямления. Напряжение вторичной обмотки трансформатора U_2 определяет среднее значение выпрямленного напряжения U_{cp} . Трансформатор позволяет одновременно гальванически развязать питающую сеть и цепь нагрузки.

Отметим, что в последнее время в связи с появившейся возможностью разрабатывать и изготавливать высоковольтные инверторы, работающие на высокой частоте и при непосредственном выпрямлении напряжения сети, используют бестрансформаторные схемы выпрямления, в которых вентильный блок присоединяют непосредственно к питающей сети.

Вентильный блок выпрямляет переменный ток. В вентильном блоке используют, как правило, полупроводниковые диоды или сборки на их основе. На выходе вентильного блока получают знакопостоянное напряжение с

высоким уровнем пульсаций, определяемым только числом фаз питающей сети и выбранной схемой выпрямления.

Сглаживающий фильтр обеспечивает требуемый уровень пульсации выпрямленного тока в цепи нагрузки. В качестве фильтра используют последовательно включаемые резистор или дроссель и параллельно включаемые конденсаторы. Иногда сглаживающий фильтр строят по более сложным схемам.

Выпрямители имеют следующие основные параметры.

1. Среднее значение выходного напряжения $u_{вых}$ (постоянная составляющая):

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{вых} dt, \quad (5.1)$$

где T – период напряжения на входе.

2. Среднее значение выходного тока $i_{вых}$ (постоянная составляющая):

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{вых} dt. \quad (5.2)$$

3. Коэффициент пульсации выходного напряжения:

$$K_{\Pi} = \frac{U_m}{U_{cp}}, \quad (5.3)$$

где U_m – амплитуда низшей (основной) гармоники выходного напряжения.

Часто коэффициент пульсаций измеряют в процентах.

Указанные параметры являются наиболее важными при использовании выпрямителя.

При проектировании выпрямителей широко применяют также следующие параметры, характеризующие их внутренние особенности.

1. Действующее значение $U_{вх}$ входного напряжения выпрямителя.

2. Максимальное обратное напряжение $U_{обр.макс}$ на отдельном вентиле.

Это напряжение принято выражать через напряжение U_{cp} .

3 Среднее значение $I_{д.ср}$ тока отдельного вентиля.

4. Максимальное (амплитудное) значение $I_{д.макс}$ тока отдельного вентиля.

Токи $I_{д.ср}$ и $I_{д.макс}$ принято выражать через $I_{ср}$. Значение $U_{обр.макс}$ используют для выбора вентиля по напряжению. Значения $I_{д.ср}$ и $I_{д.макс}$ используют для выбора вентиля по току. Здесь следует иметь в виду, что вследствие малой тепловой инерционности полупроводникового вентиля он может выйти из строя даже в том случае, когда его средний ток $I_{д.ср}$ мал, но велик максимальный ток $I_{д.макс}$.

В случае если в выпрямительном устройстве используется трансформатор, то к перечисленным выше параметрам добавляются параметры, определяющие выбор трансформатора: U_2 – действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора (совпадает с действующим значением $U_{вх}$ входного напряжения выпрямителя), I_2 – действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора, P_T – расчётная (габаритная) мощность трансформатора.

Таким образом, задавшись значением напряжения на выходе выпрямителя $U_{ср}$ и значением номинального тока в нагрузке (средним значением выпрямленного тока) $I_{ср}$, можно определить напряжение вторичной обмотки трансформатора, ток во вторичной обмотке, максимально допустимый ток вентиля и обратное напряжение на вентилях. Определение перечисленных характеристик выпрямительного устройства обычно называют его *расчетом*.

5.2 Трансформаторы в выпрямительных устройствах

Исторически прослеживается закономерность применения совместно с выпрямителями силовых трансформаторов. Это обусловлено главным образом тем, что основным источником электроснабжения является промышленная сеть переменного тока 230 В 50 Гц, а та или иная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) требует преимущественно низковольтного электропитания постоянным током. Ранее такое преобразование электроэнергии широко осуществляли с

помощью линейных ИЭП, в которые, как раз, и входили трансформаторные выпрямители.

Совместное применение силового трансформатора и выпрямителя требует соответствующих расчётов напряжений и токов как в цепях выпрямителя, так и в обмотках трансформатора. Рассмотрим далее электромагнитные процессы, протекающие в силовом трансформаторе, а также его расчёт.

В общем случае расчётные мощности P_1 и P_2 обмоток трансформатора определяются кажущейся мощностью обмоток переменного тока:

$$P_1 = m_1 U_1 I_1, \quad (5.4)$$

$$P_2 = m_2 U_2 I_2, \quad (5.5)$$

где m_1, m_2 – число фаз на первичной и вторичной стороне трансформатора; U_1 и U_2 – действующие значения напряжения на первичной и вторичной стороне трансформатора соответственно; I_1 и I_2 – действующие значения тока на первичной и вторичной стороне трансформатора соответственно.

Расчётная (типовая) мощность трансформатора P_T равна полусумме расчётных мощностей обмоток. В случае двух обмоток расчётная мощность может быть найдена как:

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}, \quad (5.6)$$

Расчётные мощности определяют расход активных материалов (стали, меди), необходимых для разработки трансформатора. Силовые трансформаторы для ИЭП изготавливают на мощности от долей вольт-ампер до десятков тысяч киловольт-ампер.

В идеальном трансформаторе ток в первичной обмотке не может течь, если цепь вторичной обмотки разомкнута. В реальном же трансформаторе, когда вторичная обмотка разомкнута, создаётся режим холостого хода (рисунок 5.3).

Холостым ходом трансформатора называется такой предельный режим его работы, когда к первичной обмотке подводится номинальное напряжение, а вторичная обмотка разомкнута, следовательно, ток в ней равен нулю ($I_2 = 0$).

При равенстве вторичного тока нулю, электродвижущая сила (ЭДС) индукции в первичной обмотке практически полностью компенсирует напряжение на входе, поэтому ток, протекающий через первичную обмотку, равен переменному току намагничивания, нагрузочные токи отсутствуют. Для трансформатора с сердечником из магнитомягкого материала (ферромагнитного материала, трансформаторной стали) ток холостого хода характеризует величину потерь в сердечнике (на вихревые токи и на гистерезис) и реактивную мощность перемагничивания магнитопровода. Мощность потерь P_0 можно вычислить, умножив активную составляющую тока холостого хода на напряжение, подаваемое на трансформатор. Для трансформатора без ферромагнитного сердечника потери на перемагничивание отсутствуют, а ток холостого хода определяется сопротивлением индуктивности первичной обмотки, которое пропорционально частоте переменного тока и величине индуктивности.

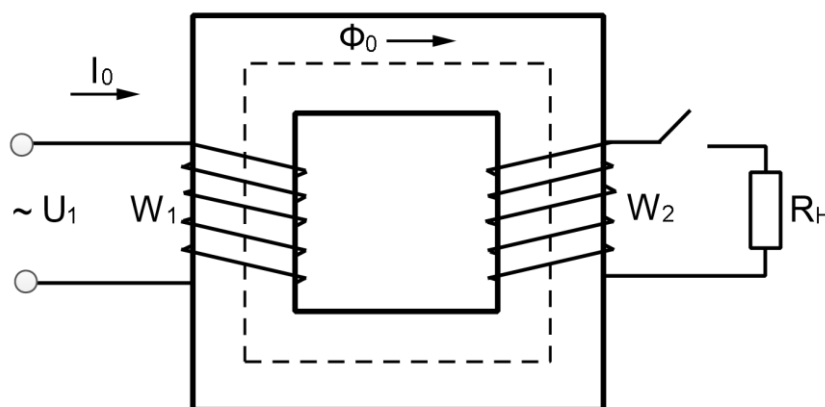


Рисунок 5.3 – Трансформатор в режиме холостого хода

U_1 – действующее значение напряжения сети; I_0 – ток холостого хода в первичной обмотке;

Φ_0 – переменный магнитный поток; W_1 и W_2 – первичная и вторичная обмотки

соответственно; R_H – сопротивление нагрузки

Итак, при подключении первичной обмотки к сети с действующим значением напряжения U_1 через неё протекает ток холостого хода I_0 . Этот ток по закону Фарадея возбуждает в сердечнике трансформатора переменный магнитный поток Φ_0 , который пронизывает витки первичной и вторичной обмоток и индуцирует в каждой из них ЭДС:

$$\varepsilon_1 = -W_1 \frac{d\Phi_0}{dt}, \quad (5.7)$$

$$\varepsilon_2 = -W_2 \frac{d\Phi_0}{dt}, \quad (5.8)$$

где W_1 и W_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно.

Если сердечник не насыщен, то Φ_0 изменяется по синусоидальному закону:

$$\Phi_0 = \Phi_{\text{макс}} \sin \omega t, \quad (5.9)$$

где $\Phi_{\text{макс}}$ – максимальная амплитуда магнитного потока.

Тогда ЭДС в первичной обмотке будет иметь вид

$$\varepsilon_1 = -W_1 \omega \Phi_{\text{макс}} \cos \omega t = E_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (5.10)$$

где E_{1m} – максимальная амплитуда ЭДС в первичной обмотке.

Действующее значение ЭДС найдём как

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2W_1 \pi f_c \Phi_{\text{макс}}}{\sqrt{2}} = 4,44 W_1 f_c \Phi_{\text{макс}}, \quad (5.11)$$

где f_c – частота питающей сети.

Аналогично получим ЭДС и для вторичной обмотки:

$$E_2 = 4,44 W_2 f_c \Phi_{\text{макс}}. \quad (5.12)$$

Поделив (5.11) на (5.12), получим коэффициент трансформации:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{W_1}{W_2} = n. \quad (5.13)$$

Отметим, что в идеальном трансформаторе отсутствуют потери энергии на гистерезис, вихревые токи и потоки рассеяния обмоток. Также считается,

что магнитный поток Φ , создаваемый первичной обмоткой, полностью охватывается вторичной обмоткой. В этом случае говорят, что коэффициент связи обмоток равен единице.

В идеальном трансформаторе все силовые линии проходят через все витки обеих обмоток, и, поскольку изменяющееся магнитное поле порождает одну и ту же ЭДС в каждой витке, суммарная ЭДС, индуцируемая в обмотке, пропорциональна полному числу её витков. Такой трансформатор всю поступающую электроэнергию из первичной цепи трансформирует в магнитное поле и затем в электроэнергию вторичной цепи. В этом случае поступающая электроэнергия равна преобразованной энергии:

$$P_1 = U_1 I_1 = P_2 = U_2 I_2. \quad (5.14)$$

Отсюда получим уравнение идеального трансформатора:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{W_2}{W_1} = n. \quad (5.15)$$

В реальном трансформаторе кроме основного потока Φ_0 существует ещё слабый поток рассеяния Φ_s , замыкающийся по воздуху. Этот поток индуцирует в первичной обмотке ЭДС рассеяния E_{s1} . Он обусловлен тем, что магнитный поток сердечника неравномерно пронизывает различные витки обеих обмоток.

За счёт активного сопротивления R_l первичной обмотки падение напряжения на этом сопротивлении составит $U_l = I_0 R_l$. На основании второго закона Кирхгофа можно записать:

$$U_1 = -(E_1 + E_{s1}) + I_0 R_l, \quad (5.16)$$

где R_l – активное сопротивление первичной обмотки.

Так как $E_{s1} \ll E_1$, а R_l обычно мало, то коэффициент трансформации при холостом ходе можно определить как

$$n \approx \frac{U_1}{U_2}. \quad (5.17)$$

Обычно коэффициент трансформации принято определять как отношение

бóльшей ЭДС к мёньшей независимо от того, какая из обмоток является первичной ($n \geq 1$).

Итак, ток холостого хода трансформатора имеет две составляющие – намагничивающую с действующим значением $I_{0\mu}$, создающую основной магнитный поток Φ_0 , и активную составляющую I_{0a} , эквивалентную потерям в стали магнитопровода.

Так как сталь трансформатора насыщена (например, в силовых трансформаторах), магнитный поток трансформатора не пропорционален намагничивающему току. Поэтому при синусоидальном потоке Φ_0 намагничивающий ток $I_{0\mu}$ является несинусоидальным.

Обычно $I_{0a} \leq 0,1I_0$, поэтому I_{0a} оказывает ничтожное влияние на величину тока холостого хода I_0 . Угол α , на который поток Φ_0 отстает от тока I_0 , называется углом магнитного запаздывания ($\alpha = 2-4^\circ$). Поэтому можно считать, что $I_0 \approx I_{0\mu}$, т. е. при холостом ходе трансформатор из сети в основном потребляет намагничивающий ток.

При холостом ходе ток $I_2 = 0$ и полезная мощность трансформатора равна нулю, т. е. трансформатор не совершает полезной работы. Поэтому мощность, потребляемая трансформатором, расходуется на покрытие потерь холостого хода, которые состоят из потерь в проводниках (меди) первичной обмотки (в малой степени) и потерь в стали сердечника (преимущественно), причем последние пропорциональны квадрату магнитной индукции.

По данным опыта холостого хода, из которого определяют U_1 , I_0 и P_0 , обычно составляют последовательную схему замещения трансформатора. Параметры схемы замещения рассчитывают по следующим формулам:

$$z_m = \frac{U_1}{I_0}; r_m = \frac{P_0}{I_0^2}; x_m = \sqrt{z_m^2 - r_m^2}. \quad (5.18)$$

Сопротивления z_m , r_m , x_m называют параметрами намагничивающего контура.

Таким образом, из режима холостого хода можно определить ток холостого хода, потери холостого хода, коэффициент трансформации и параметры намагничивающего контура.

При подключении к вторичной обмотке нагрузки создаётся *рабочий режим трансформатора* (рисунок 5.4). Во вторичной цепи возникает ток нагрузки, создающий магнитный поток в магнитопроводе, направленный противоположно магнитному потоку, создаваемому первичной обмоткой. В результате в первичной цепи нарушается равенство ЭДС индукции и ЭДС источника напряжения на входе, что приводит к увеличению тока в первичной обмотке до тех пор, пока магнитный поток не достигнет практически прежнего значения.

Итак, в обмотках появляются токи I_1 и I_2 , а в его магнитопроводе – магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 . Так как причиной появления потока Φ_2 является поток Φ_1 , то оба потока на основании закона Ленца направлены встречно. При увеличении тока I_1 поток Φ_2 увеличивается, суммарный поток $\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$ уменьшается. Индуцированные суммарным магнитным потоком ЭДС E_1 и E_2 тоже уменьшаются.

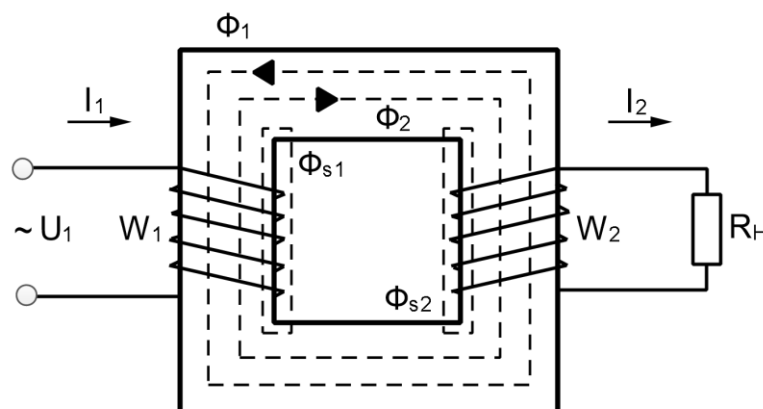


Рисунок 5.4 – Трансформатор в рабочем режиме

U_1 – действующее значение напряжения сети; I_1 – токи в первичной и вторичной обмотках соответственно; Φ_1 и Φ_2 – переменные магнитные потоки в магнитопроводе; Φ_{s1} и Φ_{s2} – магнитные потоки рассеяния; W_1 и W_2 – первичная и вторичная обмотки соответственно; R_H – сопротивление нагрузки

Первичная обмотка включается в сеть и работает в режиме потребления, а вторичная работает в режиме генератора, следовательно, и уравнения их различны:

$$U_1 = I_1 z_1 - E_1; U_2 = E_2 - I_2 z_2, \quad (5.19)$$

где z_1 и z_2 – полные сопротивления первичной и вторичной обмоток соответственно.

Если раскрыть полное сопротивление обмоток, то можно записать:

$$U_1 = -E_1 + I_1 R_1 + jI_1 x_1; U_2 = E_2 - I_2 R_2 + jI_2 x_2, \quad (5.20)$$

где x_1 и x_2 – реактивные составляющие полного сопротивления первичной и вторичной обмоток соответственно.

Уменьшение E_1 вызывает увеличение I_1 , а следовательно, потока Φ_1 и суммарного потока Φ .

Таким образом, изменения Φ , вызванные увеличением I_2 , взаимно компенсируются, в результате чего Φ остаётся практически неизменяемым и равным потоку при холостом ходе.

Поскольку $\Phi = const$, то неизменна и магнитодвижущая сила (МДС), создающая этот поток (при холостом ходе $W_1 I_0$, под нагрузкой $W_1 I_1 + W_2 I_2$).

Следовательно,

$$W_1 I_0 = W_1 I_1 + W_2 I_2. \quad (5.21)$$

Это уравнение обычно называют уравнением равновесия МДС. Разделив левую и правую часть (5.21) на W_1 , получим:

$$I_0 = I_1 + \frac{W_2}{W_1} I_2 = I_1 + \frac{1}{n} I_2. \quad (5.22)$$

Если пренебречь потерями мощности в обмотках и магнитопроводе, то мощность первичной обмотки равна мощности вторичной обмотки, то есть:

$$E_1 I_1 \approx E_2 I_2, \quad (5.23)$$

откуда

$$\frac{E_1}{E_2} \approx \frac{I_2}{I_1} \approx n. \quad (5.24)$$

Для удобства построения векторных диаграмм и возможности построения эквивалентных схем вторичную обмотку приводят к первичной обмотке, то есть полагают, что вместо вторичной обмотки с потоком W_2 есть обмотка с потоком W_1 , но при этом мощности, энергии и фазовые углы в приведённой и реальной обмотке должны быть равны. Например, ЭДС приведённой обмотки:

$$E'_2 = E_2 \frac{W_1}{W_2} = E_2 n. \quad (5.25)$$

Коротким замыканием называется такой предельный режим работы трансформатора, когда к первичной обмотке подведено какое-либо напряжение, а вторичная обмотка замкнута накоротко, следовательно, вторичное напряжение U_2 равно нулю.

В условиях эксплуатации, когда к трансформатору подведено номинальное напряжение, короткое замыкание во вторичной обмотке является аварийным режимом, так как при этом в обмотках возникают токи, в 10-20 раз превышающие их номинальное значение. Эти токи резко повышают температуру обмотки, а электромагнитные силы значительно возрастают. Поэтому трансформатор должен обладать необходимой механической и термической прочностью. В его схеме должна быть предусмотрена защита, способная отключить от сети короткозамкнутый трансформатор.

Опыт короткого замыкания, когда к первичной обмотке подводится пониженное напряжение U_1 , при котором токи в обмотках равны номинальным, дает возможность определить напряжение короткого замыкания $U_{кз}$; мощность, идущую на покрытие потерь при коротком замыкании $P_{кз}$; параметры короткого замыкания z_k , x_k и r_k .

Напряжение короткого замыкания имеет важное значение и указывается на щитке трансформатора наряду с другими его номинальными данными.

Обычно оно составляет 5,5...10,5% от номинального. Причем с увеличением мощности и напряжения трансформатора напряжение короткого замыкания увеличивается.

При коротком замыкании напряжение $U_2 = 0$ и полезная мощность трансформатора равна нулю, т. е. трансформатор не совершает полезной работы. Поэтому мощность, которую трансформатор потребляет при коротком замыкании, расходуется на покрытие потерь, состоящих из потерь в проводниках (меди) первичной и вторичной обмоток. Потерями в стали пренебрегают потому, что при опыте короткого замыкания напряжение U_1 уменьшается в 20-30 раз по сравнению с опытом холостого хода, и потери в стали уменьшаются в 400-900 раз.

Параметры короткого замыкания определяют по следующим формулам:

$$z_k = \frac{U_{кз}}{I_1}; r_k = \frac{P_{кз}}{I_1^2}; x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}. \quad (5.26)$$

Как правило, в трансформаторах имеют место следующие виды потерь: потери в сердечнике и потери в обмотках. Степень потерь в трансформаторе зависит, главным образом, от качества, конструкции и материала "трансформаторного железа" (электротехническая сталь). Потери в стали состоят в основном из потерь на нагрев сердечника, на гистерезис и вихревые токи. Потери в трансформаторе, где "железо" монолитное, значительно больше, чем в трансформаторе, где оно составлено из многих секций (так как в этом случае уменьшается количество вихревых токов). На практике монолитные стальные сердечники не применяются. Для снижения потерь в магнитопроводе трансформатора магнитопровод может изготавливаться из специальных сортов трансформаторной стали с добавлением кремния, который повышает удельное сопротивление железа электрическому току, а сами пластины лакируются для изоляции друг от друга.

Кроме "потерь в железе", в трансформаторе присутствуют "потери в

меди", обусловленные ненулевым активным сопротивлением обмоток (которое зачастую невозможно сделать пренебрежимо малым, потому что требует увеличения сечения провода, что приводит к увеличению необходимых габаритов сердечника). "Потери в меди" приводят к нагреву обмоток при работе под нагрузкой и нарушению соотношения между количеством витков и напряжением обмоток, верного для идеального трансформатора

На рисунке 5.5 приведена эквивалентная схема реального трансформатора. Индуктивность рассеяния первичной L_{s1} и вторичной L_{s2} обмоток и индуктивность намагничивания L_M создают проблемы, связанные с тем, что нужно обеспечивать путь току дросселя при запирации вентиля (осуществлять так называемый сброс магнитной индукции в сердечнике). Ёмкости каждой из обмоток образуют с индуктивностями рассеяния резонансные цепи, которые генерируют шумы при отпирании и запирации вентиля. Правильно спроектированный трансформатор имеет почти нулевые индуктивности рассеяния и очень большую индуктивность намагничивания.

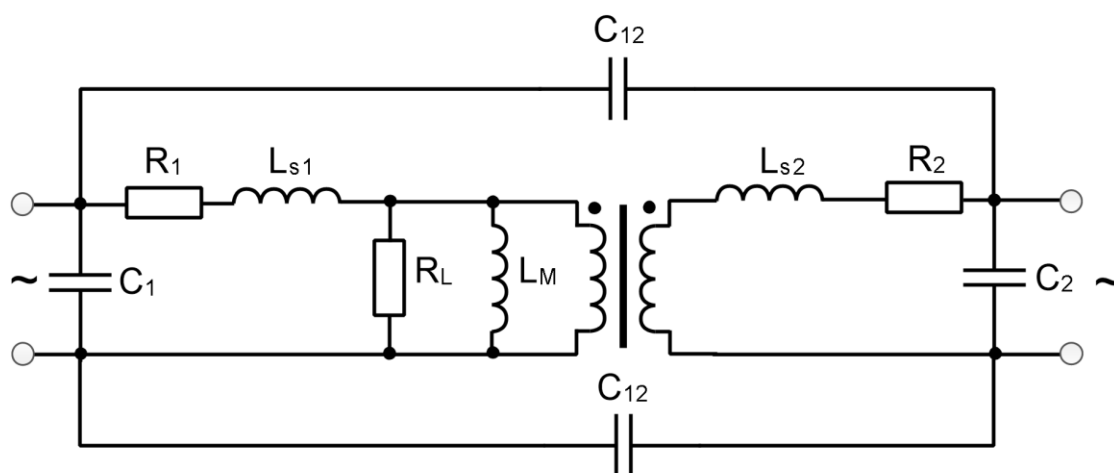


Рисунок 5.5 – Эквивалентная схема реального трансформатора

C_1 – ёмкость первичной обмотки; R_1 – сопротивление первичной обмотки;

L_{s1} – индуктивность рассеяния первичной обмотки; R_L – эквивалентное сопротивление потерь в сердечнике; L_M – индуктивность намагничивания; C_{12} – междуобмоточная ёмкость; R_2 – сопротивление вторичной обмотки; L_{s2} – индуктивность рассеяния вторичной обмотки;

C_2 – ёмкость вторичной обмотки

Также следует иметь в виду, что вследствие того, что в трансформаторе имеется паразитная ёмкость между обмотками, переменное напряжение со стороны нагрузки (например, высокочастотный шум) может передаваться на вход трансформатора и далее в сеть. Чтобы этого не происходило, трансформаторы экранируют.

В общем случае рабочие параметры трансформатора могут быть определены при работе под нагрузкой. Однако при этом расходуется много электроэнергии и не обеспечиваются необходимая точность результатов измерений.

Некоторые рабочие параметры могут быть определены по данным опыта холостого хода и короткого замыкания.

При холостом ходе измеряют U_1 , U_2 , I_0 и мощность $P_0 = U_1 I_0$.

Далее определяют:

- коэффициент трансформации: $n = U_1 / U_2$;
 - потери в стали (потери на гистерезис и вихревые токи): $P_{cm} = P_0$ (ваттметром);
 - сопротивление трансформатора при холостом ходе: $z_0 = U_1 / I_0$,
- $$R_0 = P_0 / I_0^2, \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - R_0^2}.$$

При коротком замыкании измеряют напряжение короткого замыкания на первичной обмотке $U_{K3} = (0,05 \dots 0,1) U_H$, при этом $I_1 = I_{1H}$ и $I_2 = I_{2H}$, и мощность P_{K3} , потребляемую трансформатором, ваттметром. Индекс "н" означает номинальные значения, указанные на трансформаторе.

Далее определяют:

- потери в проводах обмотки (в меди) $P_M = P_{K3}$, так как потери в стали малы вследствие малости магнитного потока (U_1 малó);
- полное, активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания:

$$z_{K3} = U_{K3} / I_1, \quad r_{K3} = P_{K3} / I_1^2, \quad x_{K3} = \sqrt{z_{K3}^2 - r_{K3}^2};$$

- полная отдаваемая мощность указывается в паспорте трансформатора (номинальная) и на щитке: $P_H = U_2 I_{2H}$;

- полная потребляемая мощность: $P_1 = U_1 I_1$;

- активная потребляемая мощность: $P_1 = P_2 + P_{cm} + P_M$;

Эффективность передачи энергии через трансформатор характеризуется его коэффициентом полезного действия (КПД), то есть отношением активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к активной мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{cm} + P_M}. \quad (5.27)$$

В трансформаторах выпрямительных устройств за счёт протекания постоянной составляющей тока по вторичным обмоткам $U_1 I_1 \neq U_2 I_2$.

Магнитопровод трансформатора обычно выбирают по типовой (габаритной) мощности.

Из-за постоянного подмагничивания изменение напряжённости магнитного поля происходит на нелинейном участке кривой зависимости напряжённости от магнитного потока, что приводит к значительным искажениям напряжённости и напряжения во вторичной обмотке. Влияние постоянного подмагничивания можно уменьшить, если включить две вторичные обмотки таким образом, чтобы постоянные составляющие протекающих по ним токов имели противоположное направление, в этом случае постоянные магнитные потоки будут компенсировать друг друга.

Коэффициент нагрузки трансформатора – отношение тока при любой нагрузке к номинальному току вторичной обмотки:

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2H}}. \quad (5.28)$$

В общем случае активная отдаваемая в нагрузку мощность (полезная) определяется как

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = \beta^2 U_2 I_{2H} \cos \varphi_2, \quad (5.29)$$

где φ_2 – угол сдвига напряжения относительно тока. Потери в меди (обмотках) зависят от тока нагрузки:

$$P_M = I_2^2 r_{K3} = \beta^2 I_{2H}^2 r_{K3}. \quad (5.30)$$

Таким образом, КПД составит:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\beta P_H \cos \varphi_2}{\beta P_H \cos \varphi_2 + P_0 + P_M}. \quad (5.31)$$

Обычно КПД трансформатора высок (0,8-0,96). Наибольший КПД достигается при $P_{ct} = P_M$. При $P_{ct} \neq P_M$ КПД незначительно снижается. КПД мощных трансформаторов, как правило, выше.

Для анализа процессов в выпрямителе необходимо учесть параметры трансформатора. Схема замещения однофазного трансформатора приведена на рисунке 5.6а. На схеме r_1 и r_2' – активное сопротивление первичной и приведённое активное сопротивление вторичной обмоток; x_1 и x_2' – индуктивное сопротивление рассеяния первичной и приведённое индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмоток; x_m и r_m – индуктивное и активное сопротивление в контуре намагничивания.

Для упрощения пренебрежём током холостого хода и потерями в контуре намагничивания, то есть примем, что $r_m = 0$ и $x_m = \infty$. Это достаточно справедливо в мощных трансформаторах, где мал ток намагничивания. Тогда схема замещения преобразуется к виду, представленном на рисунке 5.6б.

Для анализа процессов в выпрямителе необходимо привести параметры трансформатора к стороне вентильного блока. Схема замещения трансформатора, приведённая к вторичной стороне (стороне вентильного блока), показана на рисунке 5.6в. На схеме e_2 и u_2 – вторичная ЭДС и вторичное напряжение, r_a и x_a – анодные активное и индуктивное сопротивления.

$$r_a = r_1' + r_2; \quad x_a = x_1' + x_2. \quad (5.32)$$

Анодное активное сопротивление – это активное сопротивление обмоток трансформатора, приведённое ко вторичной стороне, а анодное индуктивное

сопротивление – это индуктивное сопротивление рассеяния, приведённое ко вторичной стороне.

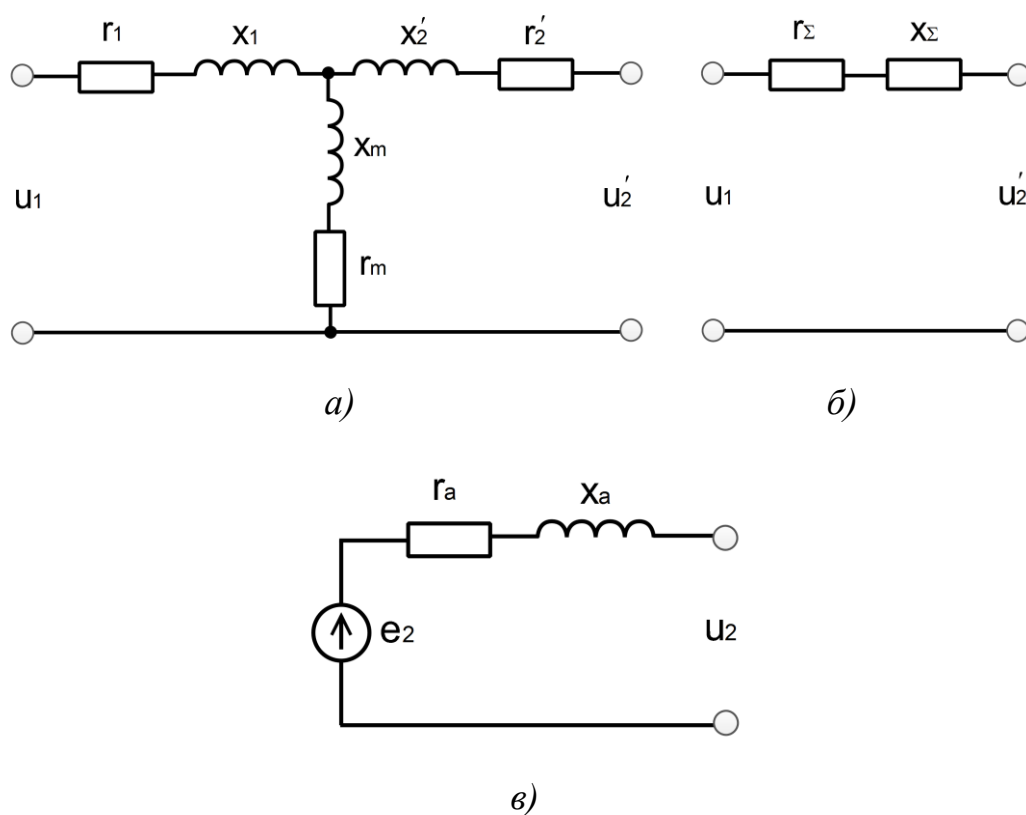


Рисунок 5.6 – Схемы замещения трансформатора

Эти величины можно определить, зная параметры трансформатора: номинальное вторичное напряжение U_{2H} , номинальный вторичный ток I_{2H} , относительное напряжение короткого замыкания $U_{K3}\%$ (приводится в паспорте на трансформатор) и потери короткого замыкания при номинальном токе P_{K3} :

$$r_a = \frac{P_{K3}}{3I_{2H}^2}, \quad (5.33)$$

$$z_a = \frac{U_{K3}\%U_{2H}}{100\%I_{2H}}, \quad (5.34)$$

$$x_a = \sqrt{z_a^2 - r_a^2}. \quad (5.35)$$

Законы геометрии трансформаторов, открытые М. Видмаром, указывают, что в схемах замещения мощных трансформаторов основная составляющая

реактивная ($x_a \gg r_a$), а в маломощных – активная ($x_a \ll r_a$). Это позволяет для упрощения анализа, в зависимости от мощности выпрямителя, пренебрегать одним из сопротивлений в схеме замещения на рисунке 5.6.

В соответствии со схемой на рисунке 5.6 внешняя характеристика трансформатора при синусоидальном токе линейна и имеет наклон, определяемый приведённым сопротивлением трансформатора (рисунок 5.7а).

Зависимость КПД трансформатора от тока нагрузки приведена на рисунке 5.7б. Она обычно имеет неярко выраженный максимум при токе $I_1 \approx (0,5 \dots 0,6) I_{1H}$. Этот ток соответствует наиболее вероятной загрузке трансформатора. При ухудшении $\cos \varphi_2$ нагрузки КПД падает, так как при сохранении потерь уменьшается передаваемая активная мощность.

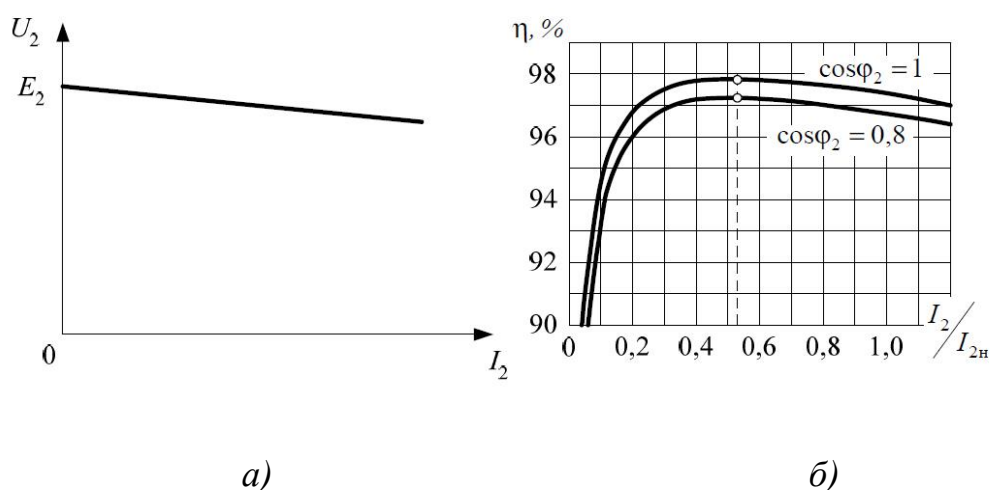


Рисунок 5.7 – Внешняя характеристика трансформатора (а) и зависимость КПД от загрузки при двух значениях $\cos \varphi_2$ нагрузки (б)

Кроме двухобмоточных применяют и *многообмоточные трансформаторы*, то есть с одной первичной и несколькими вторичными обмотками. Такие трансформаторы используют в ИЭП при необходимости получения от одного трансформатора нескольких выходных напряжений.

Следует отметить характерное для многообмоточного трансформатора взаимное влияние вторичных обмоток. При изменении тока в одной из

вторичных обмоток изменяется ток в первичной обмотке, а следовательно напряжение на других вторичных обмотках. Взаимное влияние вторичных обмоток зависит от их расположения, так как различному расположению соответствуют различные потоки рассеяния.

Также широкое распространение в выпрямительных устройствах нашли *трёхфазные трансформаторы*. Они предназначены для работы совместно с трёхфазными выпрямителями. Устройство трёхфазного трансформатора приведено на рисунке 5.8. Схема замещения трёхфазного трансформатора аналогична приведённой на рисунке 5.6, но содержит три фазы.

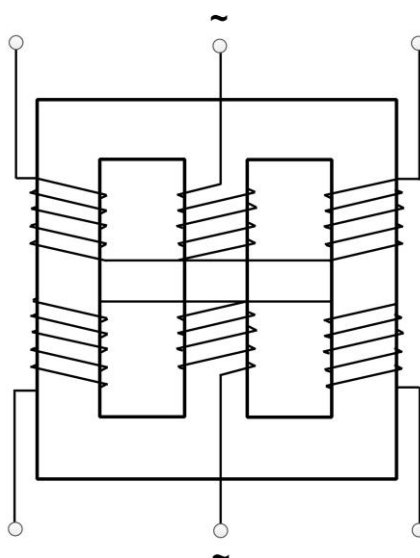


Рисунок 5.8 – Трёхфазный трансформатор

Существуют три основных способа соединения фазовых обмоток каждой стороны трёхфазного трансформатора:

- соединение ("звезда"), где каждая обмотка соединена одним из концов с общей точкой, называемой нейтральной. Различают "звезду" с выводом от общей точки и без него;
- соединение ("треугольник"), где три фазных обмотки соединены последовательно;

- соединение ("зигзаг"), где каждая фазная обмотка состоит из двух одинаковых частей, размещённых на разных стержнях магнитопровода и соединённых последовательно, встречно. Полученные три фазные обмотки соединяются в общей точке, аналогично "звезде". Обычно применяется "зигзаг" с отводом от общей точки.

Как первичная, так и вторичная обмотки трансформатора могут быть соединены любым из трёх способов, показанным выше, в любых комбинациях. Конкретный способ и комбинация определяются назначением трансформатора (обмотки трёхфазного автотрансформатора могут быть соединены только "звездой").

Соединение в "треугольник" применяется в трансформаторах, где одна обмотка уже соединена "звездой", в особенности с выводом нейтрали.

В конверторах импульсных ИЭП с целью согласования напряжений, инвертирования фазы импульсов, измерения параметров сигнала или для осуществления гальванической развязки цепей друг от друга применяют *импульсные трансформаторы*

Особенность импульсных трансформаторов заключается в импульсном характере тока, протекающего через обмотки и небольшом числе витков в обмотках.

Работа импульсного трансформатора на повышенных частотах (от сотен килогерц до единиц мегагерц) сталкивается с определёнными трудностями. В этой области частот существенную роль в работе трансформатора начинают играть паразитные параметры – индуктивность рассеяния и эквивалентная ёмкость. Паразитные параметры заметно снижают коэффициент передачи трансформатора, при чём чем выше частота, тем больше при прочих равных условиях снижается коэффициент передачи. Это явление приводит к необходимости более сложного расчёта трансформатора, накладывает

ограничения на конструкцию, предъявляет более жёсткие требования к технологии производства.

Основным требованием к импульсному трансформатору является передача импульса с расчётным коэффициентом трансформации в широкой полосе частот с наименьшими искажениями формы. В дополнение к эквивалентной схеме, приведённой на рисунке 5.5, в эквивалентной схеме импульсного трансформатора обычно учитывают внутреннее сопротивление источника импульсов и сопротивление нагрузки, оказывающие существенное влияние на передачу коротких импульсов напряжения.

Оценим амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) трансформатора без учёта паразитных ёмкостей и индуктивностей. Тогда нижняя рабочая частота будет ограничиваться величиной индуктивности намагничивания L_M и сопротивлением R_1 , которые образуют дифференцирующее звено (L_{S1} и L_{S2} пренебрегаем). Следовательно, нижняя граничная частота будет

$$\omega_H = \frac{R_1}{L_M}. \quad (5.36)$$

Сверху частотный диапазон ограничен влиянием L_{S1} , L_{S2} и сопротивлением R_2 (включающим и сопротивление нагрузки), образующими интегрирующее звено с частотой среза

$$\omega_B = \frac{R_2}{L_{S1} + L_{S2}}. \quad (5.37)$$

Таким образом, при проектировании трансформатора нужно стремиться к увеличению индуктивности намагничивания. С одной стороны, это приводит к уменьшению тока намагничивания, вызывающим лишнее энергопотребление, с другой стороны, расширяется рабочий диапазон в области низких частот. Именно это стремление вынуждает использовать в трансформаторах ферромагнитные сердечники с высокой магнитной проницаемостью. Что касается индуктивности рассеивания, то её стремятся свести к минимуму путём

оптимизации конструкции трансформатора (числа витков, взаимного расположения обмоток и т. д.).

Типичная форма импульса на выходе импульсного трансформатора показана на рисунке 5.9.

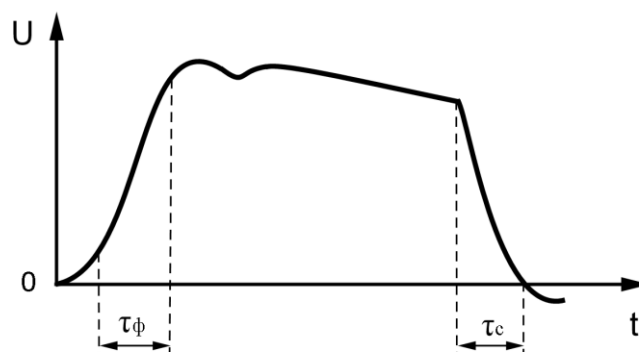


Рисунок 5.9 – Типичная форма импульса на выходе импульсного трансформатора

В общем случае импульсный трансформатор, как и любой трансформатор, представляет собой многочастотную резонансную систему. Поэтому следует учитывать, что наличие индуктивности первичной обмотки, паразитных индуктивностей и ёмкостей обмоток приводит к колебательным процессам на выходе трансформатора, то есть к искажению формы импульса.

Временной интервал, в течение которого передаётся импульс, можно разбить на три характерных участка: время переднего τ_ϕ и заднего τ_c фронта и время спада плоской вершины импульса. В течение каждого из этих отрезков определяющее влияние оказывает та или иная совокупность элементов эквивалентной схемы.

Процессы во время переднего фронта определяются: сопротивлениями обмоток и источника импульсов, ёмкостями обмоток, выходной ёмкостью источника импульсов, входной ёмкостью нагрузки и индуктивностями рассеяния обмоток.

Процессы во время формирования плоской вершины определяются: сопротивлениями обмоток и индуктивностью намагничивания.

Вообще при строгом анализе необходимо учитывать распределённый характер паразитной ёмкости между обмотками, а также индуктивностей рассеяния и ёмкостей обмоток трансформатора.

Трансформация фронта импульса с малыми искажениями достигается при малых значениях индуктивности рассеяния и распределённой ёмкости трансформатора, которые уменьшаются с уменьшением числа витков обмоток и сечения магнитопровода. В то же время для трансформации вершины импульса с малым спадом следует стремиться к увеличению индуктивности намагничивания трансформатора, возрастающей с увеличением числа витков и сечения магнитопровода.

Таким образом, удовлетворение одновременно нескольким поставленным требованиям при расчёте импульсного трансформатора потребует нахождения компромиссного решения. Оно должно быть принято в зависимости от значимости того или иного поставленного требования.

Приведём пример расчёт трансформатора импульсного ИЭП. В качестве источника входного напряжения трансформатора возьмём мостовой инвертор, питающийся от выпрямленной сети 220 В. Схема инвертора приведена на рисунке 5.10.

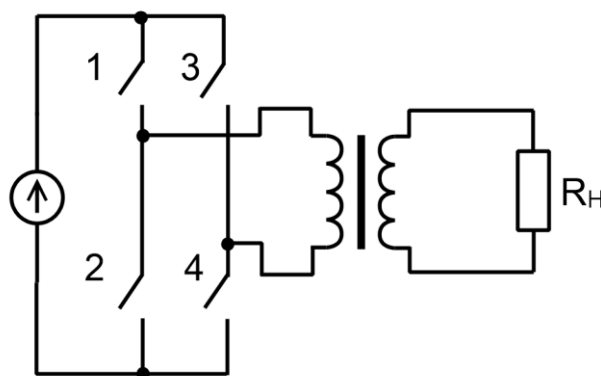


Рисунок 5.10 – Схема инвертора

Работа мостового инвертора заключается в попеременном замыкании пар ключей 1-4 и 2-3 так, что на первичной обмотке трансформатора формируется переменное напряжение прямоугольной формы (меандр) с амплитудой, равной входному напряжению.

Исходными данными являются:

- напряжение на первичной обмотке (соответствует амплитудному значению выпрямленного напряжения сети) – около 300 В;
- частота преобразования – 25 кГц (период 40 мкс);
- в качестве сердечника берём ферритовое кольцо марки 2000НМ (никель-марганцевый с проницаемостью $\mu = 2000$) типоразмера К40х25х11. В обозначении типоразмера первое число – внешний диаметр, второе – внутренний диаметр, третье – высота.

Начнём расчёт с вычисления площади сечения сердечника:

$$S = \frac{D - d}{2h} = \frac{40 - 25}{2 \cdot 11} \approx 8,25 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2.$$

Вычисляем минимально необходимое количество витков:

$$W_{\min} = \frac{U_{\text{вх}} T}{2S \Delta B} = \frac{300 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 8,25 \cdot 10^{-5} \cdot 0,4} \approx 181.$$

Обычно на кольцевых магнитопроводах обмотку стараются выполнять в один слой, равномерно располагая витки по кольцу. Оценим диаметр провода, которым мы сможем намотать в кольцо полученное количество витков. Для этого посчитаем внутренний периметр кольца, так как именно он определяет "вместимость" обмотки:

$$p_{\text{внут}} = \pi d = 78 \text{ мм.}$$

Тогда диаметр провода

$$d_{\text{пр}} = \frac{78}{181} \approx 0,43 \text{ мм.}$$

Сечение провода такого диаметра составляет $0,12 \text{ мм}^2$. Оценим

максимально допустимый ток первичной обмотки. Для медного провода максимально допустимая плотность тока составляет 5 А/мм^2 , а наш провод будет способен выдержать ток:

$$I_{\text{макс}} = 5 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2} \cdot 0,12 \text{ мм}^2 = 0,6 \text{ А}.$$

Если перемножить входное напряжение на этот ток, получим габаритную мощность трансформатора:

$$P_T = 300 \text{ В} \cdot 0,6 \text{ А} = 180 \text{ Вт}.$$

Оценка плотности тока была сделана без учета *скин-эффекта*, так как в нашем случае толщина выбранного провода заведомо меньше толщины скин-слоя на данной частоте. Оценим ток намагничивания. Вначале вычисляем индуктивность получившейся обмотки:

$$L_M = \frac{\mu\mu_0 W^2 S}{l_{cp}} \approx 66 \text{ мГн}.$$

В качестве средней длины силовой линии l_{cp} берётся длина окружности средней линии кольца. Максимальный ток намагничивания за полупериод:

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вх}} T}{4L} = \frac{300 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 66 \cdot 10^{-3}} \approx 0,05 \text{ А}.$$

Величина тока намагничивания составляет около 8% от максимально допустимого тока через обмотку. Это вполне приемлемо.

5.3 Неуправляемые выпрямители напряжения

5.3.1 Общие замечания

В РЭА применяют различные схемы выпрямления переменного тока в постоянный, каждая из которых имеет свои достоинства и недостатки. При сравнении различных схем выпрямления обычно учитывают следующие их характеристики: число полупроводниковых приборов, коэффициент пульсации выпрямленного напряжения, габаритную мощность трансформатора.

В маломощных ИЭП (до нескольких сотен ватт) обычно используют однофазные выпрямители. В мощных ИЭП целесообразно применять многофазные выпрямители.

Отметим, что в общем случае выпрямители могут работать на одну из следующих идеализированных нагрузок:

- активную, обладающую только сопротивлением;
- активно-индуктивную, обладающую сопротивлением и индуктивностью;
- активно-ёмкостную, имеющую сопротивление и ёмкость;
- индуктивно-ёмкостную, имеющую ёмкость и индуктивность;
- нагрузку с противоположно направленной ЭДС, в которой ток ограничен величиной активного сопротивления;
- смешанную нагрузку, состоящую из активного сопротивления, ёмкости и индуктивности.

Нагрузка большинства выпрямителей – смешанная, поскольку всегда присутствует индуктивность проводов и ёмкость между ними. Активная, активно-индуктивная, активно-ёмкостная и индуктивно-ёмкостная нагрузки – это теоретические абстракции, используемые для упрощения расчётов выпрямителей.

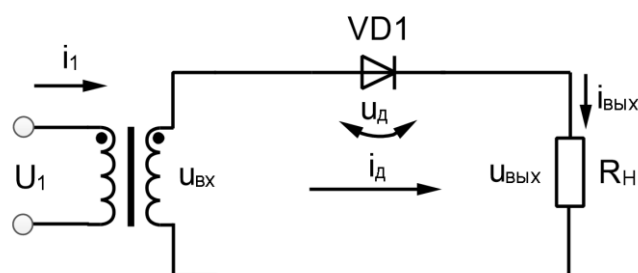
Рассмотрим далее типовые схемы неуправляемого выпрямления переменного тока и их расчёт.

5.3.2 Однофазные выпрямители

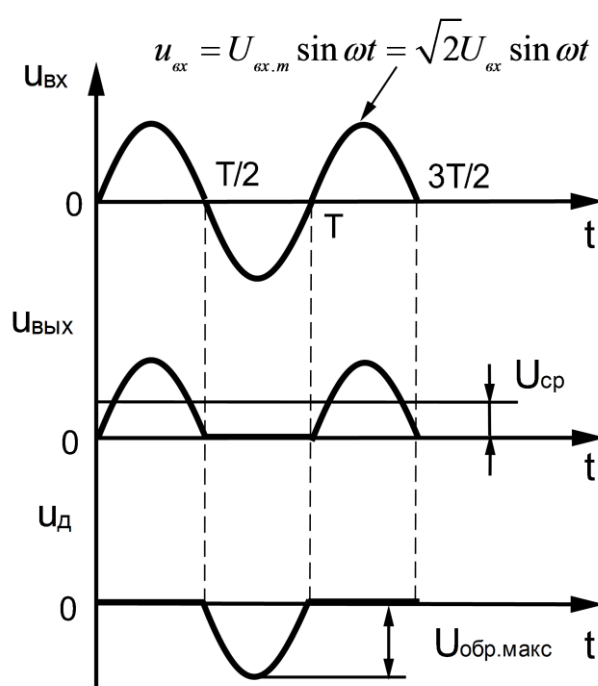
Однофазный однополупериодный выпрямитель является простейшим и имеет схему (при работе на чисто активную нагрузку), изображённую на рисунке 5.11а. В таком выпрямителе ток через нагрузку протекает лишь в течение полупериода переменного напряжения на входе (рисунок 5.11б).

В качестве вентиля в настоящее время преимущественно используют полупроводниковый диод. Вспомним основное правило для отпираания

и запираения диода – отпирание диода возможно только тогда, когда потенциал анода будет больше потенциала катода.



а)



б)

Рисунок 5.11 – Схема однофазного однополупериодного выпрямителя (а) и временные диаграммы его работы (б)

В схеме на рисунке 5.11а диод *VD1* отпирается и пропускает ток при действии на него положительной полуволны питающего напряжения, а запирается при действии отрицательной полуволны. Таким образом, ток в цепи нагрузки в течение всего периода течёт в одном направлении, следовательно, схема обладает выпрямительными свойствами. Кривые выпрямленного тока и

напряжения представляют собой полусинусоиды (рисунок 5.11б), поэтому схему называют однополупериодной. Число фаз выпрямления в такой схеме $m = 1$.

В общем случае напряжение на нагрузке $u_{вых}$ имеет сложную форму: оно содержит одну постоянную и ряд гармонических составляющих. Такую форму напряжения удобнее представлять в виде ряда с помощью преобразования Фурье. Для нагрузки важна постоянная составляющая в выпрямленном напряжении. Из переменных составляющих во внимание принимается первая гармоника, так как она имеет наибольшую амплитуду и наименьшую частоту.

Вообще для пульсирующего тока существует понятие *угла отсечки* вентилей θ – той части периода T сетевого напряжения, в течение которой ток вентилей i_θ протекает через вентиль. В данной схеме $\theta = \frac{\pi}{2}$. Разложим ток вентилей i_θ в ряд Фурье:

$$i_\theta = I_{cp} + I_{m1} \sin \omega t + I_{m2} \sin 2\omega t + \dots + I_{mn} \sin n\omega t, \quad (5.38)$$

где I_{cp} – постоянная составляющая тока вентилей (в данной схеме равна среднему току через нагрузку); I_{m1} – амплитуда первой гармоники с частотой сети; I_{m2} – амплитуда второй гармоники с удвоенной частотой сети.

Среднее значение выпрямленного напряжения по определению может быть найдено из рисунка 5.11 как

$$\begin{aligned} U_{cp} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_{ex} d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{ex.m} \sin \omega t d\omega t = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \int_0^\pi U_{ex} \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{ex} \approx 0,45 U_{ex}, \end{aligned} \quad (5.39)$$

где u_{ex} – входное напряжение выпрямителя; $U_{ex.m}$ – максимальная амплитуда входного напряжения выпрямителя; U_{ex} – действующее значение входного напряжения. Согласно (5.39) получим

$$U_{ex} = 2,22 U_{cp}. \quad (5.40)$$

Так как максимальное обратное напряжение на диоде равно максимальной амплитуде входного напряжения, то найдём его как:

$$U_{обр.макс} = U_{вх.м} = \sqrt{2}U_{вх} = \pi U_{ср}. \quad (5.41)$$

Мгновенное значение тока первичной обмотки трансформатора определяется как

$$ni_1 = i_2 - I_{ср}, \quad (5.42)$$

где i_2 – ток вторичной обмотки, в данной схеме равный току через диод и нагрузку.

Ток первичной обмотки трансформатора, определяемый переменным сетевым напряжением, не содержит постоянной составляющей, поэтому в уравнении (5.42) значение $I_{ср}$ вычитается из мгновенного значения тока вторичной обмотки i_2 .

Вторичная обмотка трансформатора, диод и нагрузка соединены последовательно. Поэтому токи через них равны. По определению действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора находится как:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2 d\omega t} = 0,5 I_{2м}, \quad (5.43)$$

где $i_2 = I_{2м} \sin \omega t$, а $I_{2м}$ – максимальная амплитуда тока во вторичной обмотке

Действующее значение тока во вторичной обмотке и средний выпрямленный ток связаны как

$$I_2 = \frac{\pi}{2} I_{ср} \approx 1,57 I_{ср}. \quad (5.44)$$

Максимальный ток диода составит:

$$I_{д.макс} = \frac{\sqrt{2}U_{вх}}{R_H} = \pi I_{ср}. \quad (5.45)$$

Действующее значение тока первичной обмотки определяется как

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\omega t}, \quad (5.46)$$

где i_1 находится из (5.42). После преобразования получим

$$nI_1 \approx 1,21I_{cp}. \quad (5.47)$$

Из диаграммы на рисунке 5.11 видно, что напряжение на нагрузке достигает максимума один раз за период. Следовательно, частота основной гармоники равна частоте тока сети. Значение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения можно определить из разложения в ряд Фурье амплитуды основной гармоники:

$$U_m = \frac{\pi}{2} U_{cp}. \quad (5.48)$$

Тогда коэффициент пульсации составит:

$$K_{\Pi} = \frac{U_m}{U_{cp}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57. \quad (5.49)$$

Характерной отрицательной чертой однополупериодного выпрямителя является протекание постоянной составляющей тока во входной цепи. Если выпрямитель питается через трансформатор, то наличие указанной постоянной составляющей тока вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, что приводит к необходимости увеличивать его габаритные размеры.

Выразим мощность P_I двухобмоточного трансформатора через средние значения выпрямленного напряжения и тока:

$$P_I = U_1 I_1 = n U_2 I_1 \approx 2,22n U_{cp} \approx 2,69 U_{cp} I_{cp}. \quad (5.50)$$

С учетом подмагничивания трансформатора расчётную мощность первичной обмотки увеличивают до значения $(3,2...3,5) U_{cp} I_{cp}$.

Расчетная мощность вторичной обмотки составит:

$$P_2 = U_2 I_2 \approx 3,49 U_{cp} I_{cp}. \quad (5.51)$$

Выделим особенности рассматриваемой схемы выпрямления.

1. Наблюдается явное преобладание переменной составляющей над

постоянной, следовательно, имеет место низкое качество выпрямления.

2. Уровень постоянной составляющей в выпрямленном напряжении очень низкий. Следовательно, габариты трансформатора завышены.

3. Во вторичной обмотке трансформатора за счет постоянной составляющей тока имеет место подмагничивание. В результате насыщения намагничивающий ток трансформатора возрастает в несколько раз по сравнению с током в нормальном режиме намагничивания сердечника. Возрастание намагничивающего тока обуславливает увеличение сечения провода первичной обмотки, следствием чего являются завышенные размеры трансформатора и габариты выпрямителя в целом.

4. КПД однополупериодного выпрямителя низкий (порядка 40%).

Такой выпрямитель находит ограниченное применение в маломощных ИЭП из-за низких энергоэкономических показателей.

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой представляет собой параллельное соединение двух однополупериодных выпрямителей. Рассматриваемый выпрямитель используют только с трансформатором, имеющим вывод от середины вторичной обмотки (рисунок 5.12). Диоды схемы проводят ток поочередно, каждый в течение полупериода (рисунок 5.13). По числу фаз вторичной обмотки трансформатора схема является двухфазной, так как напряжения, питающие каждый из выпрямителей, сдвинуты по фазе на 180° .

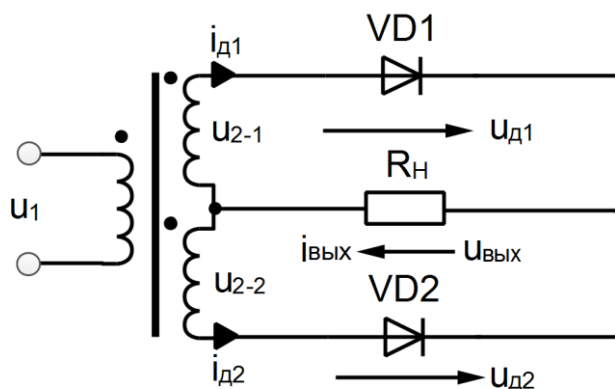


Рисунок 5.12 – Схема двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

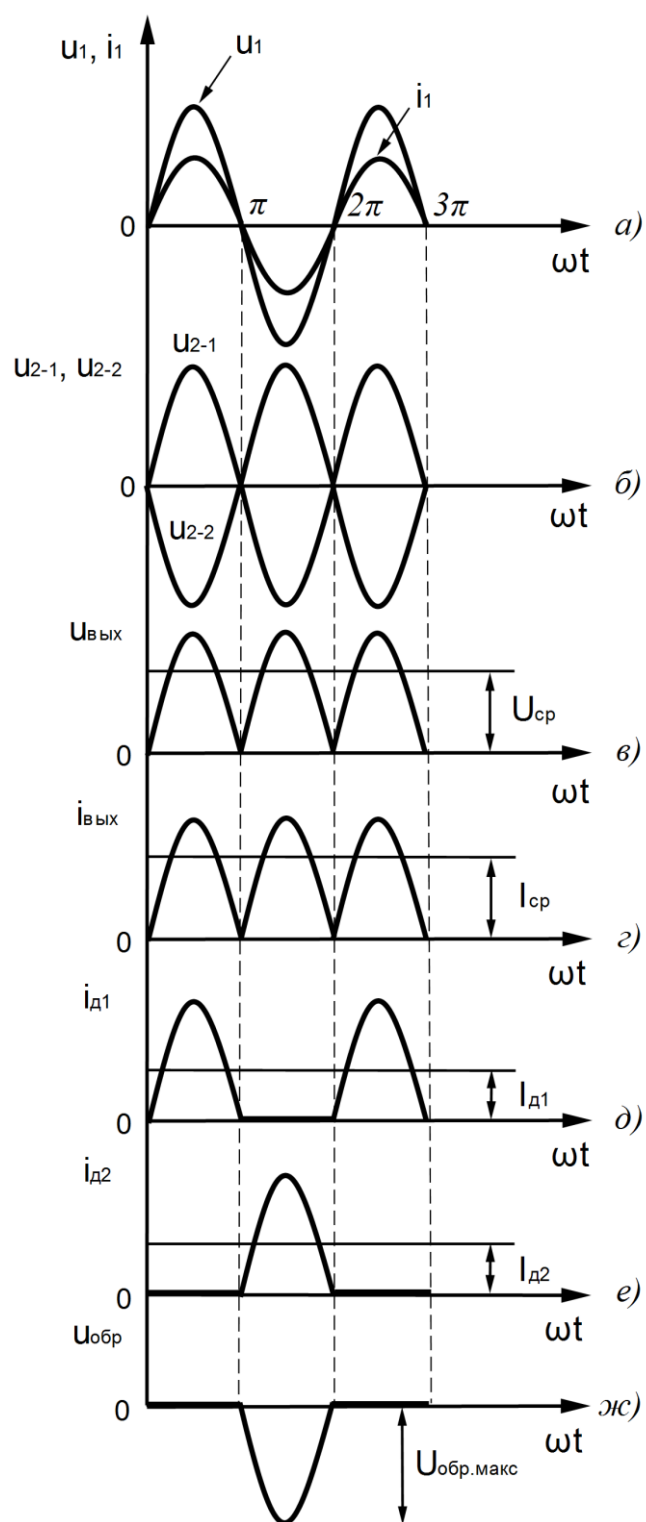


Рисунок 5.13 – Временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

Выходное напряжение U_{cp} снимается между нулевой точкой трансформатора и общей (нулевой) точкой соединения катодов двух диодов $VD1$ и $VD2$. Далее принцип действия схемы рассматривается для случая чисто активной нагрузки R_H .

При поступлении полуволны напряжения u_1 положительной полярности (интервал $0-\pi$) на вторичных обмотках трансформатора действуют напряжения u_{2-1} и u_{2-2} . К аноду диода $VD1$ относительно нулевой точки прикладывается напряжение положительной полярности, а к аноду диода $VD2$ – отрицательной.

При указанной полярности напряжений на анодах диод $VD1$ на интервале $0-\pi$ открыт, а диод $VD2$ закрыт. Поскольку в открытом состоянии падение напряжения на диоде мало, практически всё напряжение u_{2-1} прикладывается к нагрузке R_H , создавая на ней напряжение $u_{вых}$. На данном интервале анодный ток диода равен току нагрузки

$$i_{\partial 1} = i_{вых} = \frac{u_{2-1}}{R_H}. \quad (5.52)$$

В конце интервала $0-\pi$ напряжения и токи в схеме достигают нулевых значений.

При поступлении напряжения u_1 отрицательной полярности (интервал $\pi-2\pi$) полярность напряжений на вторичных обмотках становится обратной. В проводящем состоянии находится диод $VD2$, а диод $VD1$ закрыт. К нагрузке R_H прикладывается напряжение u_{2-2} , определяющее напряжение $u_{вых}$ той же полярности, что и на предшествующем интервале. Теперь токи в схеме определяются полуволной напряжения положительной полярности u_{2-2} :

$$i_{\partial 2} = i_{вых} = \frac{u_{2-2}}{R_H}. \quad (5.53)$$

Так как токи протекают в каждой половине вторичной обмотки поочередно и имеют противоположные направления, то по первичной обмотке трансформатора течёт синусоидальный ток. Вынужденное намагничивание

сердечника трансформатора отсутствует, так как постоянные встречно направленные потоки, создаваемые в обеих половинах обмотки постоянными составляющими тока, взаимно компенсируются.

Связь между действующим значением вторичного напряжения U_2 трансформатора со средним значением выпрямленного напряжения U_{cp} находим из кривой рисунка 5.13в, определяя напряжение U_{cp} как среднее за полупериод (период повторяемости) значение напряжения $u_{вых}$:

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9 U_2. \quad (5.54)$$

Поскольку величина U_{cp} при расчёте выпрямителя является заданной, находим вторичное напряжение из (5.54):

$$U_2 \approx 1,11 U_{cp}. \quad (5.55)$$

Мгновенные значения выпрямленного напряжения $u_{вых}$ изменяются в течение полупериода от максимального значения, равного $\sqrt{2} U_2$, до нуля.

Напряжение $u_{вых}$, помимо постоянной составляющей U_{cp} , содержит переменную составляющую, представляющую собой сумму гармонических. Разложение в ряд Фурье кривой $u_{вых}$ позволяет определить амплитуду высших гармоник:

$$U_{cp\nu m} = \frac{2U_{cp}}{(\nu m_2)^2 - 1}, \quad (5.56)$$

где $\nu = 1, 2, 3, \dots$ – номера гармоник; m_2 – эквивалентное число фаз выпрямления (для данной схемы $m_2 = 2$).

Для оценки качества выпрямленного напряжения используют коэффициент пульсации K_{Π} , характеризующий отношение амплитуды ν -й гармоники к среднему значению напряжения U_{cp} . Коэффициент пульсации обычно определяют по амплитуде первой (основной) гармоники ($\nu = 1$), как наибольшей из всех остальных и наиболее трудно поддающейся фильтрации:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{cp1m}}{U_{cp}} = \frac{2}{m_2^2 - 1}. \quad (5.57)$$

Для рассматриваемой схемы частота первой гармоники пульсации $f_1 = 2f_c$, где f_c – частота входного напряжения, и при частоте питающей сети 50 Гц составляет 100 Гц.

Подстановкой в выражение (5.57) $m_2 = 2$ определяем коэффициент пульсации по первой гармонике:

$$K_{\Pi} = 0,67. \quad (5.58)$$

При определении типа диодов необходимо знать среднее значение тока $I_{\partial.cp}$, протекающего через каждый из диодов, и прикладываемое к ним максимальное обратное напряжение $U_{обр.макс}$.

Поскольку ток $i_{вых}$ протекает через диоды поочередно, средний ток через каждый диод составит

$$I_{\partial.cp} = \frac{I_{cp}}{2}. \quad (5.59)$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, когда проводит ток другой диод. При открытом, например, диоде $VD2$ на интервале $\pi - 2\pi$ на диоде $VD1$ в обратном направлении действует суммарное напряжение двух вторичных обмоток, в связи с чем $u_{\partial} = 2u_2$, и максимальное обратное напряжение составит

$$U_{обр.макс} = 2\sqrt{2}U_2. \quad (5.60)$$

Для расчета силового трансформатора помимо напряжений U_1 и U_2 необходимо знать действующие значения токов I_2 и I_1 , протекающих через его обмотки. Поскольку ток вторичной обмотки определяется анодным током соответствующего диода ($i_2 = i_{\partial}$), расчет тока I_2 проводят по кривой $i_{\partial 1}$ или $i_{\partial 2}$ (рисунок 5.13д,е) с учетом известного выражения для нахождения действующего значения тока:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2 d\omega t} = \frac{\pi}{4} I_{cp}. \quad (5.61)$$

Ток i_1 в первичной обмотке трансформатора имеет синусоидальную форму и для каждого полупериода определяется током вторичной обмотки с учётом коэффициента трансформации n . Ток I_1 находим, определив амплитуду тока I_{2m} во вторичной цепи:

$$I_{2m} = I_{\partial.макс} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2} I_{cp}, \quad (5.62)$$

$$I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} \frac{1}{n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_{cp} \approx 1,11 \frac{I_{cp}}{n}. \quad (5.63)$$

Расчётные мощности обмоток трансформатора P_1 и P_2 находят по произведениям действующих значений токов и напряжений обмоток, а типовую мощность P_T – как среднее арифметическое мощностей P_1 и P_2 :

$$P_1 = U_1 I_1 \approx 1,23 U_{cp} I_{cp}, \quad (5.64)$$

$$P_2 = 2U_2 I_2 \approx 1,74 U_{cp} I_{cp}, \quad (5.65)$$

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} \approx 1,48 U_{cp} I_{cp}. \quad (5.66)$$

Процессы в схеме выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке (рисунок 5.14) рассмотрим с помощью временных диаграмм, приведённых на рисунке 5.15, где для сравнения пунктиром показаны кривые, соответствующие режиму активной нагрузки.

Отличие заключается в том, что вследствие влияния индуктивности ток в цепи нагрузки $i_{\text{блх}}$ получается сглаженным. Под действием индуктивности ток $i_{\text{блх}}$ не спадает до нуля при нулевых значениях напряжения $u_{\text{блх}}$. Поскольку ток в цепи с индуктивностью отстаёт по фазе от напряжения, максимумы тока $i_{\text{блх}}$ следуют с некоторой задержкой во времени относительно максимумов напряжения $u_{\text{блх}}$.

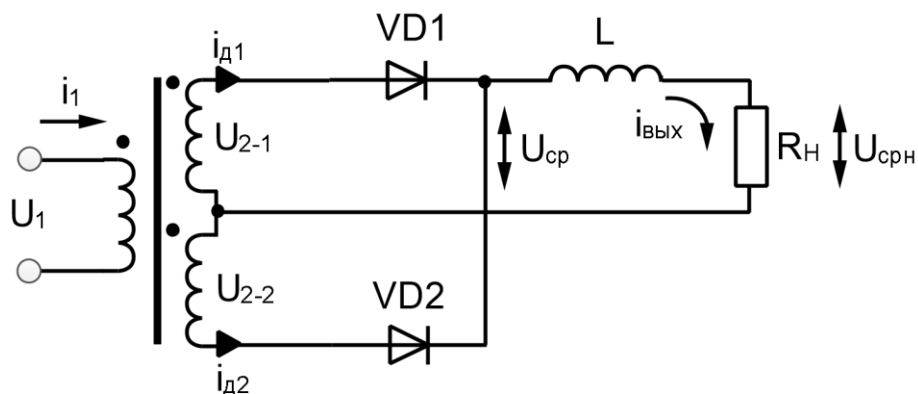


Рисунок 5.14 – Схема двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке

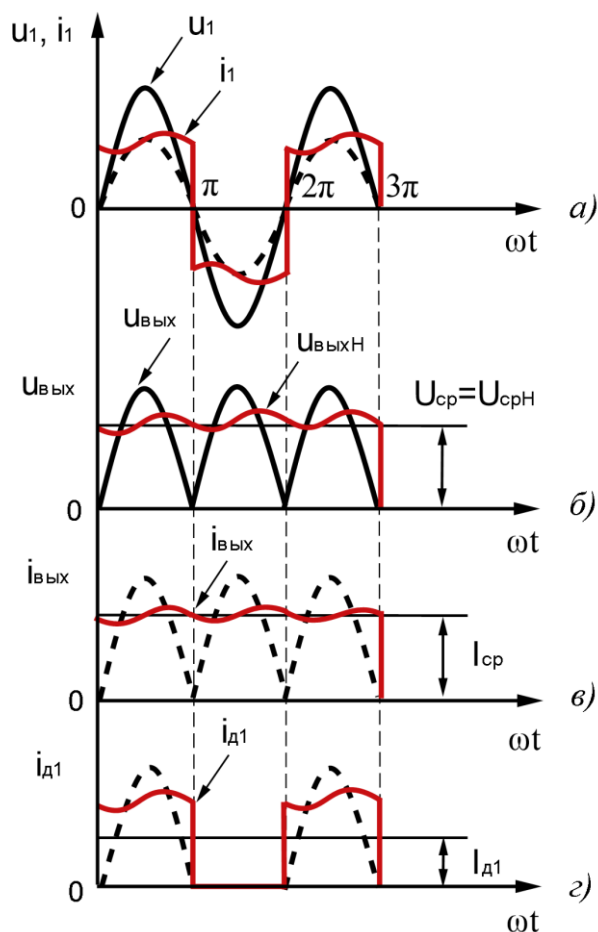


Рисунок 5.15 – Временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке

Форма кривых тока и напряжения в нагрузке R_H одинакова. Поэтому кривая $u_{\text{вых}H}$ на рисунке 5.15б имеет тот же вид, что и кривая $i_{\text{вых}}$ на рисунке 5.15в. При увеличении индуктивности L её сглаживающее действие повышается и пульсации в кривой $u_{\text{вых}H}$ уменьшаются. В предположении $L \rightarrow \infty$ переменная составляющая $u_{\text{вых}H}$ будет полностью приложена к реактору L , а на нагрузке будет действовать только постоянная составляющая U_{cp} .

Изменение формы кривой $i_{\text{вых}}$ по сравнению со случаем активной нагрузки приводит к изменению вида кривых токов выпрямителя $i_{\text{д}1} = i_{2-1}$, $i_{\text{д}2} = i_{2-2}$ и i_I . Форма кривых токов $i_{\text{д}1}$, $i_{\text{д}2}$ близка к прямоугольной. Их среднее значение равно $I_{\text{д}} \approx I_{cp}/2$. Отличие от прямоугольной формы становится менее заметным с увеличением L .

Приняв при активно-индуктивной нагрузке кривые токов i_2 , i_I прямоугольной формы, запишем выражения для их действующих значений:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{cp}^2 d\omega t} = \frac{I_{cp}}{\sqrt{2}}, \quad (5.67)$$

$$I_I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_{cp}}{n}\right)^2 d\omega t} = \frac{I_{cp}}{n}. \quad (5.68)$$

Соотношения для мощностей трансформатора будут иметь вид:

$$P_1 = U_1 I_1 = 1,11 U_{cp} I_{cp}, \quad (5.69)$$

$$P_2 = 2 U_2 I_2 = 1,57 U_{cp} I_{cp}, \quad (5.70)$$

$$P_T = 1,34 U_{cp} I_{cp}. \quad (5.71)$$

Активно-емкостная нагрузка выпрямителя (рисунок 5.16) создается при использовании конденсатора для сглаживания кривой выпрямленного напряжения.

Включение конденсатора параллельно нагрузке изменяет режим работы выпрямителя по сравнению с работой при чисто активной и активно-

индуктивной нагрузках. Поведение схемы, обусловливаемое процессами заряда и разряда конденсатора, характеризуется импульсным режимом её работы.

Состояния диодов в схеме здесь также определяются напряжениями u_{2-1} и u_{2-2} . Однако в отличие от предыдущих случаев для отпирания диода $VD1$ или $VD2$ недостаточно только изменения отрицательной полуволны напряжения u_{2-1} или положительной полуволны u_{2-2} . Необходимо, чтобы указанные напряжения превысили напряжение на конденсаторе C , определяющее потенциал катодов диодов $VD1$ и $VD2$ и выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ (рисунок 5.17).

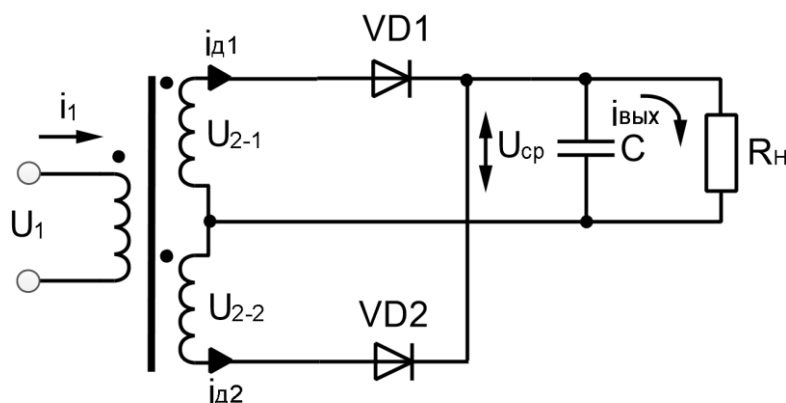


Рисунок 5.16 – Схема двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-ёмкостной нагрузке

Пусть на интервале времени $0 - \omega t_1$ $u_{2-1} > 0$ и $u_{2-2} < 0$, а напряжение на конденсаторе $u_{\text{вых}} > |u_2|$. На этом интервале оба диода закрыты. Диод $VD2$ заперт, поскольку $u_{2-2} < 0$, и к диоду $VD2$ прикладывается обратное напряжение, равное $u_{2-2} + u_{\text{вых}}$. Диод $VD1$ заперт вследствие того, что напряжение его катода относительно нулевой точки, определяемое напряжением $u_{\text{вых}}$, превышает напряжение анода, создаваемое напряжением u_{2-1} . На интервале $0 - \omega t_1$ нагрузка R_H и конденсатор C отделены запертыми диодами от вторичных обмоток трансформатора. Питание нагрузки производится от конденсатора, разряжающегося на неё с постоянной времени $\tau = CR_H$.

По мере приближения к моменту времени ωt_1 напряжение вторичной обмотки u_{2-1} увеличивается, стремясь к напряжению на конденсаторе, что приводит к уменьшению обратного напряжения на диоде $VD1$. В момент времени ωt_1 $u_{2-1} = u_{\text{блх}}$ – и диод $VD1$ открывается, подключая конденсатор и нагрузку к напряжению вторичной обмотки трансформатора u_{2-1} . Интервал $\omega t_1 - \omega t_2$ соответствует этапу заряда конденсатора под действием напряжения u_{2-1} .

Вследствие падения напряжения в цепи заряда от протекания зарядного тока напряжение на конденсаторе, а следовательно, и напряжение $u_{\text{блх}}$ на интервале $\omega t_1 - \omega t_2$ оказывается несколько меньше напряжения u_{2-1} . Падение напряжения складывается из падений напряжения на активных сопротивлениях первичной и вторичной обмоток трансформатора и соединительных проводов, а также падения напряжения на диоде. Зарядный ток конденсатора, ток вторичной обмотки трансформатора и ток диода i_{d1} имеют вид импульсов с амплитудой $I_{d.\text{макс}}$. С учётом коэффициента трансформации n такую же форму имеет и первичный ток i_1 .

Процесс заряда конденсатора заканчивается в момент времени ωt_2 , когда напряжение на нём становится равным напряжению u_{2-1} .

На интервале $\omega t_2 - \omega t_3$ диоды $VD1$ и $VD2$ заперты. На этом интервале происходит разряд конденсатора на нагрузку. Кривая $u_{\text{блх}}$ здесь представляет собой экспоненту с постоянной времени $\tau = CR_H$.

В момент времени ωt_3 напряжение u_{2-2} нижней полуобмотки становится равным $u_{\text{блх}}$. Диод $VD2$ открывается и на интервале $\omega t_3 - \omega t_4$ пропускает импульс зарядного тока i_{d2} конденсатора. Через первичную обмотку трансформатора протекает импульс тока, совпадающий по фазе с напряжением u_1 . В последующем процессы в схеме повторяются.

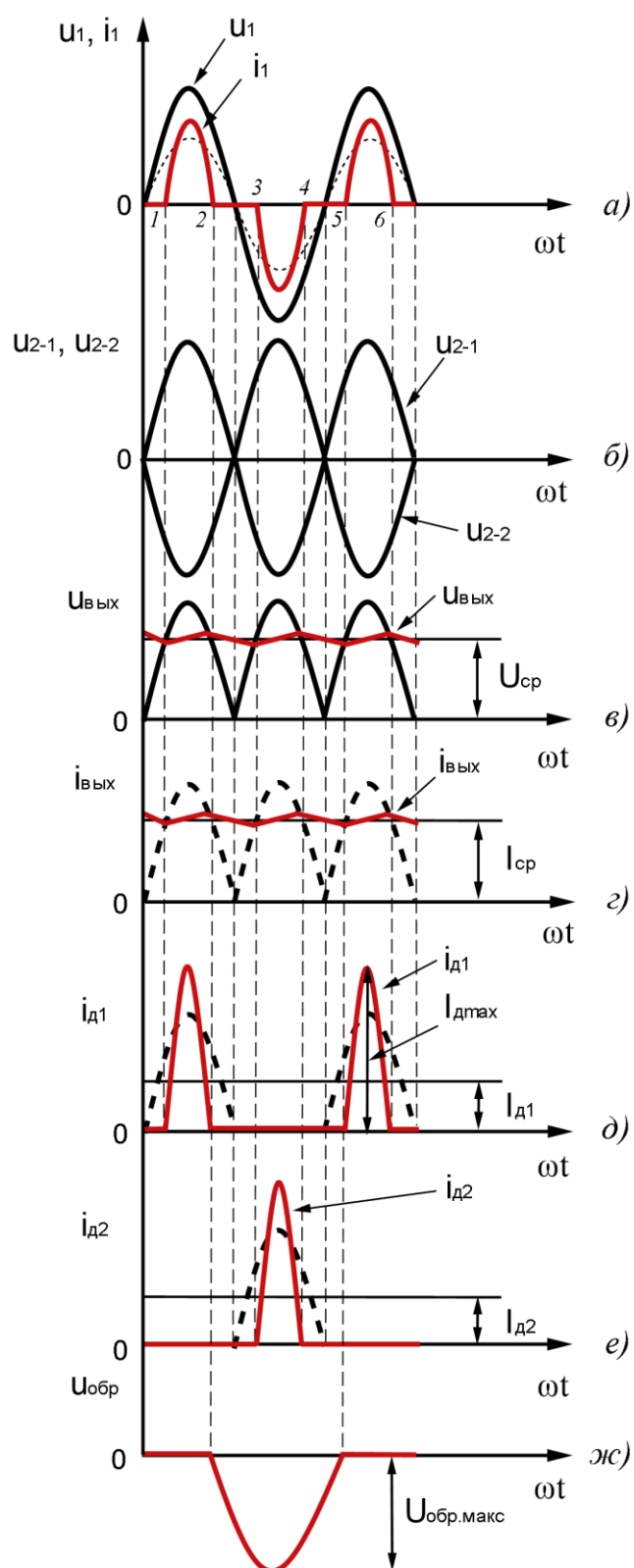


Рисунок 5.17 – Временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя со средней точкой при активно-емкостной нагрузке

Кривая напряжения $u_{\text{вых}}$ отличается от аналогичной кривой при активной нагрузке. Наличие конденсатора делает её сглаженной. При постоянной времени $\tau = CR_H = (4...8) / f_c$ коэффициент пульсации выходного напряжения не превышает 0,02-0,04. Его расчёт производят по формуле

$$K_{\Pi} = \frac{1}{2\pi f_c \tau}. \quad (5.72)$$

Поскольку $i_{\text{вых}} = u_{\text{вых}} / R_H$, ток нагрузки также получается достаточно хорошо сглаженным.

В то время как при активной и активно-индуктивной нагрузках среднее значение напряжения U_{cp} (без учёта падений напряжения в схеме) равно $0,9U_2$, при наличии конденсатора напряжение U_{cp} близко к амплитудному значению $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ в режиме холостого хода.

Потребление энергии цепью нагрузки из питающей сети переменного тока носит импульсный характер. В течение сравнительно коротких интервалов времени конденсатор получает энергию от источника, а затем отдаёт её в нагрузку. Импульсный характер потребления энергии сопровождается протеканием через первичную и вторичную обмотки трансформатора, а также диоды импульсов зарядного тока конденсатора. При этом амплитудное значение тока диодов $I_{\text{д.макс}} = (3...8)I_{cp}$.

При использовании ёмкостного фильтра необходимо учитывать влияние на коэффициент пульсации сопротивления нагрузки. Поскольку эффективность фильтра повышается с увеличением сопротивления нагрузки, его целесообразно применять при мощности нагрузки не более нескольких десятков ватт.

Рассматриваемый выпрямитель характеризуется довольно высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Эта схема выпрямителя имеет в 2 раза меньше пульсации по сравнению с однополупериодной схемой выпрямления. Ёмкость конденсатора при

одинаковом с однополупериодной схемой коэффициенте пульсаций может быть в 2 раза меньше. К недостаткам схемы следует отнести то, что она имеет более сложную конструкцию трансформатора и нерациональное использование в трансформаторе меди и стали. Также при проектировании такого выпрямителя полезно помнить о сравнительно большом обратном напряжении на диодах.

Однофазный мостовой выпрямитель (схема Греча – от имени немецкого физика Лео Греча) можно считать пределом совершенства однофазных выпрямителей. Схема Греча – это мост, в одну диагональ которого включается источник переменного напряжения, в другую – нагрузка (рисунок 5.18). Не известна другая однофазная схема, в которой бы так рационально использовались диоды. Диоды в рассматриваемой схеме включаются и выключаются парами. Одна пара – это диоды $VD1$ и $VD3$, а другая – $VD2$ и $VD4$. Временные диаграммы работы схемы Греча приведены на рисунке 5.19.

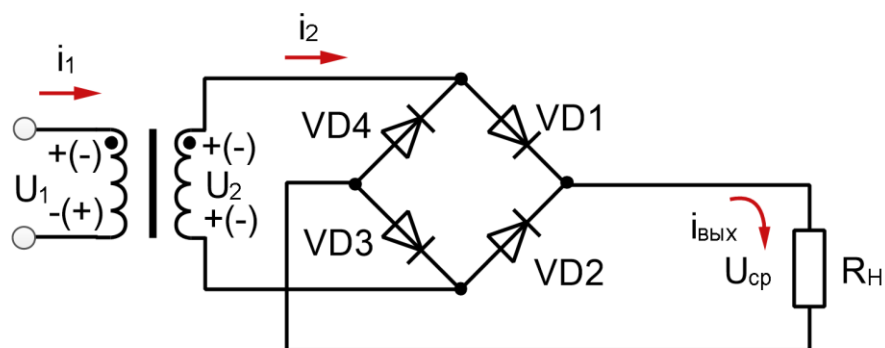


Рисунок 5.18 – Однофазная мостовая схема выпрямления

В положительный полупериод ток проходит через диоды $VD1$ и $VD3$. Так как в это время диоды $VD2$ и $VD4$ закрыты, к ним прикладывается обратное напряжение. В отрицательный полупериод ток проходит через диод $VD2$, нагрузку R_H к диоду $VD4$. При этом обратное напряжение прикладывается к диодам $VD1$ и $VD3$. Таким образом, ток в цепи нагрузки в каждый период проходит в одном направлении, и его среднее значение зависит

от выпрямленного напряжения и сопротивления нагрузки. Число фаз выпрямления в данной схеме $m = 2$.

Выпрямленное напряжение $u_{\text{вых}}$ имеет постоянную составляющую U_{cp} и переменную составляющую, которая пульсирует с двукратной частотой по отношению к частоте сети.

Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ при чисто активной нагрузке, как и в схеме с выводом нулевой точки трансформатора, имеет вид однополярных полуволн напряжения. Форма токов в первичной и вторичной обмотках синусоидальная. Ток вторичной обмотки в течение периода повторения напряжения сети изменяет своё направление дважды – и подмагничивание трансформатора отсутствует.

Все параметры схемы определяются методами, аналогичными приведенным выше. Основные параметры выпрямителя имеют следующий вид:

$$U_{\text{cp}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9U_2, \quad (5.73)$$

$$U_{\text{обр.макс}} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_{\text{cp}} \approx 1,57U_{\text{cp}}, \quad (5.74)$$

$$I_{\text{д.ср}} = 0,5I_{\text{cp}}, \quad (5.75)$$

$$I_2 \approx 1,11I_{\text{cp}}, \quad (5.76)$$

$$I_1 \approx 1,11I_{\text{cp}}/n, \quad (5.77)$$

$$I_{\text{д.макс}} = \sqrt{2} \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{H}}} = \frac{\pi}{2} I_{\text{cp}} \approx 1,57I_{\text{cp}}, \quad (5.78)$$

$$K_{\text{H}} = 2/3 \approx 0,67, \quad (5.79)$$

$$P_{\text{T}} \approx 1,23U_{\text{cp}}I_{\text{cp}}. \quad (5.80)$$

Преимуществами мостовой схемы выпрямителя являются более простой трансформатор, содержащий только одну вторичную обмотку, меньшее обратное напряжение (при данном напряжении U_{cp}), на которое следует выбирать диоды, а также повышенный КПД. Указанные преимущества

компенсируют недостатки схемы, заключающиеся в бóльшем числе диодов и больших пульсациях выпрямленного напряжения. Поэтому мостовая схема нашла преобладающее применение в выпрямителях однофазного тока небольшой и средней мощности. Часто все четыре диода выпрямителя помещают в один корпус.

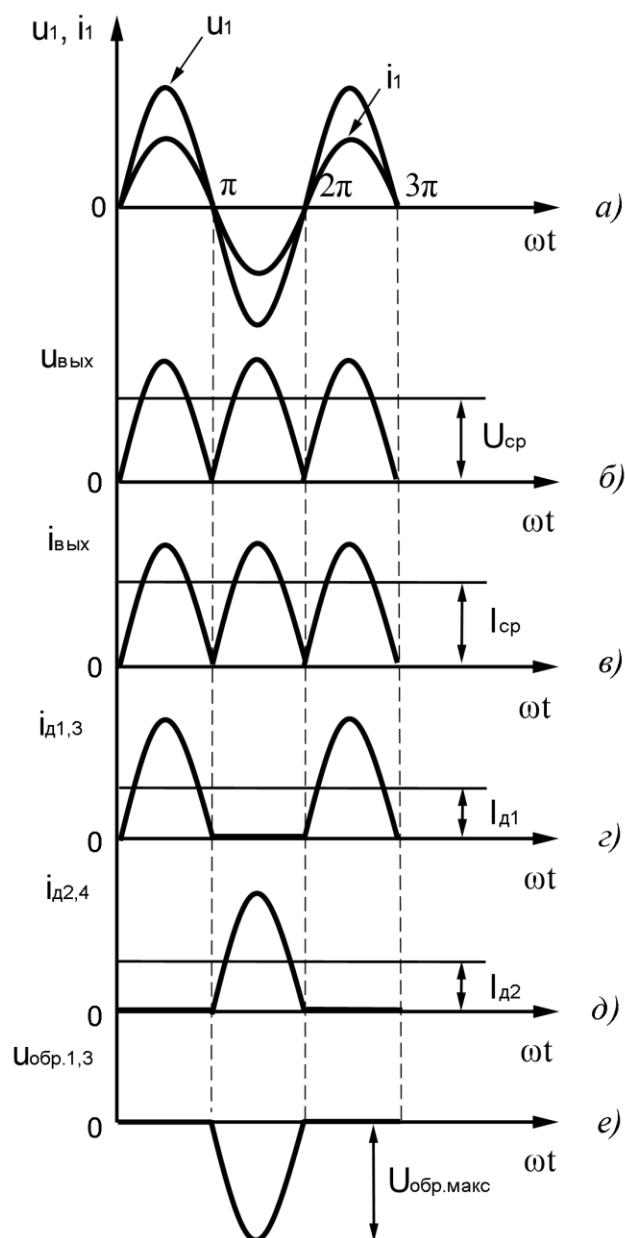


Рисунок 5.19 – Временные диаграммы работы однофазной мостовой схемы выпрямления

Из-за сильно увеличенного по сравнению с выпрямителем со средней точкой падения напряжения на выпрямительных диодах, данная схема редко используется при выпрямлении низких напряжений (меньше 5 В).

Режимы работы мостовой схемы при активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузках ничем не отличаются от аналогичных режимов однофазной схемы с выводом нулевой точки.

Мостовую схему выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора (рисунок 5.20), нашедшую применение для создания двух разнополярных относительно нулевой точки выпрямленных напряжений, можно рассматривать как сочетание двух нулевых схем (одной – на диодах $VD1$, $VD3$, другой – на диодах $VD2$, $VD4$).

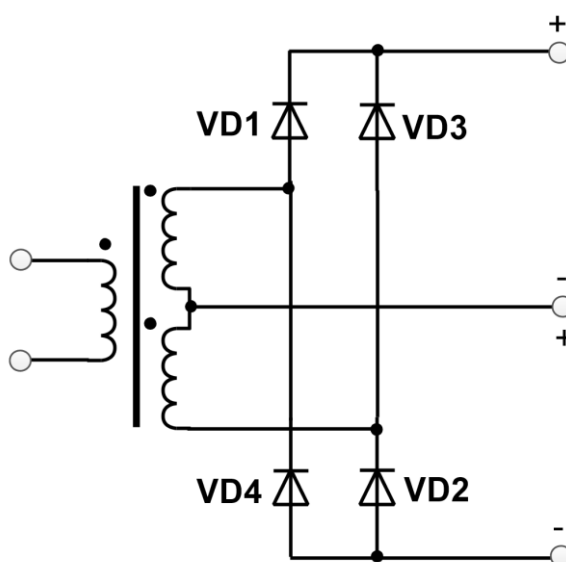


Рисунок 5.20 – Получение двуполярного напряжения с помощью мостовой схемы

Отметим, что выше при выводе расчётных формул предполагалось, что трансформатор и вентили идеальные. В реальном выпрямителе сопротивления вентилей и обмоток трансформатора не равны нулю. Ток нагрузки, протекая через эти сопротивления, создаёт на них падение напряжения, что приводит к уменьшению напряжения на нагрузке. С ростом тока нагрузки потери на сопротивлениях вентилей и трансформатора будут расти, и поэтому

напряжение на нагрузке будет пропорционально уменьшаться. Зависимость напряжения на нагрузке от тока нагрузки $U_{cp} = f(I_{cp})$ называется *внешней (нагрузочной) характеристикой*. Эта характеристика является одной из важнейших характеристик выпрямителя.

Если выпрямитель не нагружен, то ток нагрузки равен нулю и потери на сопротивлениях вентилей и трансформатора также равны нулю. Такой режим работы выпрямителя называют режимом холостого хода. В режиме холостого хода выходное напряжение выпрямителя максимально. Именно это напряжение ранее мы получали в расчётных соотношениях, так как потери полагались равными нулю.

При подключении нагрузки появляется ток выпрямителя I_{cp} и поэтому выходное напряжение будет меньше:

$$U_{cp} = U_{xx} - (r_{mp} + r_d N) I_{cp}, \quad (5.81)$$

где U_{xx} – напряжение холостого хода; r_d – дифференциальное сопротивление вентилей; r_{mp} – активное сопротивление обмоток трансформатора; N – число вентилей, через которые протекает ток нагрузки.

Уравнение (5.81) описывает внешнюю характеристику выпрямителя (рисунок 5.21).

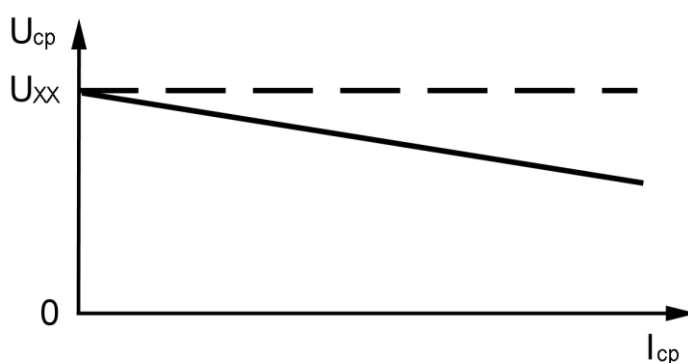


Рисунок 5.21 – Внешняя характеристика выпрямителя с активной нагрузкой

В уравнении (5.81) не учтено влияния индуктивного сопротивления рассеяния обмоток трансформатора. Это допустимо тогда, когда оно мало по

сравнению с активным сопротивлением обмоток трансформатора и вентиляей. У полупроводниковых вентиляей дифференциальное сопротивление очень мало, поэтому индуктивное сопротивление рассеяния даже у маломощных выпрямителей составляет заметную часть сопротивления фазы выпрямителя.

В настоящее время однофазные мостовые схемы выпрямления находят всё большее применение в импульсных АС-DC преобразователях напряжения. В таких ИЭП выпрямители, устанавливаемые между сетью переменного тока и инвертором, являются высоковольтными.

Схема сетевого однофазного мостового выпрямителя с ёмкостным сглаживающим фильтром приведена на рисунке 5.22. На рисунке $U_{вх}$ – действующее значение сетевого гармонического напряжения $u_{вх} = U_{вх.макс} \sin \omega t$, а $U_{ср}$ – среднее значение выпрямленного напряжения. $U_{вх.макс}$ – это амплитуда сетевого напряжения, а $\omega = 2\pi f_c$ – циклическая частота сетевого напряжения.

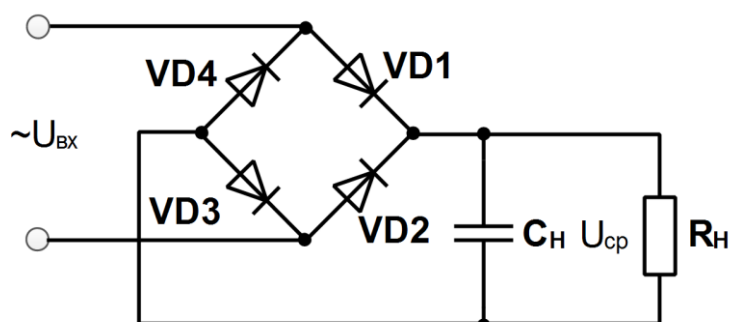


Рисунок 5.22 – Схема сетевого однофазного мостового выпрямителя с ёмкостным сглаживающим фильтром

На рисунке 5.23 представлены эюры мгновенных значений выпрямленного напряжения $u_{вых}(\omega t)$ при активном (сплошная линия) и ёмкостном (штриховая линия) характерах нагрузки для рассматриваемой схемы.

Так как сетевой выпрямитель имеет очень малое внутреннее сопротивление, то конденсатор C заряжается до амплитудного значения

напряжения $U_{вх.макс}$ питающей сети. Время заряда конденсатора t_ϕ соответствует углу ϕ , равному удвоенному значению угла отсечки.

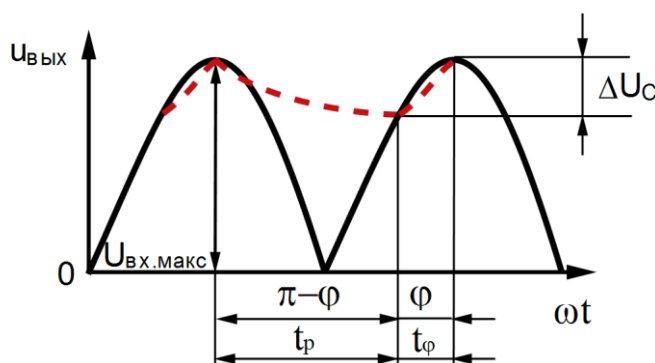


Рисунок 5.23 – Временные зависимости мгновенных значений напряжения для сетевого однофазного мостового выпрямителя

Изменение напряжения на конденсаторе составит

$$\Delta U_C = U_{вх.макс} (1 - \cos \phi). \quad (5.82)$$

В интервале t_p , что соответствует углу $(\pi - \phi)$, конденсатор C отдаёт энергию в нагрузку. Изменение напряжения ΔU_C на конденсаторе при его разряде можно приближённо определить как

$$\Delta U_C = \frac{U_{вх.макс} t}{CR_H}. \quad (5.83)$$

Отметим, что так как сетевые выпрямители работают, в основном, с ёмкостными сглаживающими фильтрами, то в этом случае из-за малого внутреннего сопротивления выпрямителя при включении ИЭП возникают значительные броски тока, что может привести к пробое выпрямителя. Чтобы этого не произошло, на входе ИЭП предусматривают дополнительные схемы и элементы защиты от превышения пускового тока.

5.3.3 Многофазные выпрямители

Электропитание постоянным током потребителей средней и большой мощности производится от многофазных выпрямителей. При выпрямлении многофазного переменного тока достигается лучшее качество выпрямленного

напряжения за счёт снижения амплитуды пульсаций. Напряжение многофазных выпрямителей легче подвергается сглаживанию, так как частота пульсаций здесь выше, чем в однофазных выпрямителях. Положительным фактором в построении выпрямительных устройств служит и меньшая нагрузка вентилях многофазных схем по току и напряжению. На практике широкое применение нашли *трёхфазные* выпрямители.

Схема *трёхфазного* выпрямителя с нулевым выводом (схема В.Ф. Миткевича) приведена на рисунке 5.24, а временные диаграммы его работы на чисто активную нагрузку – на рисунке 5.25.

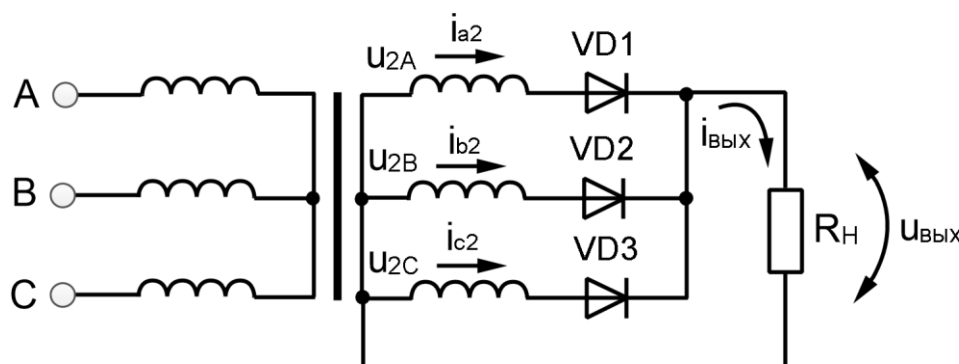


Рисунок 5.24 – Схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом

Схема состоит из трёх диодов. Анодные выводы диодов обычно подключают к обмоткам трансформатора, а катодные выводы – к общей точке. Нагрузку включают между нулевой точкой трансформатора и общей точкой диодов.

В момент времени, когда $u_{2A} > 0$, а $u_{2B} < 0$ и $u_{2C} < 0$, ток будет проходить только через вторичную обмотку и диод $VD1$. Мгновенное значение этого тока:

$$i_{o1} = i_{2A} = \frac{u_{2A}}{R_H}. \quad (5.84)$$

Вследствие протекания тока потенциал катода $VD1$ будет равен потенциалу его анода, то есть u_{2A} . Так как катоды диодов всех фаз объединены, то потенциалы катодов $VD2$ и $VD3$ тоже будут равны u_{2A} . Поэтому пока

напряжение фаз B и C меньше напряжения u_{2A} , диоды $VD2$ и $VD3$ не будут проводить ток.

В момент времени, соответствующий точке 2, диод $VD2$ начинает проводить ток, направление которого в нагрузке совпадает с направлением тока в предыдущую треть периода. К диоду $VD1$ оказывается приложенным отрицательное напряжение ($u_{2A} < u_{2B}$) – и он заперт.

Точно так же в момент времени, соответствующий точке 3, проводящим становится диод $VD3$, а $VD2$ заперт. Всегда работает тот диод, анод которого находится под наиболее положительным потенциалом. Токи диодов складываются в ток нагрузки:

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{д1}} + i_{\text{д2}} + i_{\text{д3}}. \quad (5.85)$$

Напряжение на диоде в проводящую часть периода равно нулю. В остальное время ($2/3$ периода) напряжение на аноде определяется потенциалом этой фазы, а на катоде – потенциалом фаз проводящих вентилях, то есть

$$u_{\text{д1}} = u_{2A} - u_{2B} \text{ (ток проводит } VD2), \quad (5.86)$$

$$u_{\text{д1}} = u_{2A} - u_{2C} \text{ (ток проводит } VD3). \quad (5.87)$$

Таким образом, при активной нагрузке R_H ток через каждый диод протекает в течение $1/3$ периода переменного тока, когда напряжение в одной фазе трансформатора больше, чем в других, а выпрямленный ток проходит по нагрузке непрерывно.

В момент пересечения положительных значений напряжений каждой фазы трансформатора в точках 1, 2 и 3 ток прекращает проходить в одном диоде и начинает протекать через другой диод. В результате в нагрузке действует однополярное пульсирующее напряжение $u_{\text{вых}}$, представляющее собой участки фазных напряжений u_{2A} , u_{2B} , u_{2C} . При чисто активной нагрузке кривая её тока $i_{\text{вых}} = u_{\text{вых}} / R_H$ имеет ту же форму, что и напряжение $u_{\text{вых}}$. Среднее значение выпрямленного напряжения находят как:

$$U_{cp} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{30^\circ}^{150^\circ} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \approx 1,17U_2. \quad (5.88)$$

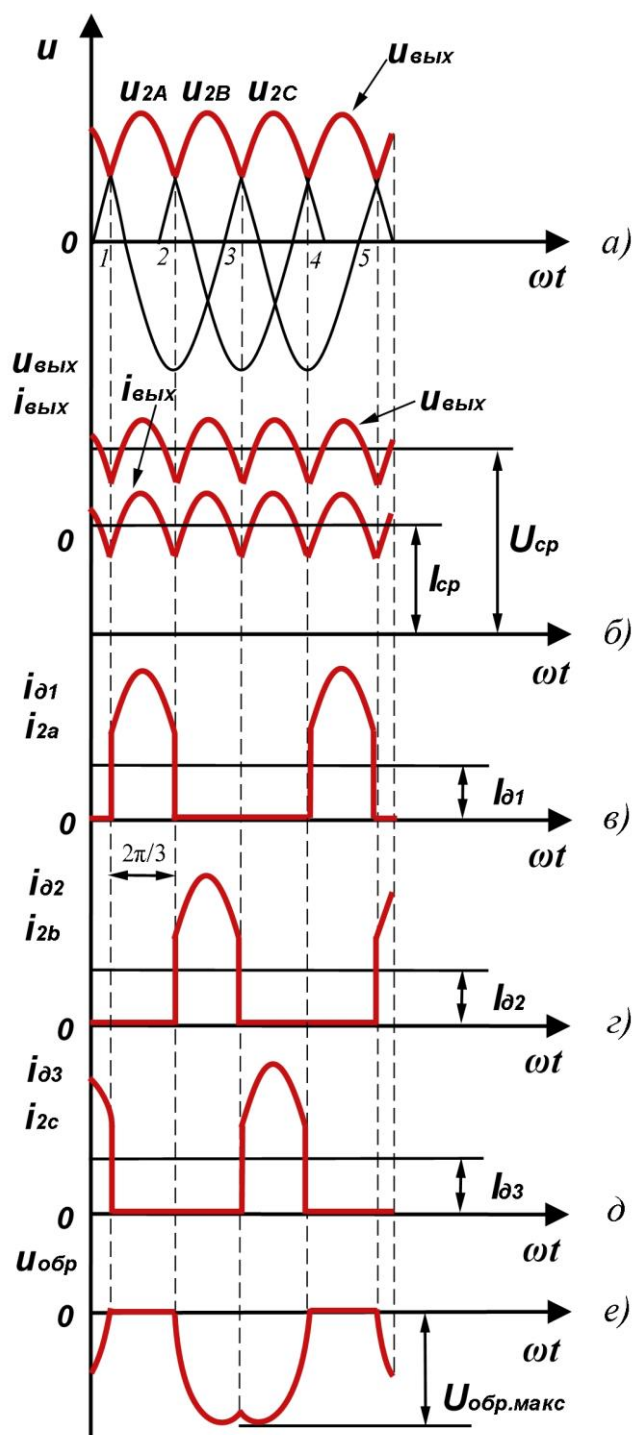


Рисунок 5.25 – Временные диаграммы работы трёхфазного выпрямителя с нулевым выводом при активной нагрузке

Максимальное обратное напряжение на диоде равно амплитуде линейного напряжения, то есть

$$U_{обр.макс} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_2 \approx 2,09U_{cp}. \quad (5.89)$$

Вторичная обмотка трансформатора и вентиль соединены последовательно. Тогда можно записать:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} I_{2m}^2 \cos^2 \omega t d\omega t} \approx 0,48I_{2m} \approx 0,587I_{cp}. \quad (5.90)$$

Действующее значение тока первичной обмотки составит

$$I_1 \approx 0,48 \frac{I_{cp}}{n}. \quad (5.91)$$

Максимальный ток диода:

$$I_{д.макс} = \frac{\sqrt{2}}{R_H} U_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}\sqrt{3}R_H} U_{cp} \approx 1,2I_{cp}. \quad (5.92)$$

Среднее значение тока через каждый вентиль в 3 раза меньше выпрямленного тока:

$$I_o = \frac{I_{cp}}{3}. \quad (5.93)$$

Расчётные мощности обмоток и типовая мощность трансформатора составят:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \approx 1,23U_{cp} I_{cp}, \quad (5.94)$$

$$P_2 = 3U_2 I_2 \approx 1,48U_{cp} I_{cp}, \quad (5.95)$$

$$P_T \approx 1,35U_{cp} I_{cp}. \quad (5.96)$$

Трёхфазная нулевая схема позволяет получать выпрямленное напряжение более сглаженной формы с переменной составляющей меньшей амплитуды, чем однофазная мостовая.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения составляет

$$K_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3^2 - 1} = 0,25, \quad (5.97)$$

в то время как для двухполупериодного однофазного выпрямителя коэффициент пульсаций равен 0,67. Частота пульсаций в трёхфазном выпрямителе в 3 раза выше частоты питающей сети. Вместе с тем данная схема является одноконтурной, так как токи во вторичных обмотках трансформатора протекают лишь один раз за период.

Недостаток трёхфазной нулевой схемы – прохождение через вторичные обмотки тока (i_{a2} , i_{b2} и i_{c2}) только в одном направлении, что создаёт магнитный поток подмагничивания, вызывающий дополнительный нагрев трансформатора. Поэтому схему широко применяют только в выпрямительных устройствах с трансформаторами, ток вторичной обмотки которых обычно не превышает 100 А.

Вместе с тем поток вынужденного подмагничивания может быть исключён введением дополнительных обмоток (то есть усложнением трансформатора) на вторичной стороне и соединением вторичных обмоток "зигзагом".

Как правило, в схему трёхфазного выпрямителя с нулевым выводом входит трансформатор со вторичными обмотками, соединёнными "звездой" или "зигзагом". Соединение вторичной обмотки трансформатора в "треугольник" в данной схеме выпрямления не применимо, так как при этом соединении отсутствует нулевой провод. Первичные обмотки соединяют "звездой" или "треугольником".

Схема *трёхфазного мостового выпрямителя* (схема А.Н. Ларионова) приведена на рисунке 5.26, а временные диаграммы его работы на чисто активную нагрузку – на рисунке 5.27. Используемые в данной схеме шесть диодов выпрямляют как положительные, так и отрицательные полуволны трёхфазного напряжения. Этот выпрямитель является аналогом однофазного мостового выпрямителя.

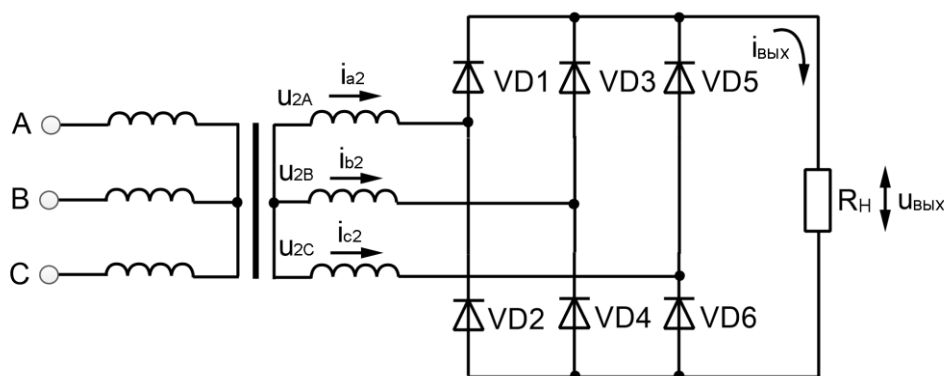


Рисунок 5.26 – Схема трехфазного мостового выпрямителя (Ларионова)

Шесть диодов образуют две группы: с общим катодным выводом ($VD1$, $VD3$ и $VD5$) и общим анодным выводом ($VD2$, $VD4$ и $VD6$). Диоды подключаются непосредственно к сети или через трансформатор, первичные и вторичные обмотки которого соединены в "звезду" или "треугольник".

В нечётной группе ($VD1$, $VD3$ и $VD5$) в течение каждой трети периода работает тот диод, у которого выше потенциал вывода. В чётной группе в этот интервал времени работает тот диод, у которого катодный вывод имеет наиболее отрицательный потенциал по отношению к общей точке анодных выводов. Таким образом, в интервале 1-2 ток проходит от фазы A трансформатора через диод $VD1$, нагрузку R_H , диод $VD4$ к фазе B трансформатора. В интервале 2-3 ток проходит через диод $VD1$, нагрузку R_H и диод $VD6$. То есть за период входного напряжения происходит шесть переключений вентиля. Схема работает в шесть тактов, в связи с чем её часто называют шестипульсной.

Таким образом, в трёхфазной мостовой схеме в любой момент времени при активной нагрузке ток проходит через два диода – один из нечётной, а другой – из чётной группы. Диоды нечётной группы коммутируются в момент пересечения положительных участков синусоид (точки 1, 2, 3), а чётной группы – в момент пересечения отрицательных участков (точки 4, 5, 6). Кривая выпрямленного напряжения $u_{\text{вых}}$ состоит из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

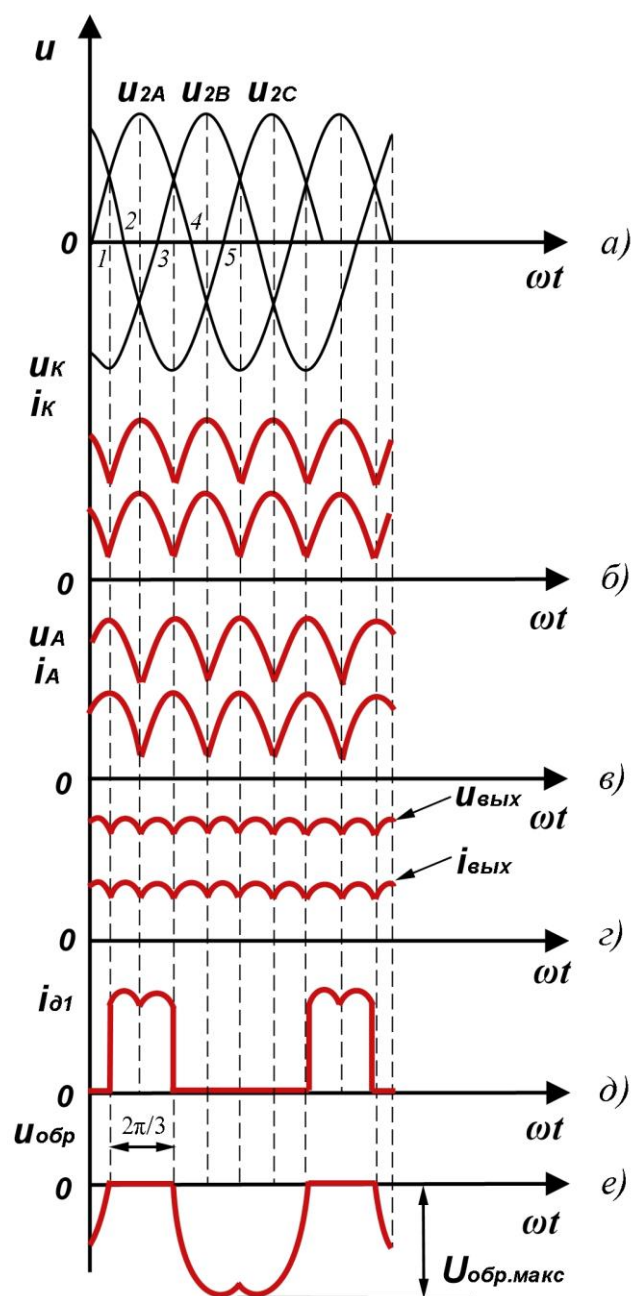


Рисунок 5.27 – Временные диаграммы работы трёхфазного мостового выпрямителя

Среднее значение выпрямленного напряжения находят по среднему значению напряжения $u_{\text{вых}}$ за период повторяемости $\pi/3$:

$$\begin{aligned} U_{cp} &= \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{2}U_{2A} \sin \omega t d\omega t - \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/2}^{-\pi/6} \sqrt{2}U_{2B} \sin \omega t d\omega t = \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34U_2. \end{aligned} \quad (5.98)$$

Очевидно, величина U_{cp} в два раза выше, чем в однотактной трёхфазной схеме. Выражение (5.98) удобно представить в виде $U_2 \approx 0,43U_{cp}$ для фазного напряжения и $U_{2\text{лин}} = \sqrt{3}U_2 \approx 0,74U_{cp}$ для линейного напряжения.

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора по определению

$$I_2 = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_{2m}^2 \cos^2 \omega t d\omega t} \approx 0,78I_{2m}. \quad (5.99)$$

Амплитудное значение тока через вторичную обмотку трансформатора равно:

$$I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R} = \frac{\sqrt{2}}{R} U_{2\text{лин}}. \quad (5.100)$$

Тогда

$$I_{2m} \approx 1,045I_{cp}, \quad (5.101)$$

$$I_2 \approx 0,815I_{cp}. \quad (5.102)$$

Так как формы первичного и вторичного тока одинаковы, то

$$I_1 = \frac{I_2}{n} \approx \frac{0,815I_{cp}}{n}. \quad (5.103)$$

Максимальное обратное напряжение на диоде, как и в однотактной трёхфазной схеме, равно амплитуде линейного напряжения:

$$U_{\text{обр.макс}} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2\phi} \approx 1,045U_{cp}. \quad (5.104)$$

Отметим, в схеме с нулевым выводом ток нагрузки создаётся под действием фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора, а в мостовой схеме – под действием линейного напряжения.

Среднее значение тока через каждый вентиль в 3 раза меньше выпрямленного тока I_{cp} .

Расчётная (габаритная) мощность трансформатора в рассматриваемой схеме составит $S_T = 1,045 U_{cp} I_{cp}$. В соответствии с этим трансформатор трёхфазной мостовой схемы выпрямителя выбирают на мощность, близкую к мощности нагрузки, что является преимуществом этой схемы.

Другими достоинствами схемы являются: небольшой коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения

$$K_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} \approx 0,057, \quad (5.105)$$

а также повышенная частота пульсаций (в шесть раз выше частоты входного напряжения), малое обратное напряжение, отсутствие вынужденного подмагничивания, так как ток во вторичной обмотке трансформатора изменяет своё направление.

К недостаткам схемы следует отнести увеличенное количество вентиляей, а также то, что выпрямитель не может быть применён для работы в однофазной бытовой сети.

Отметим, что на базе этой схемы возможно построение 12-ти и 24-х пульсных схем выпрямления, которые используют последовательное и параллельное соединение схем при различном сочетании соединений ("звезда" или "треугольник") вторичных обмоток трансформатора.

Параметры рассмотренных выше схем выпрямления напряжения переменного тока сведены в таблицу 5.1.

Таблица 5.1 – Основные соотношения в схемах выпрямителей

Схема выпрямителя	Реакция нагрузки	Трансформатор				Вентили	
		$\frac{U_2}{U_{cp}}$	$\frac{I_2}{I_{cp}}$	$\frac{nI_1}{I_{cp}}$	$\frac{P_T}{P_{cp}}$	$\frac{U_{обр. макс}}{U_{cp}}$	$\frac{I_o}{I_{cp}}$
Однофазная нулевая	активная	1,11	0,785	1,11	1,48	3,14	0,5
	индуктивная	1,11	0,707	1	1,34	3,14	0,5
	ёмкостная	0,93	1,45	1,63	1,83	2,63	0,5
Однофазная мостовая	активная	1,11	1,11	1,11	1,23	1,57	0,5
	индуктивная	1,11	1	1	1,11	1,57	0,5
	ёмкостная	0,71	1,63	1,63	1,51	1,32	0,5
Трёхфазная нулевая	активная	0,855	0,587	0,48	1,35	2,09	0,33
	индуктивная	0,855	0,587	0,48	1,35	2,09	0,33
	ёмкостная	-	-	-	-	-	-
Трёхфазная мостовая	активная	0,43	0,815	0,815	1,05	1,045	0,33
	индуктивная	0,43	0,815	0,815	1,05	1,045	0,33
	ёмкостная	-	-	-	-	-	-

Отметим, что при работе выпрямителя от сети переменного тока важно знать характер потребляемой им мощности. Наиболее благоприятным режимом является потребление только активной мощности. Это означает, что при синусоидальном напряжении сети потребляемый ток i_I также синусоидален и не имеет фазового сдвига относительно питающего напряжения. Однако такой режим не характерен для выпрямителей средней и большой мощности: потребляемый ими ток, как было показано, несинусоидален, а его первая гармоника сдвинута относительно синусоиды переменного напряжения сети.

Наличие фазового сдвига свидетельствует о том, что выпрямитель потребляет от сети помимо активной мощности, равной $U_{cp}I_{cp}$, также реактивную мощность. Потребление реактивной мощности и наличие в кривой тока высших гармонических составляющих приводят к увеличению действующего значения тока сети и росту потерь при передаче электроэнергии к выпрямителю.

5.3.4 Обеспечение надежности диодов

Для надёжной работы диодов в выпрямителях требуется выполнение условий $U_{д.ср} > U_{ср}$, $U_{обр.макс} > U_{2т}$ примерно с превышением на 30...40%. При выпрямлении напряжения, амплитудное значение которого превышает $U_{обр.макс}$ для одного диода, включают последовательно два или более однотипных диода. При таком включении диоды можно рассматривать как единый вентиль, у которого один из основных параметров возрастает пропорционально числу используемых диодов. Обратное напряжение при этом будет распределяться пропорционально обратному сопротивлению диодов.

Так как обратное сопротивление у однотипных диодов имеет некоторый разброс ($U_{обр}$ последовательно включенных диодов будут разными), то для выравнивания этих напряжений параллельно диодам включают шунтирующие резисторы с сопротивлениями, обычно равными $(0,1 \dots 0,2)R_{обр}$ (рисунок 5.28)

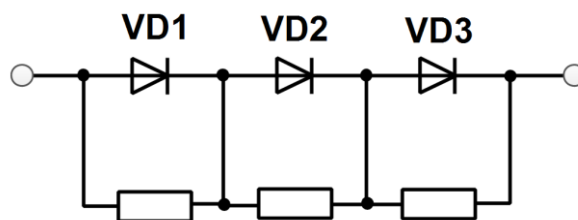


Рисунок 5.28 – Схема последовательного соединения вентилей с выравнивающими резисторами

Параллельное соединение диодов (увеличивающее I_{cp}) за редким исключением не используют.

В переходных режимах – в моменты подключения выпрямителя, отключения от сети, при работе в импульсных ИЭП – возможно появление бросков обратного напряжения, имеющих небольшую длительность, но заметно превосходящих значения обратных напряжений в установившемся режиме работы. Эти броски напряжения могут привести к пробое диода. Для предотвращения пробоя диода используют керамические конденсаторы, подключаемые параллельно с каждым диодом при их последовательном соединении (рисунок 5.29).

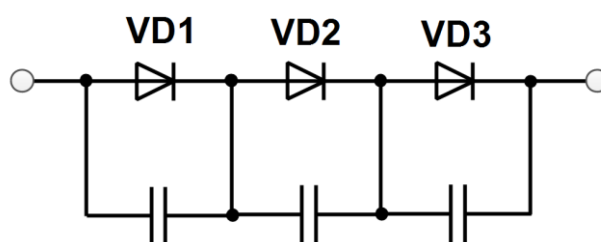


Рисунок 5.29 – Схема последовательного соединения вентилей с защитными конденсаторами

5.3.5 Высокочастотные выпрямители

Высокочастотные выпрямители применяют преимущественно в составе конверторов импульсных ИЭП, где необходимо выпрямить импульсное напряжение.

Высокочастотные выпрямители строятся также по рассмотренным ранее

схемам, однако они имеют некоторые особенности:

- входное напряжение, поступающее с преобразователя постоянного напряжения в переменное через трансформатор или минуя его, имеет негармоническую (импульсную) форму;
- из-за повышенной частоты входного напряжения начинают проявляться инерционные свойства вентиляй;
- при скачкообразном изменении входного напряжения диоды теряют вентильные свойства на какое-то время, зависящее от скорости их включения-выключения.

Перечисленные факторы изменяют характеристики выпрямителей, что следует учитывать при их проектировании и эксплуатации.

Схема однополупериодного выпрямителя с ёмкостным фильтром, приведённая на рисунке 5.30а, используется в одноктактных импульсных преобразователях. При поступлении на вход такого выпрямителя импульсов напряжения прямоугольной формы с временем установления переднего фронта t_{ϕ} в установившемся режиме форма тока вентиля $VD1$ имеет вид, показанный на рисунке 5.30б. Вентиль $VD1$ открывается при равенстве входного напряжения и напряжения нагрузки $U_{вых}$ (в момент времени t_1). Ток вентиля сначала нарастает линейно, а затем происходит выброс, обусловленный зарядом конденсатора фильтра C_{ϕ} , после чего ток диода сравнивается с током нагрузки, а на конденсаторе сохраняется практически постоянное напряжение $U_{вых}$. В момент времени t_3 входное напряжение начинает снижаться, вызывая снижение тока вентиля i_d и когда напряжение на входе и нагрузке сравниваются, ток вентиля станет равным нулю. При этом полярность напряжения на диоде изменяется на противоположную, начинается процесс рассасывания заряда, накопленного в $p-n$ -переходе вентиля, ток вентиля изменяет своё направление. По окончании рассасывания накопленного заряда ток вентиля становится равным нулю. Длительность времени рассасывания накопленного заряда и амплитуда обратного тока вентиля зависят от его инерционных свойств.

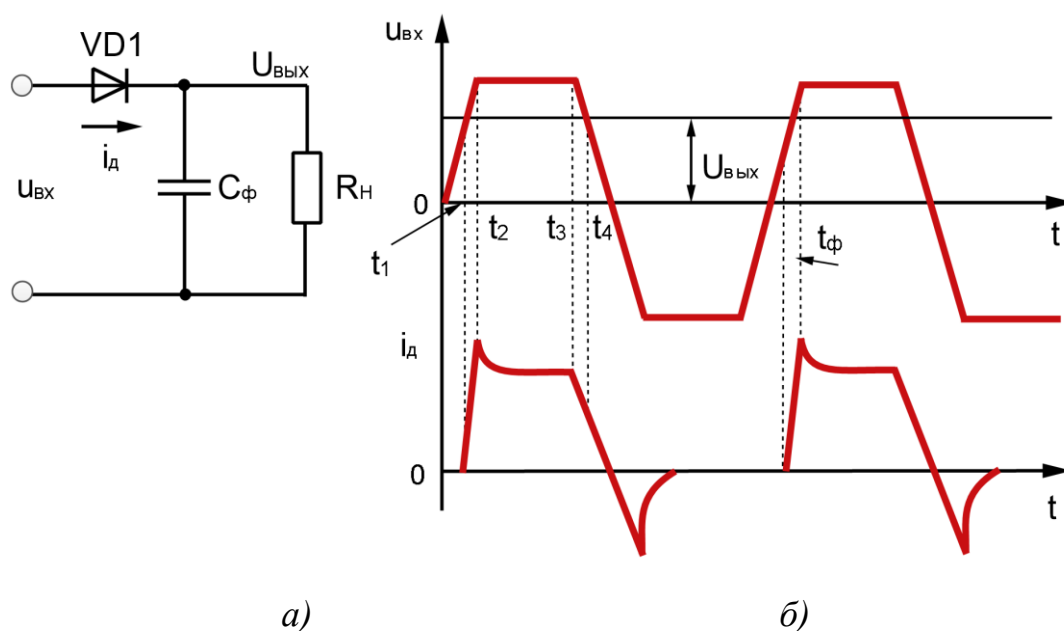


Рисунок 5.30 – Схема выпрямителя (а) и формы напряжений и токов в нём (б)

Из сказанного выше можно сделать вывод, что для применения в высокочастотных выпрямителях пригодны только диоды, имеющие малое время восстановления (рассасывания заряда). Если использовать в таких выпрямителях вентили с большим временем рассасывания заряда, то диоды потеряют свои вентильные свойства.

5.3.6 Умножители напряжения

Для уменьшения габаритов и массы ИЭП широко используют схемы выпрямителей с умножением напряжения.

Умножители напряжения преобразуют переменное напряжение в постоянное, причем выходное постоянное напряжение значительно превышает амплитуду входного переменного напряжения. Различают симметричные и несимметричные умножители напряжения.

Рассмотрим на рисунке 5.31 схему симметричного удвоителя напряжения (схема Латура).

Диоды включаются в разные полупериоды входного напряжения. В те полупериоды, когда $u_{вх} > 0$, включается диод $VD1$ и заряжается конденсатор

$C1$, в другие полупериоды ($u_{\text{вх}} < 0$), включается диод $VD2$ и заряжается конденсатор $C2$.

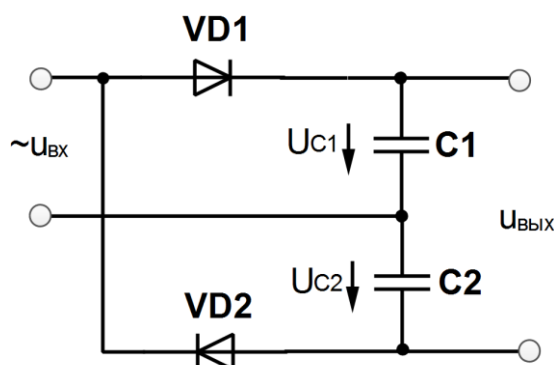


Рисунок 5.31 – Схема симметричного удвоителя напряжения (схема Латура)

Напряжения на конденсаторах при холостом ходе приближаются к амплитудному значению $U_{\text{вх.макс}}$ входного напряжения, поэтому

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\text{вх.макс}}. \quad (5.106)$$

Схема несимметричного удвоителя напряжения (схема Шенкеля-Вилларда) имеет вид, показанный на рисунке 5.32.

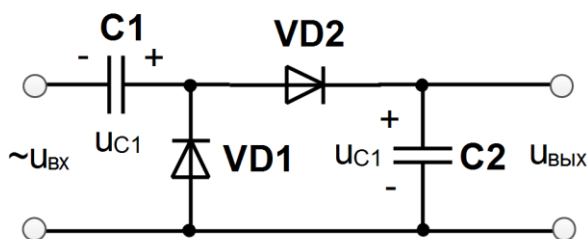


Рисунок 5.32 – Схема несимметричного удвоителя напряжения

В отрицательные полупериоды входного напряжения ($u_{\text{вх}} < 0$) через диод $VD1$ заряжается конденсатор $C1$ до амплитудного значения входного напряжения, а в положительные полупериоды ($u_{\text{вх}} > 0$) через диод $VD2$ под действием суммы напряжений $u_{\text{вх}}$ и u_{C1} , действующих согласно, заряжается конденсатор $C2$ до удвоенного амплитудного значения входного напряжения.

Аналогичным образом строят утроители (рисунок 5.33а), учетверители (рисунок 5.33б) и другие умножители напряжения.

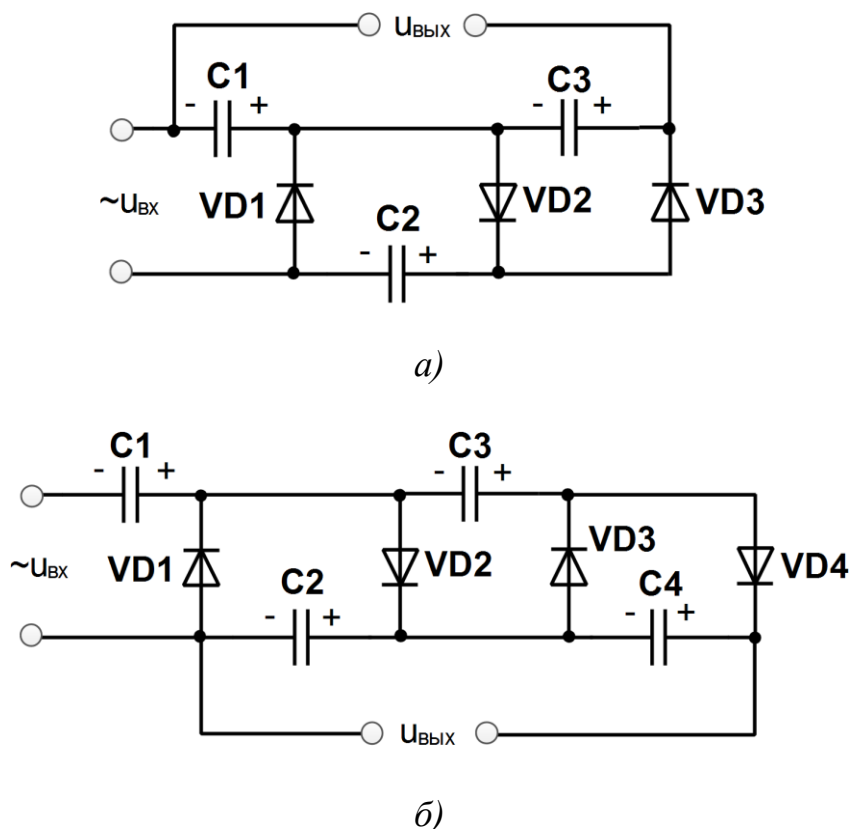


Рисунок 5.33 – Утроитель (а) и учетверитель (б) напряжения

В этих схемах напряжение на конденсаторе $C1$ равно амплитудному значению входного напряжения, а на всех остальных конденсаторах – удвоенному амплитудному значению входного напряжения.

Входное напряжение на такие умножители поступает обычно с вторичной обмотки трансформатора – и тогда такое устройство называют выпрямителем с умножением напряжения. Обычно их применяют в высоковольтных выпрямителях, потребляющих небольшой ток (единицы миллиампер), например для электропитания кинескопов телевизоров.

Таким образом, к преимуществам умножителей следует отнести то, что вторичную обмотку трансформатора можно рассчитывать на значительно меньшее напряжение. Среди недостатков следует указать: значительные токи через вентили выпрямителя, уровень пульсаций значительно выше, чем в схемах двухполупериодных выпрямителей.

5.3.7 Сглаживающие фильтры

Пульсирующее выпрямленное напряжение содержит постоянную и переменную составляющие. Полезный эффект у потребителей постоянного тока создают только постоянные составляющие напряжения и тока. Переменные гармонические составляющие, образующие пульсации, приводят к бесполезной трате мощности и помехам. Например, при электропитании оконечных каскадов звуковых усилителей мощности переменная составляющая создает фон на их выходе, то есть дополнительные колебания низкой частоты. Поэтому в ИЭП широко используют *сглаживающие фильтры* – устройства, уменьшающие пульсации напряжения.

Итак, сглаживающий фильтр – устройство, входящее в состав ИЭП и предназначенное для снижения уровня пульсаций напряжения или тока, поступающих в ИЭП из внешней цепи, и уровня пульсаций напряжения или тока из ИЭП в сторону внешней цепи. Иногда источником переменной составляющей может быть ЭДС, наведённая в проводах электропитания электромагнитными полями, создаваемыми другой РЭА.

Как правило, фильтр включают между вентильным блоком и нагрузкой.

Важнейшим параметром сглаживающего фильтра является *коэффициент сглаживания* S . По определению

$$S = \frac{K_{П1}}{K_{П2}}, \quad (5.107)$$

где $K_{П1}$ и $K_{П2}$ – коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра соответственно. Отметим, что в выпрямленном напряжении наибольшую амплитуду имеет первая гармоника.

Для ёмкостного фильтра (то есть фильтра, состоящего из одной ёмкости, включаемой параллельно нагрузке), у которого вход и выход фактически совпадают, под $K_{П1}$ понимают коэффициент пульсаций до подключения фильтра, а под $K_{П2}$ – коэффициент пульсаций после его подключения.

Коэффициент сглаживания показывает, во сколько раз фильтр уменьшает пульсации. На выходе фильтра напряжение оказывается хорошо сглаженным, а коэффициент пульсаций может иметь значения в диапазоне 0,001-0,00003.

Обычно чем больше полезный сигнал в РЭА, тем бóльшее значение коэффициента пульсации можно допустить в питающем напряжении.

Поскольку через фильтр проходит весь ток нагрузки, имеет место уменьшение и постоянной составляющей выпрямленного напряжения. Поэтому основным требованием, предъявляемым к сглаживающим фильтрам, является не только максимально возможное уменьшение переменной составляющей, но и минимальное уменьшение постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

Кроме указанного основного требования фильтр должен удовлетворять также и ряду других требований:

- фильтр не должен заметно искажать формы тока нагрузки;
- переходные процессы в фильтре, возникающие при включении выключении выпрямителя или его нагрузки, не должны вызывать чрезмерного повышения напряжения или бросков тока;
- фильтр должен быть экономичен, то есть иметь небольшую стоимость, малые размеры и массу.

Простейшим фильтром является пассивный ёмкостный фильтр (С-фильтр). Пассивные фильтры не содержат активных элементов (транзисторов и операционных усилителей). Рассмотрим его работу на примере однофазного однополупериодного выпрямителя. Ёмкостный сглаживающий фильтр подключают параллельно нагрузке (рисунок 5.34) – таким образом, он шунтирует нагрузку для переменной составляющей тока.

На интервале времени $t_1...t_2$ диод $VD1$ открыт и конденсатор C заряжается (рисунок 5.35).

На интервале времени $t_2...t_3$ диод $VD1$ закрыт, источник входного

напряжения отключен от конденсатора C и нагрузки. Разряд конденсатора характеризуется экспонентой с постоянной времени $\tau = R_H C$.

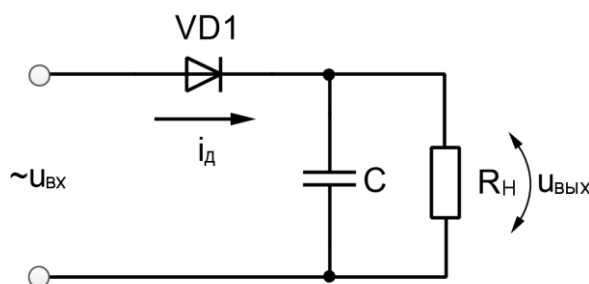


Рисунок 5.34 – Выпрямитель с ёмкостным сглаживающим фильтром

Ток через диод протекает только часть полупериода (интервал $t_1...t_2$). Чем короче интервал $t_1...t_2$, тем больше амплитуда тока диода при заданном среднем токе нагрузки. Если ёмкость C очень велика, то интервал $t_1...t_2$ оказывается очень малым, а амплитуда тока диода очень большой – и диод может выйти из строя.

Важно, чтобы сопротивление конденсатора для основной гармоники пульсации была много меньше сопротивления нагрузки:

$$R_H \gg \frac{1}{\omega C}. \quad (5.108)$$

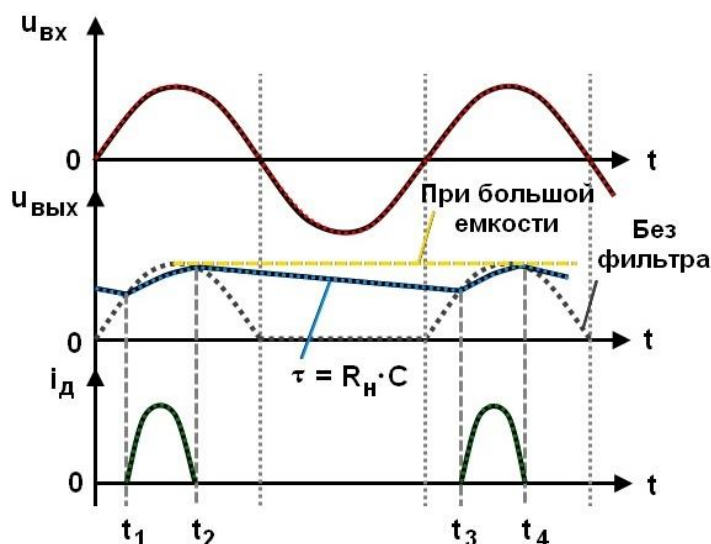


Рисунок 5.35 – Временные диаграммы работы выпрямителя с ёмкостным фильтром

Ёмкостный фильтр широко используют в маломощных выпрямителях; в мощных выпрямителях его используют редко, так как режим работы диода и соответствующих электрических цепей (к примеру, обмоток трансформатора) достаточно тяжёл.

В качестве фильтра можно использовать и индуктивность. Легко доказать, что индуктивный фильтр (L -фильтр) практически не даёт полезного эффекта в однофазном однополупериодном выпрямителе. Рассмотрим работу индуктивного фильтра на примере однофазного мостового выпрямителя. Индуктивный фильтр включают последовательно с нагрузкой (рисунок 5.36). Часто используют катушку индуктивности (реактор) на магнитном сердечнике с зазором.

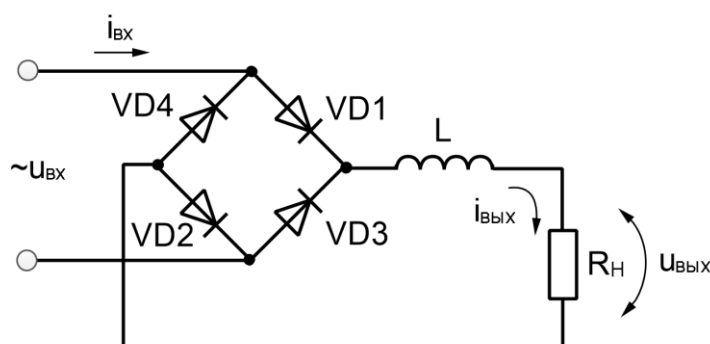


Рисунок 5.36 – Однофазный мостовой выпрямитель с L -фильтром

Предположим, что постоянная времени τ , определяемая выражением $\tau = L/R_H$, достаточно велика (как это обычно бывает на практике). Тогда ток нагрузки оказывается практически постоянным (рисунок 5.37).

Для хорошего сглаживания необходимо:

$$\omega L \gg R_H. \quad (5.109)$$

Тогда коэффициент сглаживания определяется как

$$S = \frac{K_{П1}}{K_{П2}} = \frac{\sqrt{(\omega L)^2 + R_H^2}}{R_H}. \quad (5.110)$$

С учётом (5.82) можно записать

$$S = \frac{\omega L}{R_H} = \frac{2\pi f_c mL}{R_H}. \quad (5.111)$$

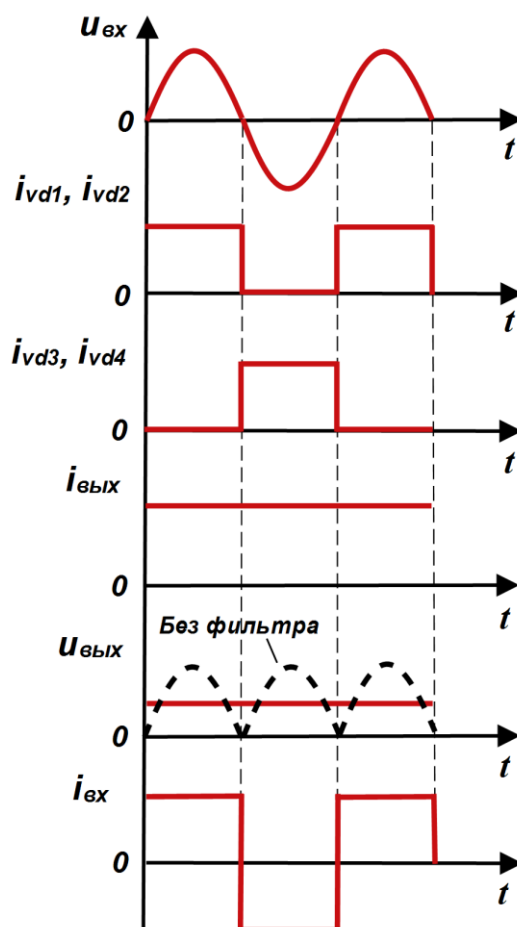


Рисунок 5.37 – Временные диаграммы работы выпрямителя с L -фильтром

Из формулы видно, что один и тот же коэффициент сглаживания может быть обеспечен при меньших величинах индуктивности L , если R_H мало, то есть включение индуктивного фильтра выгодно при малых R_H (в выпрямителях средней и большой мощности). Ёмкостный фильтр эффективен в цепях с большим R_H (малыми нагрузочными токами), так как легче добиться неравенства (5.109).

L -фильтр широко используют в выпрямителях, особенно мощных. Режим работы диодов (и соответствующих электрических цепей) не является тяжёлым.

Резюмируя выше сказанное, отметим, что конденсатор (обычно большой ёмкости), подключаемый параллельно нагрузке, заряжается при нарастании импульсов выпрямленного напряжения, а при убывании – разряжается, и таким образом пульсации сглаживаются. В дросселе же при нарастании импульсов выпрямленного напряжения из-за действия ЭДС самоиндукции нарастание тока задерживается, а при убывании – дроссель задерживает уменьшение тока, сглаживая его пульсации на нагрузке. Иными словами, конденсатор и дроссель представляют собой по сути резервуары энергии: они запасают энергию, если ток на нагрузке превышает среднее значение, и возвращают её, когда ток стремится уменьшиться ниже среднего значения, что и приводит к сглаживанию пульсации.

На практике используют также следующие типы фильтров (рисунок 5.38): индуктивно-ёмкостной или Γ -образный LC -фильтр (*а*), Γ -образный RC -фильтр (*б*), Π -образный LC -фильтр (*в*), Π -образный RC -фильтр (*г*).

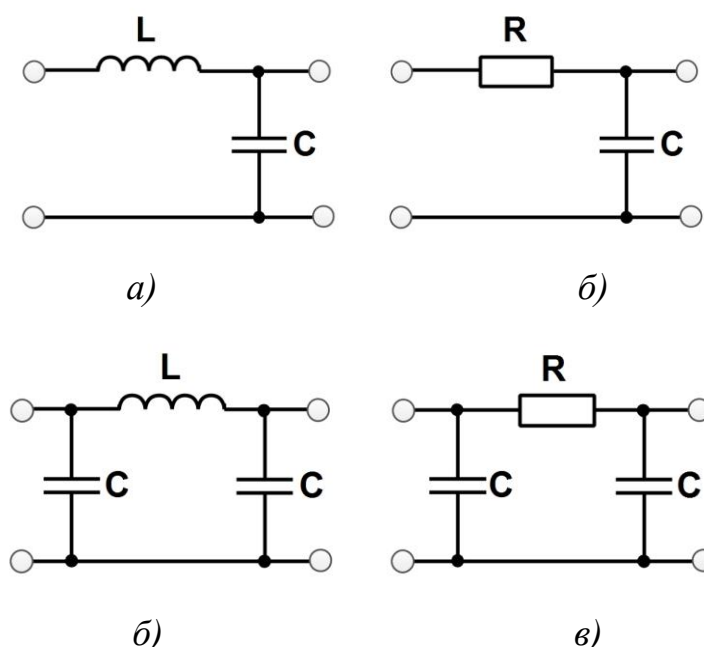


Рисунок 5.38 – Основные типы сглаживающих фильтров

Γ -образный LC -фильтр (*а*), Γ -образный RC -фильтр (*б*), Π -образный LC -фильтр (*в*),
 Π -образный RC -фильтр (*г*)

Обычно Γ - и Π -образные RC -фильтры применяют только в маломощных схемах, так как они потребляют значительную долю энергии. На практике применяют и другие, более сложные фильтры.

Для LC -фильтра коэффициент сглаживания k -й гармоники ориентировочно может быть определён как

$$S_k \approx k^2 \omega_n^2 LC - 1, \quad (5.112)$$

где ω_n – основная гармоника частоты пульсации.

Резонансная частота LC -фильтра ω_ϕ должна быть существенно меньше частоты первой гармоники пульсации ω_n . Её определяют как

$$\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (5.113)$$

В общем случае сглаживающий фильтр, содержащий дроссель и конденсатор, представляет собой колебательный контур. Возле своих собственных резонансных частот этот контур может иметь отрицательный коэффициент затухания, то есть может привести к усилению помех. Режим резонанса может возникнуть в контуре, образованном реактивными компонентами нагрузки вместе с реактивными компонентами фильтра. Для устранения этого эффекта собственные резонансные частоты смещают в сторону от резонансных колебаний (например, с помощью многоступенчатых фильтров) либо ослабляют резонансные колебания. При наличии в схеме реактивных компонентов наряду с результирующими частотами имеют место индивидуальные собственные частоты отдельных компонентов, вызванные их паразитными параметрами.

Дроссели сглаживающих фильтров являются индуктивными компонентами при частотах ниже их собственной частоты, выше которой они шунтируются паразитной межвитковой ёмкостью. Для повышения собственной частоты ёмкость обмотки дросселя должны быть как можно меньшей. Монтаж LC -фильтров поэтому стараются делать короткими проводами.

Среди недостатков LC-фильтров можно выделить следующие:

- сравнительно большие размеры и масса (при низкой частоте питающей сети);
- дроссель фильтра является источником помех, создаваемых магнитным полем рассеяния;
- дроссель фильтра иногда является причиной сложных переходных процессов, приводящих к искажениям в работе питаемой РЭА;
- фильтр не устраняет медленных изменений питающих напряжений.

Кроме пассивных фильтров применяют *активные (электронные) сглаживающие фильтры* на транзисторах. Эти фильтры имеют меньшие габариты и массу, больший коэффициент сглаживания.

Принцип действия транзисторных фильтров основан на использовании особенностей выходной характеристики транзистора. При выборе рабочей точки транзистора после перегиба выходной характеристики сопротивление перехода эмиттер-коллектор постоянному току ($R_{кэ0} = U_{к0} / I_{к0}$) на 2-3 порядка меньше сопротивления перехода переменному току ($r_k = 1/h_{22} = \Delta U_k / \Delta I_k$), то есть $R_{кэ0} \ll r_k$. Другими словами, его достоинства аналогичны достоинствам индуктивного фильтра – и его включают в схему сглаживающего Г-образного фильтра или П-образного фильтра вместо дросселя (такие фильтры также называют "электронными дросселями" или "умножителями ёмкости"). Но для этого нужно поддерживать постоянным ток базы, то есть исключить его пульсации.

По способу подключения нагрузки транзисторные фильтры подразделяют на последовательные и параллельные. Схемы простейших активных Г-образных фильтров с последовательным соединением нагрузки в цепи эмиттера и коллектора приведены на рисунке 5.39.

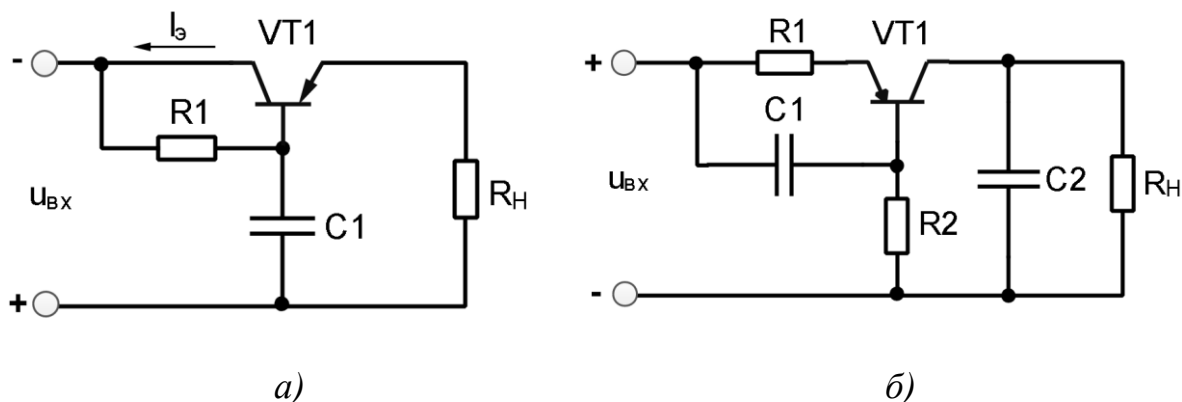


Рисунок 5.39 – Активные T -образные фильтры с нагрузкой в цепи эмиттера (а) и коллектора (б)

Для хорошей фильтрации в схеме на рисунке 5.39а должно выполняться условие:

$$R_1 \gg \frac{1}{m\omega C_1}. \quad (5.114)$$

Тогда переменная составляющая входного напряжения выделится на резисторе R . Это эмиттерный повторитель, выходное сопротивление которого очень мало, поэтому такой фильтр почти не чувствителен к изменению сопротивления нагрузки. Так как напряжение $U_{\delta\delta}$ мало, то выходное напряжение также будет незначительно отличаться от напряжения на базе. Также резистор R определяет напряжение смещения, то есть задаёт положение рабочей точки.

Пульсации на выходе в этой схеме зависят от сглаживающего действия цепи RC , и если при одной такой цепи пульсации всё-таки велики, для их снижения последовательно включают несколько RC -звеньев.

Вывод формулы для коэффициента сглаживания S такого фильтра производится путём анализа эквивалентной схемы транзистора, что даёт:

$$S = \frac{\Delta U_{\text{ex}\sim}}{\Delta U_{\text{вх}\sim}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r_B}{r_K}\right)^2 + \left(\frac{X_C}{r_K}\right)^2 + \left(\frac{X_C}{R_H}\right)^2 + \frac{2X_C^2}{R_H r_K}}}. \quad (5.115)$$

Полагая, что $r_K \gg r_B$, $r_K \gg X_C$ и $r_K \gg R_H$, получим

$$S = 2\pi f_c m C R_H. \quad (5.116)$$

Постоянная времени цепи разряда $R_H C_2$ на рисунке 5.37б ($\tau = R_H C_2$) значительно больше периода пульсации выпрямленного напряжения, и рабочая точка транзистора при изменениях входного напряжения будет перемещаться по пологому участку коллекторной характеристики. На этом участке коллекторный ток изменяется незначительно и пульсации напряжения на нагрузке меньше, чем на входе фильтра. В данной схеме смещение на базе транзистора обеспечивается фиксированным током базы от постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

Схема с нагрузкой в цепи коллектора способная работать только в узком диапазоне колебаний внешней температуры, так как резистор R_I обеспечивает термостабилизацию схемы в небольших пределах. Эту схему применяют при $R_H = \text{const}$, поскольку выходное напряжение зависит от сопротивления нагрузки. Такие фильтры предпочтительны при малых значениях R_H , то есть когда $R_H \ll R_{\text{вых}}$ фильтра.

Схема пригодного для практических целей транзисторного фильтра приведена на рисунке 5.40. В данной схеме стабилитрон защищает затвор логического МОП транзистора (с низким пороговым напряжением $U_{зи}$) от пробоя. Логический низковольтный МОП транзистор использован для минимизации потери напряжения на выходе фильтра.

Для ещё большего увеличения коэффициента сглаживания в активных фильтрах применяют составные транзисторы. Также активные фильтры могут быть выполнены на базе микросхем операционных усилителей. Коэффициент сглаживания активных фильтров может достигать нескольких тысяч.

В связи с тем, что часть выпрямленного напряжения падает на последовательно включенном транзисторе, а параллельно включенный транзистор потребляет постоянно часть выпрямленного тока, КПД

транзисторных фильтров составляет порядка 40-60% – это ниже чем у пассивных фильтров.

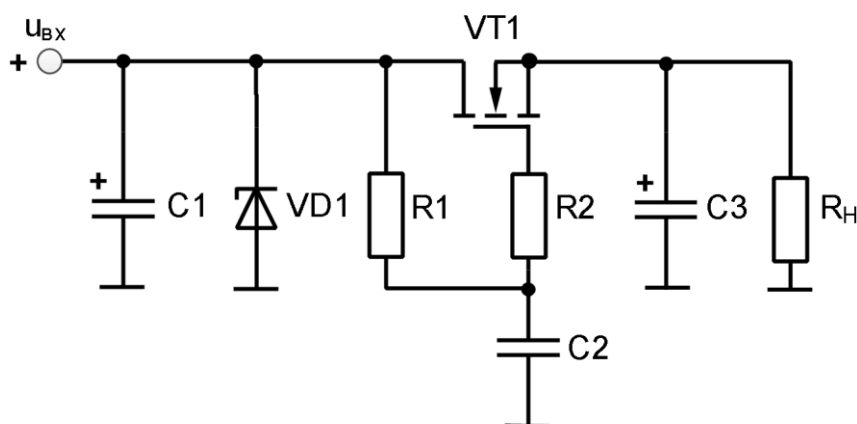


Рисунок 5.40 – Активный фильтр с нагрузкой в цепи истока МОП транзистора

Отметим, что повышение частоты питающей сети (1000 Гц и выше) делает использование транзисторных фильтров нецелесообразным по сравнению с пассивными фильтрами.

5.3.8 Бестрансформаторные схемы выпрямления напряжения

В общем случае бестрансформаторные выпрямители не содержат на своём входе трансформатора. Такие выпрямители применяют как в стабилизирующих (линейных и импульсных), так и в нестабилизирующих ИЭП.

В случае импульсных ИЭП бестрансформаторные выпрямители устанавливают, как правило, на входе источника – это так называемый AC-DC преобразователь. В нём происходит выпрямление напряжения переменного тока сети без понижения его амплитуды.

В случае линейных ИЭП применение бестрансформаторных выпрямителей обусловлено либо необходимостью непосредственного выпрямления напряжения переменного сетевого тока (например, для получения 320 В постоянного тока из напряжения сети 230 В 50/400 Гц), либо возможностью снижения амплитуды сетевого напряжения за счет

конденсатора, включенного последовательно между выпрямителем и сетью. Рассмотрим последний случай более подробно.

Бестрансформаторные выпрямители с "гасящим" конденсатором являются простейшими неавтономными ИЭП. Их применяют обычно для электропитания малогабаритной портативной аппаратуры с токами до 15-30 мА.

Ограниченное применение бестрансформаторных выпрямителей с "гасящим" конденсатором объясняется, в первую очередь, требованиями техники безопасности, так как оба полюса выпрямленного напряжения гальванически связаны с сетью. Второй недостаток таких выпрямителей – отсутствие гибкости при выборе выпрямленного напряжения.

Для РЭА можно использовать в качестве бестрансформаторных выпрямители: однополупериодный, мостовой, удвоения напряжения. Основные характеристики такие же, как и в случае с трансформаторным электропитанием. Сетевое напряжение подключают к точкам подключения вторичных обмоток трансформаторов (вместо трансформатора).

В таких схемах конденсатор выполняет роль "безваттного" реактивного сопротивления, образующего с активным сопротивлением нагрузки делитель напряжения.

Рассмотрим работу простейшего нестабилизирующего бестрансформаторного ИЭП с чисто резистивной нагрузкой (рисунок 5.41).

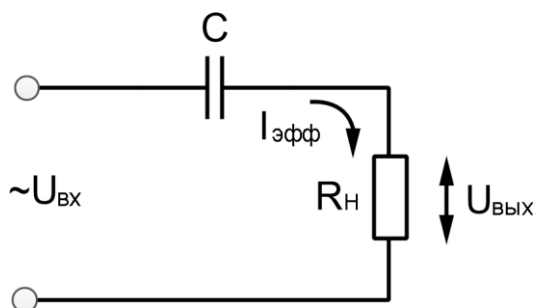


Рисунок 5.41 – Бестрансформаторный ИЭП с "гасящим" конденсатором

Полное сопротивление последовательно включенных конденсатора C и резистора R_H равно:

$$Z = \sqrt{R_H^2 + X_C^2}, \quad (5.117)$$

где $X_C = 1/2\pi f_c C$ – ёмкостное сопротивление конденсатора C на частоте f_c , а C – его ёмкость. Поэтому эффективный переменный ток в цепи составит

$$I_{эфф} = \frac{U_{вх}}{Z}, \quad (5.118)$$

где $U_{вх}$ – напряжение сети.

Тогда можно записать:

$$I_{эфф} = 2\pi f_c C \sqrt{U_{вх}^2 - U_{вых}^2}. \quad (5.119)$$

В качестве примера проведём расчёт "гасящего" конденсатора для включения в сеть 220 В 50 Гц паяльника на 127 В мощностью 40 Вт. В этом случае необходимое эффективное значение тока нагрузки составит

$$I_{эфф} = \frac{P}{U_{вых}} = \frac{40}{127} \approx 0,315 \text{ А.}$$

Расчётную ёмкость "гасящего" конденсатора

$$\text{найдем как } C = \frac{I_{эфф}}{2\pi f_c \sqrt{(U_{вх}^2 - U_{вых}^2)}} = \frac{0,315}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot \sqrt{(220^2 - 127^2)}} \approx 5,6 \text{ мкФ}.$$

Рассмотрим далее стабилизирующий ИЭП, в котором "гасящий" конденсатор включен в сеть последовательно с диодным мостом, а нагрузка, зашунтированная другим конденсатором и стабилитроном, питается от выходной диагонали диодного моста (рисунок 5.42). Такой ИЭП находит применение в ряде РЭА вот уже несколько десятилетий.

В этом случае цепь становится резко нелинейной и форма тока, протекающего через мост и "гасящий" конденсатор, будет отличаться от синусоидальной. Временные диаграммы работы такого ИЭП приведены на рисунке 5.43.

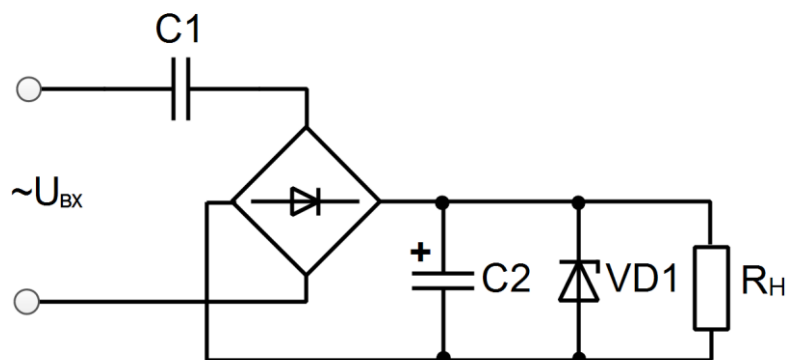


Рисунок 5.42 – Бестрансформаторный ИЭП с "гасящим" конденсатором и мостовым выпрямителем

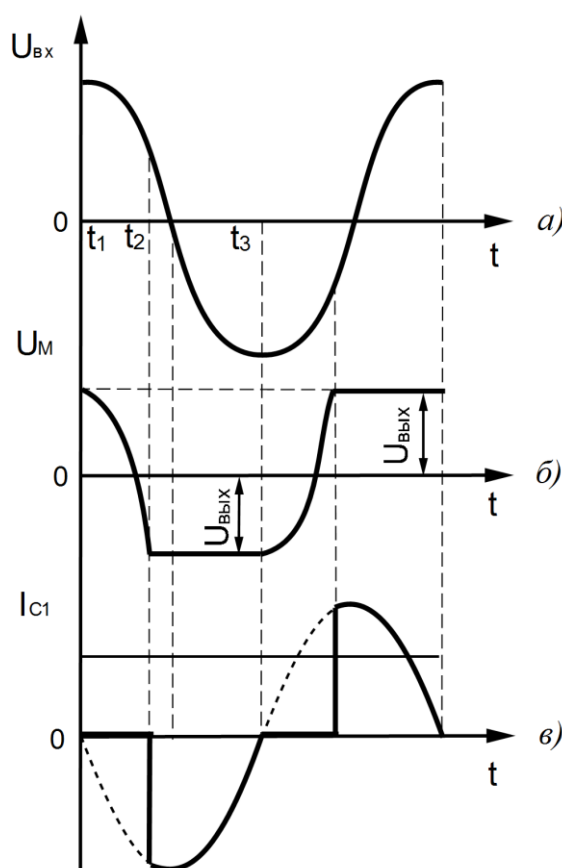


Рисунок 5.43 – Временные диаграммы работы бестрансформаторного ИЭП

Пусть в начальный момент времени напряжение сети максимально. Конденсатор $C1$ заряжен до амплитудного напряжения сети за вычетом напряжения на диодном мосте. Ток через конденсатор $C1$ и закрытый мост

равен нулю. Напряжение в сети и на мосте уменьшается по косинусоидальному закону, а напряжение на конденсаторе CI не меняется.

Ток конденсатора останется нулевым до тех пор, пока напряжение на диодном мосте, сменив знак на противоположный, не достигнет значения $-U_{вых}$ (момент t_2). В этот момент появится скачком ток I_{CI} через конденсатор CI и мост. Начиная с момента t_2 , напряжение на мосте не меняется, а ток определяется скоростью изменения напряжения сети и, следовательно, будет точно таким же, как если бы к сети был подключен только конденсатор CI .

Когда напряжение сети достигнет отрицательного амплитудного значения (момент t_3), ток через конденсатор CI снова станет равным нулю. Далее процесс повторяется каждый полупериод.

Ток через мост протекает лишь в интервале времени t_2 - t_3 .

Средний ток через нагрузку может быть найден как

$$I_{cp} = 4f_c CI (\sqrt{2}U_{вх} - U_{вых}). \quad (5.120)$$

Отметим, что в случае отключения нагрузки $U_{вых} = \sqrt{2}U_{вх}$, то есть выходное напряжение ИЭП станет равным амплитудному значению напряжения сети. При уменьшении тока нагрузки, например, на 10%, выходное напряжение увеличится так, чтобы выражение в скобках (5.80) тоже уменьшилось на 10%. По этой причине параллельно нагрузке обычно включают стабилитрон. При минимальном напряжении сети и максимальном токе нагрузки через стабилитрон должен протекать ток не менее допустимого минимального тока стабилизации $I_{ст.мин}$.

Рассчитаем в качестве практического примера рассматриваемый ИЭП. Исходными данными являются:

- выходное напряжение $U_{вых} = 9$ В;
- токи нагрузки от $I_{H.мин} = 5$ мА до $I_{H.макс} = 15$ мА;
- напряжение сети изменяется от $U_{вх.мин} = 200$ В до $U_{вх.макс} = 240$ В.

Принимаем $I_{ст.мин} = 5$ мА. Находим ёмкость "гасящего" конденсатора как

$$C1 = 3,5 \frac{I_{ст.мин} + I_{Н.макс}}{U_{вх.мин} - 0,7U_{вых}} = \frac{3,5(5 + 15)}{200 - 0,7 \cdot 9} \approx 0,361 \text{ мкФ}.$$

Выбираем номинальное значение ёмкости 0,39 мкФ и проверяем максимальный ток через стабилитрон:

$$I_{ст.макс} = \frac{(U_{вх.макс} - 0,7U_{вых})C1}{3,5} - I_{Н.мин} = \frac{0,39(240 - 0,7 \cdot 9)}{3,5} - 5 \approx 21 \text{ мА}.$$

По справочнику выбираем стабилитрон Д814Б, имеющий необходимое напряжение стабилизации.

Отметим, что для ограничения тока при подключении ИЭП к сети последовательно с конденсатором $C1$ необходимо включить резистор сопротивлением несколько сотен Ом, а для разрядки конденсатора после отключения – параллельно ему резистор сопротивлением несколько сотен кОм.

Следует иметь в виду, что включение в рассматриваемую схему ИЭП стабилитрона существенно снижает его КПД. Однако повысить его можно, если "гасящий" конденсатор заменить на конденсаторный делитель, как это показано на рисунке 5.44.

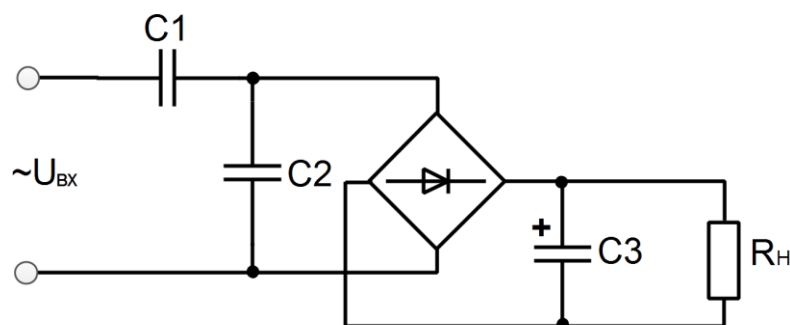


Рисунок 5.44 – Бестрансформаторный ИЭП с "гасящим" конденсаторным делителем

5.4 Управляемые выпрямители напряжения

Рассмотренные ранее выпрямители являлись нерегулируемыми, так как величина выходного постоянного напряжения однозначно определялась входным напряжением выпрямителя.

Вместе с тем величину выпрямленного напряжения в ряде случаев нужно изменять. Такая необходимость может возникнуть при включении мощных двигателей, накала генераторных ламп, для уменьшения бросков тока при включении. При исследовании работы РЭА, приборов, например, при снятии ВАХ также требуется регулируемое напряжение.

Регулирование выпрямленного напряжения можно осуществлять на стороне переменного тока (входе), на стороне постоянного тока (выходе) и в самом выпрямителе с помощью регулируемых вентилях.

Изменение напряжения на входе выпрямителя в цепи переменного тока осуществляют с помощью автотрансформатора. Однако, как правило, они слишком громоздки и имеют низкую надёжность вследствие наличия переключаемых или скользящих контактов.

Также изменять напряжение на входе выпрямителя в цепи переменного тока возможно с помощью реостата, включенного в цепь первичной или вторичной обмотки трансформатора. Однако в этом случае имеет место заметная потеря мощности выпрямителя.

Более экономичная схема, в которой реостат заменён на дроссель с подвижным сердечником, позволяющим регулировать воздушный зазор, а следовательно, и значение индуктивности. Лучшие результаты регулирования индуктивности обеспечивает дроссель насыщения, по вспомогательной обмотке которого пропускают постоянный ток. То есть изменение тока в подмагничивающей обмотке с помощью потенциометра позволяет регулировать напряжение на выходе выпрямителя.

И хотя использование дросселя насыщения не приводит к заметному снижению КПД выпрямительного устройства, однако при этом искажается синусоидальная форма входного напряжения, поэтому для мощных выпрямителей этот метод использовать не рекомендуется.

В свою очередь, регулирование напряжения постоянного тока с помощью делителя напряжения или потенциометра, включенного между выходом выпрямительного блока (фильтра) и нагрузкой, также связано с большими потерями мощности. Применять этот метод целесообразно при мощности выпрямленного тока, составляющей единицы-десятки ватт, то есть когда КПД выпрямительного устройства не имеет существенного значения.

Преодолеть все выше описанные недостатки методов регулирования выходного напряжения выпрямительного устройства возможно за счёт применения регулируемых вентиляей.

Отметим также, что если напряжение нагрузки исчисляется несколькими вольтами, и сила тока нагрузки составляет десятки ампер (типично для современных процессоров), то мощность потерь в неуправляемом выпрямителе может быть даже больше, чем мощность, отдаваемая в нагрузку. В этом случае также находят применение выпрямители с управляемыми вентилями.

Действительно, диоды, на которых традиционно строятся выпрямители, имеют большое прямое падение напряжения, приближающееся к 1 В. Диоды Шоттки отличаются сравнительно небольшим прямым падением напряжения 0,5-0,6 В, что, однако, всё равно не решает задачу создания выпрямителя с высоким КПД.

При низких уровнях напряжения и относительно низкой частоте выпрямляемого тока основная часть потерь в диодах определяется значением прямого тока через диод, поэтому для уменьшения потерь используют однотактные схемы выпрямления. В этом случае КПД выпрямителя определяется как

$$\eta = \frac{U_{cp}}{U_{cp} + U_{\delta}}, \quad (5.121)$$

где U_{δ} – падение напряжения на диоде при прохождении прямого тока.

Выпрямители с управляемыми вентилями (далее управляемые выпрямители) обычно выполняют на транзисторах и тиристорах. Во время насыщения мощных современных транзисторов падение напряжения сток-исток может составлять около 10...50 мВ, благодаря чему КПД низковольтных управляемых выпрямителей значительно превосходит КПД диодных выпрямителей, выполняющих ту же функцию. Более того, если требуется выпрямить напряжение величиной 0,5 В, то это можно сделать только управляемым выпрямителем.

Если на затворы транзисторов (или на соответствующие электроды других активных компонентов) подают сигналы управления от выпрямленного напряжения, то такой управляемый выпрямитель называют *синхронным*. Если управление транзисторами не связано напрямую с выпрямляемым напряжением (например, затворы транзисторов подключены к задающим генераторам), то такой выпрямитель синхронным не является.

Управляемые выпрямители строятся по принципу фазового управления, суть которого заключается в том, что из выходного напряжения неуправляемого выпрямителя вырезаются участки синусоиды. Фазовый способ управления делится на три вида:

- фазопаздывающий – регулирование выходного напряжения осуществляется путём задержки момента включения связи между сетью и нагрузкой по сравнению с неуправляемым выпрямителем, а момент прекращения связи является функцией схемы и нагрузки;

- фазоперебегающий;

- фазоизбирательный – любой из фрагментов синусоиды может быть вырезан.

Доминирующим является фазопаздывающий метод, так как он логически соответствует режиму работы силового тиристора, который открывается системой управления, а закрывается нулём тока.

Таким образом, регулирование осуществляется за счёт задержки момента прохождения тока через вентиль по отношению к моменту его собственного отпирания. Так, например, в двухполупериодном выпрямителе при замене неуправляемых вентилях на управляемые и подаче на управляющий электрод положительных импульсов напряжение на нагрузке уменьшится (рисунок 5.45а). Угол задержки включения называется углом управления α . При увеличении угла управления напряжение на нагрузке уменьшается.

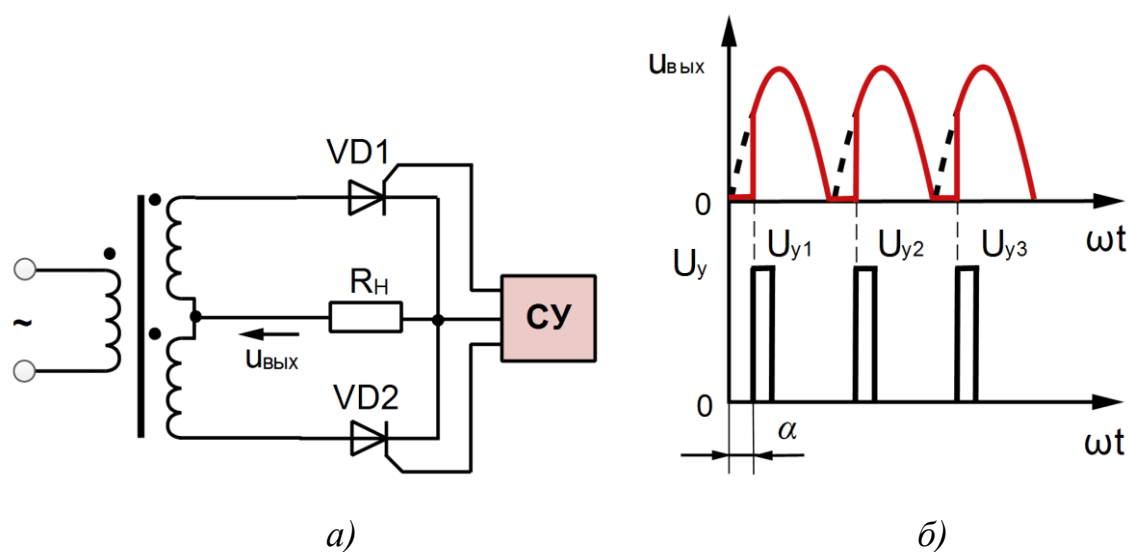


Рисунок 5.45 – Двухполупериодный управляемый выпрямитель со средней точкой (а) и диаграммы его работы (б)

СУ – схема управления

Очень часто управляемые выпрямители строят на основе однооперационных (обычных, незапираемых) тиристоров.

Простейшие схемы регулируемых выпрямителей образуются из соответствующих схем нерегулируемых выпрямителей при полной или частичной замене полупроводниковых выпрямительных диодов тиристорами (например, в однофазной мостовой схеме обычно только два диода заменяют на тиристоры).

Рассмотрим схему однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя со средней точкой, нагруженного на резистор (чисто активная нагрузка) (рисунок 5.45а).

Если импульсы управления подаются сразу после появления на тиристорах положительных напряжений, то схема будет работать точно так же, как схема на диодах.

Часто временные диаграммы работы подобных схем изображают, откладывая по горизонтальной оси не время t , а величину ωt (рисунок 5.45б). Тогда временной задержке включения тиристора $t_{вкл}$ соответствует определённый угол α сдвига по фазе между напряжением на тиристоре и импульсами управления, причём

$$\alpha = \omega t_{вкл} . \quad (5.122)$$

Для рассматриваемой схемы угол управления, как легко заметить, может изменяться в пределах от 0 до π . Чем больше угол управления, тем меньше среднее напряжение на выходе выпрямителя.

При $\alpha = 0$ кривая выходного напряжения $u_{вых}$ соответствует случаю неуправляемого выпрямителя и напряжение $U_{cp} \approx 0,9U_2$ максимально. Углу управления $\alpha = \pi$ отвечают $u_{вых} = 0$ и $U_{cp} = 0$.

Таким образом, управляемые выпрямители позволяют преобразовать переменный ток в постоянный и плавно изменять выпрямленное напряжение от нуля до номинального значения.

Зависимость напряжения U_{cp} от угла α называется *регулирующей характеристикой* управляемого выпрямителя. Она определяется из выражения для среднего значения напряжения на нагрузке. Это напряжение на интервале α - π соответствует синусоиде вторичного напряжения, то есть

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t . \quad (5.123)$$

Результат расчёта даёт

$$U_{cp} = U_{cp0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (5.124)$$

где $U_{cp0} = 0,9U_2$ – среднее значение напряжения на нагрузке при $\alpha = 0$.

На рисунке 5.46а приведена регулировочная характеристика управляемого выпрямителя, построенная по выражению (5.124).

Типовая мощность трансформатора составит:

$$P_T = \frac{\sqrt{\pi(\pi - \alpha)}}{2\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)} (1 + \sqrt{2}) U_{cp} I_{cp}. \quad (5.125)$$

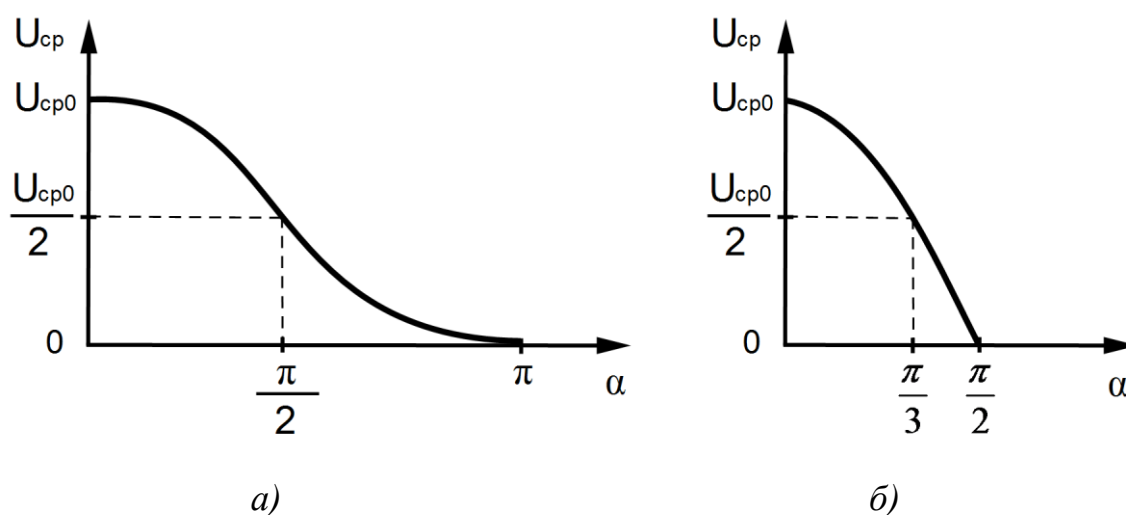


Рисунок 5.46 – Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя для случая чисто активной нагрузки (а) и индуктивной (б)

На рисунке 5.47 приведены временные диаграммы напряжений и токов управляемого выпрямителя для случая индуктивной нагрузки, причём $L \rightarrow \infty$. Отметим, что в тиристорных выпрямителях используют фильтры, начинающиеся с дросселя, так как при подключении сразу ёмкостного фильтра заряд конденсатора через открывшийся тиристор может сопровождаться большим током, способным вывести тиристор из строя.

Большая величина L является наиболее характерным случаем при использовании выпрямителя на практике. Режим работы выпрямителя характеризуется наличием в кривой напряжения $u_{вых}$ участков отрицательной

полярности, целиком заполняющих интервалы α , а также идеально сглаженной кривой тока нагрузки $i_{\text{блх}}$. В соответствии с указанной кривой тока токи тиристоров $i_{\text{д1}}$, $i_{\text{д2}}$ имеют вид импульсов прямоугольной формы. Среднее значение тока тиристоров связано с током $I_{\text{ср}}$ соотношением $I_{\text{д1}} = I_{\text{д2}} = I_{\text{ср}}/2$.

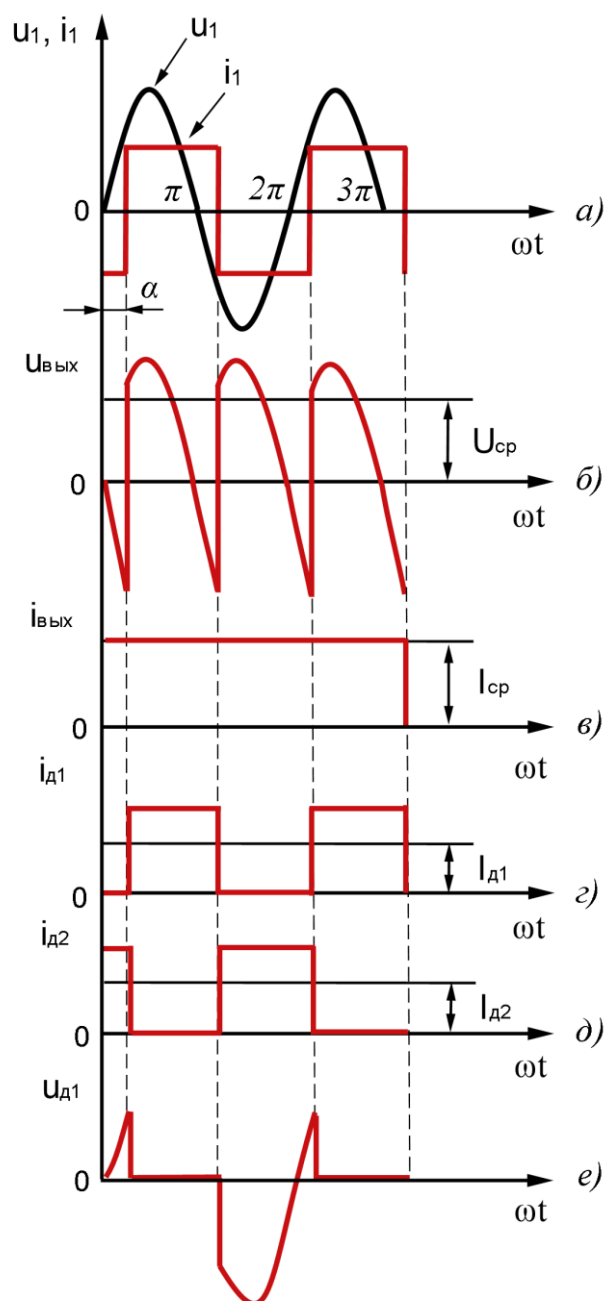


Рисунок 5.47 – Временные диаграммы напряжений и токов в однофазном управляемом выпрямителе при индуктивной нагрузке

Потребляемый от сети ток i_l является переменным и имеет прямоугольную форму с амплитудой $I_{lm} = I_{cp}/n$. Его первая гармоника сдвинута в сторону отставания на угол $\varphi = \alpha$ относительно напряжения на входе.

Кривая напряжения на тиристоре состоит из участков напряжения $2u_2$. Максимальное обратное напряжение равно $2\sqrt{2}U_2$ (при $\alpha < 90^\circ$), как и в неуправляемом выпрямителе. Этому же значению соответствует и максимально возможное прямое напряжение на тиристоре (при $\alpha \geq 90^\circ$).

Наличие в кривой напряжения $u_{вых}$ участков отрицательной полярности обуславливает отличие регулировочной характеристики управляемого выпрямителя при $L \rightarrow \infty$ от случая чисто активной нагрузки (рисунок 5.45б).

Регулировочная характеристика, определяемая из выражения

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t, \quad (5.126)$$

описывается соотношением

$$U_{cp} = U_{cp0} \cos \alpha. \quad (5.127)$$

При работе управляемого выпрямителя первая гармоника входного тока, как отмечалось ранее, отстаёт от напряжения на входе. Это приводит к потреблению выпрямителем от сети реактивной мощности, что неблагоприятно сказывается на его энергетических показателях. Указанное явление можно несколько ослабить, подключив к выходной цепи управляемого выпрямителя так называемый нулевой диод (параллельно нагрузке до фильтра).

В настоящее время в электроприводах постоянного тока и в системах возбуждения синхронных двигателей основной элементной базой при построении управляемых выпрямителей являются тиристоры.

Тиристоры – не полностью управляемые полупроводниковые приборы, обладающие двумя устойчивыми состояниями: открытым (проводящим ток) и закрытым (не проводящим тока). Тиристор начинает проводить ток в том

случае, если к анодному выводу (по отношению к катодному выводу) приложен положительный потенциал и одновременно к управляющему электроду подаётся положительный управляющий сигнал. При приложении к анодному выводу положительного потенциала сопротивление тиристора будет зависеть от управляющего тока. При отсутствии управляющего сигнала сопротивление тиристора велико. При появлении управляющего тока тиристор перейдёт в открытое состояние – и проводимость его будет высокой.

Для чёткого момента включения тиристора необходимо:

- управляющий импульс должен быть синхронизирован с частотой сети и иметь крутой передний фронт (скорость нарастания 20-30 В/мкс);
- амплитуда и длительность управляющего импульса должны быть достаточными для надёжного открывания, но амплитуда не должна превышать максимально допустимой.

Тиристор отличается от транзистора тем, что ток управления только открывает, но не закрывает его. Закрывается тиристор при приложении к анодному выводу отрицательного напряжения.

В электроприводах находят применение также сдвоенные тиристоры, называемые симисторами, которые обладают свойствами встречно-параллельно соединённых тиристоров, но имеют лишь один управляющий электрод.

Для управления тиристором используют систему импульсно-фазного управления (СИФУ), которая формирует управляющий импульс нужной формы и мощности, а также осуществляет сдвиг по фазе импульса относительно напряжения сети.

В трёхфазной мостовой схеме, в которой вместо диодов включены тиристоры (рисунок 5.48), управляющие импульсы, поступающие от СИФУ, должны соответствующим образом быть сфазированы с напряжением трансформатора (сети), то есть подаваться в нужные моменты времени (рисунок 5.49). Сдвиг импульсов относительно базовой точки происходит в

сторону отставания. За базовые необходимо брать точки 1, 2 и 3 естественного отпирания диодов.

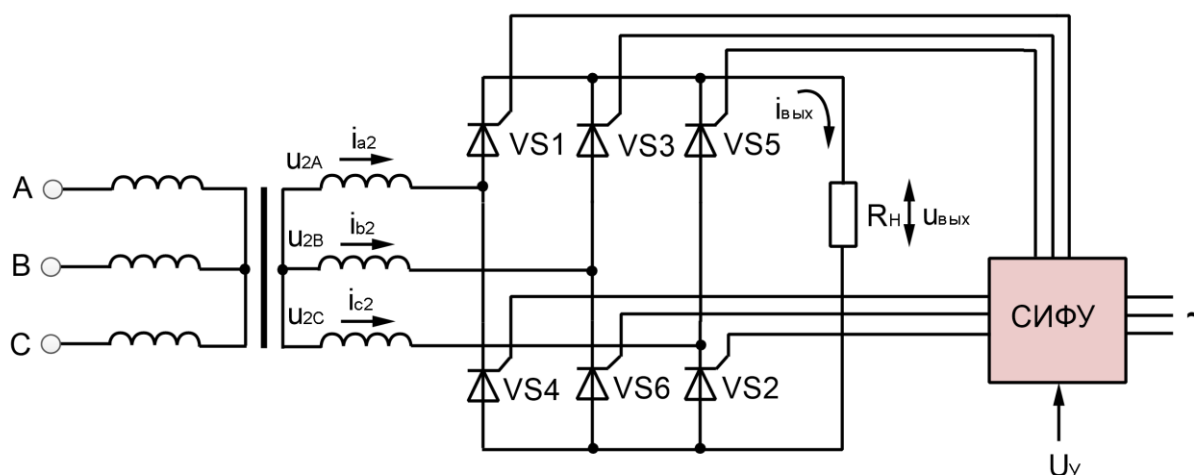


Рисунок 5.48 – Трёхфазная мостовая схема управляемого выпрямителя

Если управляющие импульсы подавать на тиристоры в базовых точках, то получим наибольшее выпрямленное напряжение U_{cp} . При подаче управляющих импульсов с отставанием по отношению к точке естественного отпирания на угол α тиристоры открываются позже, а среднее выпрямленное напряжение будет меньше, чем наибольшее выпрямленное U_{cp} .

Поскольку трёхфазная мостовая схема имеет две группы тиристоров, а ток в любой момент протекает минимум через два тиристора, СИФУ вырабатывает двойные импульсы, сдвинутые относительно друг друга на 60 электрических градусов. В этом случае имеет место одновременная подача импульсов в тиристоры двух различных групп (VS1 и VS6, VS1 и VS2, VS3 и VS2 и т. д.). Наличие двух групп тиристоров обеспечивает шестифазное выпрямление.

Коммутационные процессы в управляемых выпрямителях, также как и в неуправляемых, оказывают существенное влияние на работу, показатели и характеристики выпрямителя. Влияние индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора L_{s1} , L_{s2} , а при более точных расчётах – и индуктивности питающей сети L_C , учитывается суммарной индуктивностью

$L_a = L_{s2} + (L_{s1} + L_C) \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2$, приведенной ко вторичной обмотке трансформатора.

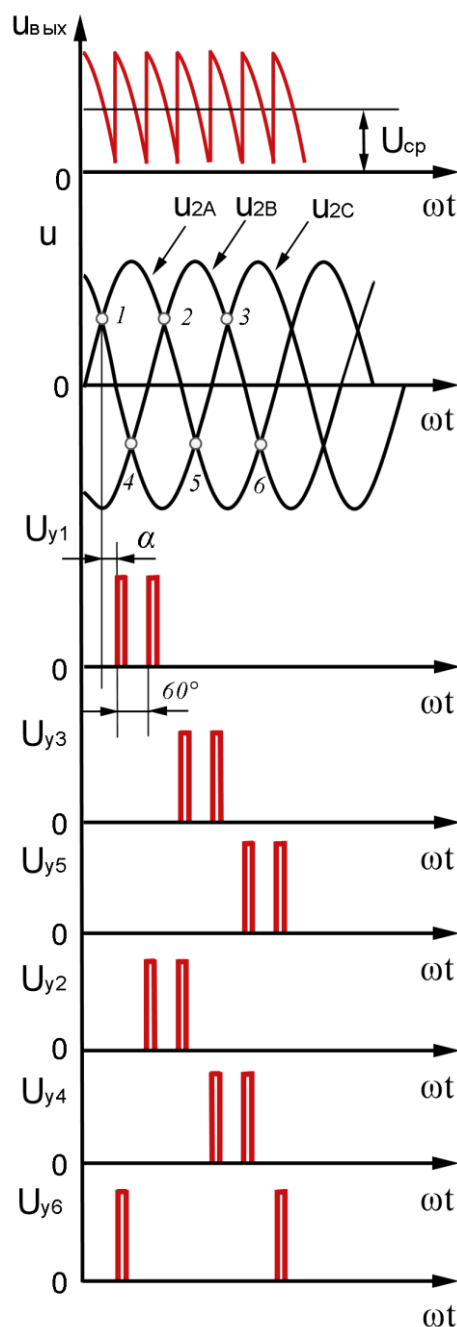


Рисунок 5.49 – Временные диаграммы работы трёхфазной мостовой схемы управляемого выпрямителя

Отметим, что основным недостатком тиристоров являются большие потери по сравнению с диодами (приблизительно в 2 раза больше). Поэтому

при низких выходных напряжениях (менее 10 В) и больших токах тиристоры на стороне постоянного тока применять нежелательно. Их переносят на сторону переменного тока, в первичную цепь трансформатора.

Также следует иметь в виду, что введение управления в выпрямитель ведёт к значительному увеличению потребления реактивной мощности и снижению коэффициента мощности выпрямителя. При задержке включения дросселя на величину α токи сдвигаются по фазе относительно напряжения. Учитывая, что коммутация вентилей происходит не мгновенно, а в течение угла коммутации γ , при учёте конечности сдвига фазы в расчётных формулах угол α должен быть заменён на $\alpha + \gamma$.

Следует заметить, что разнообразие тиристорных схем не исчерпывается рассмотренными.

Синхронный транзисторный выпрямитель – это устройство, выполненное на транзисторах, которые переключаются синхронно со сменой полярности напряжения сети. Схема простейшего синхронного выпрямителя приведена на рисунке 5.50.

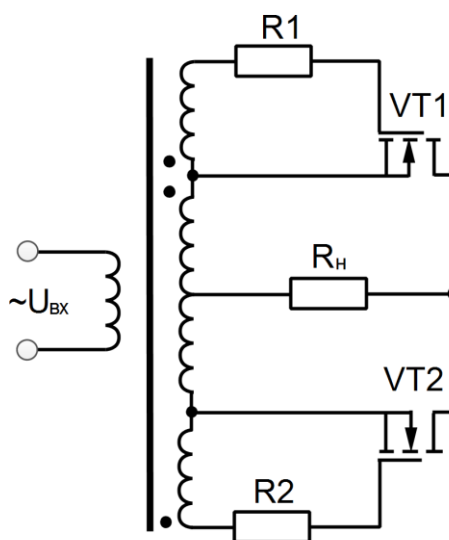


Рисунок 5.50 – Схема простейшего синхронного выпрямителя

Фазировки вторичных обмоток трансформатора *TVI* помечены точками. Амплитуды напряжений на обмотках, с которых снимаются сигналы

переключения затвор-исток, должны быть одинаковыми и могут составлять 7-12 В.

Обмотки, с которых снимают напряжение между истоками и нагрузкой, должны быть взаимно симметричны, а также рассчитаны на одно и то же переменное напряжение.

При частоте 10-50 кГц, напряжении на нагрузке 2 В и силе тока через неё 1,5 А КПД синхронного выпрямителя достигает 97%, что превышает примерно на 35% КПД диодного выпрямителя. Однако при напряжении нагрузки 5В КПД синхронного транзисторного выпрямителя меньше, чем у диодного выпрямителя, примерно на 30%.

Рассмотренный синхронный выпрямитель не имеет защиты от перегрузки по току нагрузки, и транзисторы выйдут из строя, если в нагрузке случится короткое замыкание. Для защиты такого выпрямителя необходимо использовать быстродействующую электронную систему защиты.

Достоинства синхронного выпрямителя:

- высокий КПД при низком напряжении сети в несколько вольт;
- меньшие потери по сравнению с диодными выпрямителями, что часто позволяет обойтись небольшими дешёвыми радиаторами (или вовсе их не использовать).

К недостаткам следует отнести:

- более высокая стоимость транзисторов по сравнению с диодами;
- наличие дополнительных обмоток управления транзисторами.

5.5 Основы и порядок расчета выпрямительных устройств

Проектирование выпрямительного устройства включает в себя несколько этапов, среди которых:

- выбор схемы выпрямления напряжения и схемы сглаживающего фильтра;
- выбор типа вентиля и элементов сглаживающего фильтра;

- расчёт режима работы выпрямителя и определение параметров трансформатора (при его наличии) для выдачи задания на его конструирование;
- расчёт энергетических показателей выпрямителя;
- конструктивный расчёт элементов схемы устройства, а также конструктивное оформление всего устройства.

В общем случае разные формы потребляемых из сети токов и их продолжительность при различном характере нагрузки выпрямителя приводит к тому, что методы расчётов выпрямителей существенно различаются. Различаются они и в зависимости от требуемой точности расчёта.

Выбор схемы выпрямления напряжения зависит от ряда факторов, которые должны учитываться в зависимости от требований, предъявляемых к выпрямительному устройству. К ним, как правило, относят:

- величины выпрямленного напряжения и мощности;
- частота и величина пульсации выпрямленного напряжения;
- число диодов и величина обратного напряжения на них;
- КПД, коэффициент мощности и другие энергетические показатели.

Чаще всего задание на проектирование выпрямителя даётся в таком виде: спроектировать выпрямитель на ток I_{cp} и напряжение U_{cp} . При этом дополнительно могут указываться вид и особенности нагрузки, максимальный допустимый коэффициент пульсации и параметры питающего напряжения (обычно действующее значение напряжения и частота), которое в общем случае может иметь пределы изменения, а также условия эксплуатации (температура, влажность, радиация и т. д.)

Как правило, для получения в нагрузке мощностей менее 1 кВт применяют однофазные мостовые схемы, а также двухполупериодные со средней точкой (последние – для малых напряжений).

Для получения малых токов и высоких напряжений целесообразно применять схемы с умножением напряжения.

Трёхфазные схемы распространены в выпрямителях для получения больших мощностей (свыше 1 кВт).

Шестифазные (и более) схемы применяют исключительно для получения больших мощностей (десятки киловатт и выше).

В реальных условиях выпрямитель очень редко работает на активную нагрузку, так как в большинстве случаев для сглаживания пульсации выпрямленного напряжения применяют фильтры, содержащие ёмкости и индуктивности. Иногда сама нагрузка может содержать реактивные элементы. Впрочем, сглаживающий фильтр может отсутствовать в многофазных выпрямителях, имеющих малую пульсацию выпрямленного напряжения.

Таким образом, обычно выпрямитель работает или на нагрузку с ёмкостной реакцией (если фильтр ёмкостный или его первым элементом является ёмкость), или на нагрузку с индуктивной реакцией (если фильтр индуктивный или его первым элементом является индуктивность).

Индуктивный фильтр применяют для выпрямителей средней и большой мощности, так как он позволяет обеспечить непрерывность тока в цепи нагрузки и благоприятный режим работы выпрямителя. Выпрямители с индуктивным фильтром применяют в широком диапазоне выпрямленных напряжений. Такие выпрямители имеют большее внутреннее сопротивление по сравнению с выпрямителями с ёмкостным фильтром. Применение индуктивного фильтра ограничивает импульс тока через диоды при включении выпрямителя в питающую сеть. Недостатком выпрямителей с таким фильтром являются перенапряжения, возникающие на выходной ёмкости и на дросселе фильтра при включении выпрямителя и при скачкообразных изменениях тока нагрузки, что представляет опасность для элементов самого выпрямителя и его нагрузки. Также следует учесть высокую стоимость и неудовлетворительные массогабаритные характеристики дросселей.

Для маломощных потребителей простейшим фильтром является конденсатор, подключаемый параллельно нагрузке, в мощных выпрямительных установках применение такого фильтра не рекомендуется, так как он ухудшает форму токов в вентиллях и обмотках трансформатора, что приводит к росту потерь в них и повышению установленной мощности, а также ухудшению гармонического состава тока питающей сети. Выпрямители, нагруженные на фильтр в виде конденсатора, используют в широком диапазоне выпрямленных напряжений. Трансформаторы этих выпрямителей должны иметь бóльшую мощность, чем выпрямители с индуктивным фильтром. К недостаткам выпрямителей с ёмкостным фильтром относят большую амплитуду тока через выпрямительный диод в момент включения источника.

Таким образом, физические процессы, как было показано ранее, при выпрямлении существенно зависят от типа нагрузки, что, в свою очередь, определяет ту или иную методику расчёта выпрямителя.

К настоящему времени наибольшее распространение получили две расчётные модели выпрямителей, работающих на ёмкостный сглаживающий фильтр. Первую из них используют при расчётах выпрямителей, содержащих трансформатор, когда индуктивность рассеяния L_s и сопротивление фазы $r_\phi = r_\delta + r_{mp}$ существенны и их следует учитывать.

Если $L_s = 0$, то вентиль открыт в интервале $-\theta \leq \omega t \leq \theta$, значительно меньшем π импульс тока симметричен. При $L_s \neq 0$ форма импульса тока искажается и увеличивается его длительность, которая зависит от относительного реактивного сопротивления фазы

$$x = \frac{2\pi f_c L_s}{r_\phi}. \quad (5.128)$$

При расчёте выпрямителя на ёмкостную нагрузку необходимо отметить следующее.

1. При нагрузке, начинающейся с конденсатора, выпрямитель работает с отсечкой тока. Импульсы тока вентилей имеют длительность, меньшую T/m .

2. Выпрямленное напряжение и ток нагрузки имеют пилообразную форму.

3. Чем больше ток нагрузки, тем больше угол отсечки тока и тем меньше выпрямленное напряжение.

4. Ёмкость конденсатора определяет как напряжение пульсации, так и отклонение от косинусоидальной формы импульса тока.

Параметры выпрямителя U_{cp} и I_{cp} связаны с расчётным параметром A как

$$A(\theta, x) = \operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{m} \frac{r_{\phi} I_{cp}}{U_{cp}}, \quad (5.129)$$

от которого зависят следующие параметры, характеризующие работу выпрямителя:

$$U_2 = U_{cp} B(A, x), \quad (5.130)$$

$$I_{\partial. \max} = \frac{I_{cp}}{m} F(A, x), \quad (5.131)$$

$$I_{\partial} = \frac{I_{cp}}{m} D(A, x), \quad (5.132)$$

$$K_{\Pi} = \frac{1}{f_c C r_{\phi}} H(A, x, m). \quad (5.133)$$

Также вместо расчётного параметра A находит применение и параметр A_0 :

$$A_0(\theta, x) = \frac{A(\theta, x)}{\pi} = \frac{1}{m} \frac{r_{\phi} I_{cp}}{U_{cp}}. \quad (5.134)$$

В данных формулах m – фазность схемы выпрямителя (количество импульсов тока, протекающего в нагрузке за период выпрямленного напряжения).

Так как U_{cp} и I_{cp} при расчёте обычно заданы, а значение m определяется схемой выпрямления, то для определения расчётного параметра A и

реактивного сопротивления x первоначально задаются приближенными значениями коэффициентов $B \approx 1$ и $D \approx 2$. Это позволяет ориентировочно выбрать тип вентиля и рассчитать трансформатор.

Для уточнения полученных данных далее расчёт проводят графоаналитическим методом. Значения коэффициентов B , D , F , H обычно представлены в виде соответствующих графиков (рисунок 5.51).

Вторую модель применяют для расчёта бестрансформаторных (сетевых) выпрямителей. Фаза сети имеет малые r_ϕ и L_S , которые практически не влияют на процессы в выпрямителе. При этом напряжение на ёмкости при её заряде следует за ЭДС работающей фазы. Минимальное значение ёмкости сглаживающего фильтра, ограниченное допустимой амплитудой напряжения переменной составляющей, можно оценить для двухфазных схем как

$$C_{\min} = \frac{10^6}{f_c R_H} \text{ мкФ}. \quad (5.135)$$

При величине ёмкости C сглаживающего фильтра бóльшей C_{\min} выпрямленное напряжение $u_{\text{вых}}$ можно считать практически постоянным и равным U_{cp} .

Приведём далее типовые примеры расчёта трансформаторных и бестрансформаторных выпрямительных устройств с ёмкостным типом нагрузки.

1. Трансформаторное выпрямительное устройство с ёмкостной нагрузкой для ИЭП фонокорректора

Исходными данными для проектирования являются:

- напряжение на нагрузке $U_{cp} = 22 \text{ В}$;
- ток нагрузки $I_{cp} = 100 \text{ мА}$;
- напряжение питающей сети переменного тока $U_I = 220 \text{ В}$ (однофазное);
- частота питающей сети $f_c = 50 \text{ Гц}$;

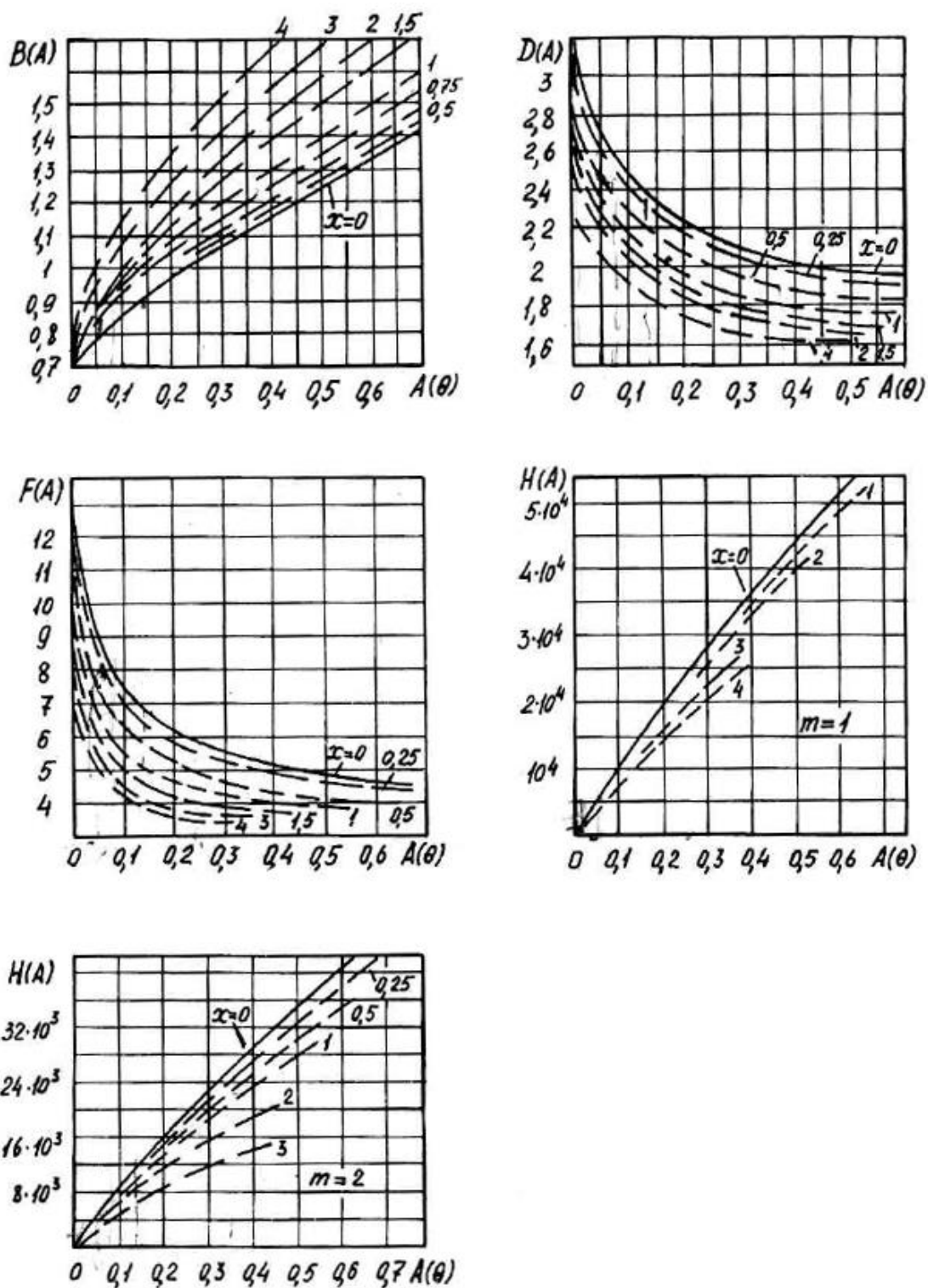


Рисунок 5.51 – Зависимости коэффициентов B , D , F , H для расчёта выпрямителей

- коэффициент пульсации выпрямленного напряжения по первой гармонике $K_{П2} = 0,01$.

1. Определяем сопротивление нагрузки:

$$R_H = \frac{U_{cp}}{I_{cp}} = \frac{22}{0,1} = 220 \text{ Ом}.$$

2. Определяем выходную мощность выпрямителя:

$$P_{вых} = U_{cp} I_{cp} = 22 \cdot 0,1 = 2,2 \text{ Вт}.$$

3. Учитывая малую мощность, отдаваемую в нагрузку, в данном случае возможно применение двухполупериодной схемы со средней точкой и мостовой однофазной схемы (схемы Греча). Чтобы не усложнять конструкцию трансформатора, выбираем мостовую схему выпрямления – и в качестве вентиляльного блока возьмём серийно выпускаемую малогабаритную диодную сборку. Учитывая невысокие требования к подавлению пульсации выпрямленного напряжения, выберем простейший сглаживающий фильтр из одной ёмкости.

4. Для выбранной схемы выпрямления находим предварительные значения обратного напряжения на диоде, среднего тока через диод и максимального значения тока через диод по табличным формулам (см. таблицу 5.1):

$$U_{обр.макс} = 1,57 U_{ex} = 1,57 \cdot 22 \approx 35 \text{ В};$$

$$I_{\partial} = \frac{I_{cp}}{2} = \frac{0,1}{2} = 0,05 \text{ А};$$

$$I_{\partial.макс} = 1,57 I_{cp} = 1,57 \cdot 0,1 = 0,157 \text{ А}.$$

5. В качестве вентиляльного блока выбираем диодную сборку типа В05S. Она имеет следующие характеристики: $U_{обр.макс} = 50 \text{ В}$, $I_{\partial} = 0,5 \text{ А}$, $I_{\partial.макс} = 50 \text{ А}$, $U_{пр.макс}(I_{cp}) = 1,1 \text{ В}$.

6. Сопротивление диода найдём после аппроксимации ВАХ диода как:

$$r_{\partial} = \frac{U_{пр} - U_{пор}}{I_{пр}} = \frac{0,8 - 0,4}{0,1} = 4 \text{ Ом}.$$

7. Ориентировочные значения активного сопротивления обмоток и индуктивности рассеяния трансформатора, приведённые к фазе вторичной обмотки, определяем как (для выпрямленных токов не менее 20 мА)

$$r_{mp} \approx k_r \frac{U_{cp}}{I_{cp} f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{s f_c B_m}{U_{cp} I_{cp}}} = 3,5 \cdot \frac{22}{0,1 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 50 \cdot 1}{22 \cdot 0,1}} \approx 33,6 \text{ Ом},$$

$$L_s \approx k_L \frac{s U_{cp}}{(p-1)^2 I_{cp} f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{U_{cp} I_{cp}}{s f_c B_m}} = 5,0 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1 \cdot 22}{(2-1)^2 \cdot 0,1 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt[4]{\frac{22 \cdot 0,1}{1 \cdot 50 \cdot 1}} \approx 10 \text{ мГн},$$

где было принято, что B_m – индукция в сердечнике трансформатора, равная 1 Тл, а $s = 1$ и $p = 2$ для броневого трансформатора. В формулах k_r и k_L – табличные расчётные коэффициенты для данного типа схемы.

8. Активное сопротивление фазы выпрямителя найдём как

$$r_\phi = 2r_d + r_{mp} = 2 \cdot 4 + 33,6 = 41,6 \text{ Ом}.$$

В данном случае множитель перед сопротивлением диода показывает, что в мостовой однофазной схеме одновременно два диода проводят ток.

9. Определяем значения основного расчётного параметра A как

$$A(\theta) = \frac{\pi r_\phi I_{cp}}{m U_{cp}} = \frac{3,14 \cdot 41,6 \cdot 0,1}{2 \cdot 22} = 0,297,$$

$$A_0 = \frac{A(\theta)}{\pi} = \frac{0,297}{3,14} \approx 0,095.$$

10. Угол отсечки можно найти средствами MathCAD из выражения $A(\theta) = \operatorname{tg}(\theta) - \theta$. Угол отсечки составит $\theta = 49^\circ$.

11. Реактивное сопротивление фазы найдём как

$$x = \operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi f_c L_s}{r_\phi} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{41,6} \approx 75 \text{ мОм},$$

при этом угол φ равен $4,3^\circ$.

Реактивное сопротивление фазы мало по сравнению с активным сопротивлением, поэтому данные расчета по аналитическим выражениям

должны хорошо сходиться с практикой даже без применения дополнительных графических зависимостей.

12. Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора составит

$$U_2 = U_{cp} B_0 = \frac{U_{cp}}{\sqrt{2} \cos \theta} = \frac{22}{\sqrt{2} \cos 49^\circ} \approx 23,7 \text{ В}.$$

13. Уточняем значение обратного напряжения диода:

$$U_{обр.макс} = U_2 \sqrt{2} = 23,71 \sqrt{2} \approx 33,5 \text{ В}.$$

14. Вычисляем действующее значение тока вторичной обмотки:

$$I_2 = \frac{I_{cp}}{m} D_0(\theta) = \frac{I_{cp}}{m} \frac{\sqrt{\pi [\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \approx 0,111 \text{ А}.$$

15. Максимальное значение импульса тока через диод найдём как

$$I_{д.макс} = \frac{I_{cp}}{m} F_0(\theta) = \frac{I_{cp}}{m} \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \approx 0,284 \text{ А}.$$

16. Находим коэффициент трансформации:

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{23,7} \approx 9,283.$$

17. Вычисляем действующее значение тока первичной обмотки:

$$I_1 = \frac{I_2}{n} = \frac{0,111}{9,283} \approx 0,012 \text{ А}.$$

18. Определяем габаритную мощность трансформатора:

$$P_T = P_1 = P_2 = 220 \cdot 0,012 \approx 2,64 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

19. Определим ёмкость конденсатора исходя из обеспечения требуемого коэффициента пульсации по первой гармонике:

$$C = \frac{H(\theta)}{f_c r_\phi K_{П2}} = \frac{1}{f_c r_\phi K_{П2}} \left[\frac{\sin(m\theta) \cos \theta - m \sin \theta \cos(m\theta)}{m\pi^2 (m^2 - 1) \cos \theta} \right] \approx 1000 \text{ мкФ}.$$

Требуемая ёмкость конденсатора с учётом допустимого технологического разброса составит 1500 мкФ.

20. Действующее значение первой гармоники тока через конденсатор на частоте $mf_c = 100$ Гц определим как:

$$I_C = \frac{\sqrt{2}U_{cp}}{r_\phi \pi} \left[\frac{\sin(m\theta)\cos\theta - m\sin\theta\cos(m\theta)}{(m^2 - 1)\cos\theta} \right] \approx 0,1 \text{ A}.$$

Следовательно, допустимое действующее значение тока пульсации для выбранного конденсатора должно составлять не менее 0,1 А при максимальной рабочей температуре конденсатора и частоте 100 Гц.

21. Напряжение холостого хода выпрямителя найдём как

$$U_{xx} = \sqrt{2}U_2 = 23,7 \cdot \sqrt{2} \approx 33,5 \text{ В}.$$

Тогда номинал конденсатора должен составлять не менее 35 В.

II. Бестрансформаторное выпрямительное устройство с ёмкостной нагрузкой для AC-DC преобразователя

В настоящее время электропитание автономных инверторов, регуляторов постоянного напряжения, статических преобразователей различного типа, способных регулировать величину выходного напряжения внутренними средствами, нередко осуществляется от неуправляемых выпрямителей с ёмкостным фильтром, подключенных непосредственно (без трансформатора) к одно- или трёхфазной сети. При проектировании такого ИЭП стоит задача выбора вентильного блока и величины ёмкости конденсатора фильтра при заданной величине эквивалентного сопротивления нагрузки R_H и требуемой величине коэффициента пульсации K_L .

Исходными данными для проектирования являются:

- сопротивление нагрузки $R_H = 100$ Ом;
- напряжение питающей сети $U_I = 220$ В однофазное;
- частота питающей сети $f_c = 50$ Гц;
- коэффициент пульсации выпрямленного напряжения по первой гармонике $K_{Л2} = 0,1$;
- мостовая однофазная схема выпрямления.

1. Диод выпрямителя начинает пропускать ток в момент, когда мгновенное значение сетевого напряжения превысит величину напряжения на конденсаторе, определяемом углом отсечки θ_1 . Определим угол θ_1 как:

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{1 - K_{\Pi 2}}{1 + K_{\Pi 2}}\right) = \arccos\left(\frac{1 - 0,1}{1 + 0,1}\right) \approx 35,1^\circ.$$

2. Рассчитываем величину ёмкости, обеспечивающую заданный коэффициент пульсации на нагрузке:

$$C = \frac{\frac{2\pi}{m} - \theta_1}{\omega R_H \ln\left(\frac{1 + K_{\Pi 2}}{1 - K_{\Pi 2}}\right)} = \frac{\frac{2 \cdot 3,14}{2} - 0,61}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 100 \cdot \ln\left(\frac{1 + 0,1}{1 - 0,1}\right)} \approx 402 \text{ мкФ}.$$

Ближайший номинал серийно выпускаемых конденсаторов составляет 470 мкФ.

3. Среднее значение напряжения на нагрузке определим как

$$U_{cp} = \frac{\sqrt{2}U_1}{1 + K_{\Pi 2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{1 + 0,1} \approx 283 \text{ В}.$$

4. Среднее значение тока нагрузки определим как

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_H} = \frac{283}{100} = 2,83 \text{ А}.$$

5. Вентиль заканчивает пропускать ток при угле отсечки θ_2 , когда производная сетевого напряжения становится больше, чем производная от функции, определяющей разряд конденсатора. Ток конденсатора в этот момент равен по модулю току нагрузки. Угол θ_2 находим как

$$\theta_2 = \frac{1}{\omega C R_H} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 100 \cdot 470 \cdot 10^{-6}} \approx 3,9^\circ.$$

6. Максимальное значение анодного тока находим как

$$I_{д. макс} = I_{cp} + \omega C U_m \sin \theta_1 = 2,83 + 314 \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \sin(35,1^\circ) \approx 29,2 \text{ А}.$$

7. Среднее значение анодного тока находим как

$$I_{\partial} = \frac{I_{cp}}{2} = \frac{2,83}{2} = 1,415 \text{ A}.$$

8. Действующее значение тока через диод определяем средствами MathCAD как:

$$I_{\partial.\partial} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_1}^{\theta_2} [I_{cp} - \omega C U_m \sin \vartheta]^2 d\vartheta} \approx 5,67 \text{ A}.$$

9. Действующее значение тока через конденсатор определяем средствами MathCAD как

$$I_C = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \left[\int_{-\theta_1}^{\theta_2} [-\omega C U_m \sin \vartheta]^2 d\vartheta + I_{cp}^2 \right]} \approx 7 \text{ A}.$$

Отметим, что повышение требований к качеству выходного напряжения выпрямителя связано с существенным ростом амплитуды анодного тока (амплитуда анодного тока может превышать его среднее значение в 10...100 раз).

Вместе с тем в таком выпрямителе эмиссия гармоник тока в сеть может привести к невыполнению требований ГОСТ Р 51317.3.2-99, нормирующего уровень высших гармоник в потребляемом сетевом токе. В этом случае выпрямитель должен быть снабжён внешним компенсатором мощности искажений (например, активным сетевым фильтром) либо схема электропитания должна быть дополнена корректором коэффициента мощности.

Крайне низкое значение коэффициента мощности, обусловленное потреблением тока от сети в виде коротких импульсов, является серьезным недостатком выпрямителей с C-фильтром.

Приведем далее еще одну методику расчета сетевого выпрямителя.

Исходными данными для расчета являются:

- вид сети (однофазная или трехфазная);

- действующее значение напряжения сети $U_1 = 220 \text{ В}$;
- частота питающей сети $f_c = 50 \text{ Гц}$;
- КПД выпрямителя $\eta = 80\%$;
- отклонение напряжения сети в сторону повышения и уменьшения $\alpha_{\max} = \alpha_{\min} = 0,1$;
- выходная мощность $P_H = 100 \text{ Вт}$.

1. Выбираем однофазную мостовую схему выпрямления. Определяем отклонения напряжения сети:

$$U_{1\max} = U_1(1 + \alpha_{\max}) = 220(1 + 0,1) = 242 \text{ В},$$

$$U_{1\min} = U_1(1 - \alpha_{\min}) = 220(1 - 0,1) = 198 \text{ В}.$$

2. Находим амплитудные значения напряжений:

$$U_{1m} = U_1\sqrt{2} = 220\sqrt{2} = 311 \text{ В},$$

$$U_{1m\max} = U_{1m}(1 + \alpha_{\max}) = 311(1 + 0,1) = 344 \text{ В},$$

$$U_{1m\min} = U_{1m}(1 - \alpha_{\min}) = 311(1 - 0,1) = 279 \text{ В}.$$

3. Пусть $\alpha_{\sim} = \frac{\Delta U_1}{U_{1m}} = 0,2$. Тогда значение угла, за который происходит заряд конденсатора фильтра, определим как

$$\varphi = \arccos(1 - \alpha_{\sim}) = \arccos(1 - 0,2) = 36^\circ.$$

4. Время разряда конденсатора определим как

$$t_p = \frac{\pi - \varphi}{2\pi f} = \frac{180 - 36}{2 \cdot 180 \cdot 50} = 0,08 \text{ с}.$$

5. Значение емкости конденсатора составит:

$$C = \frac{t_p P_H}{U_{1m}^2 \alpha_{\sim} \eta} = \frac{0,008 \cdot 100}{311^2 \cdot 0,2 \cdot 0,8} = 52 \text{ мкФ}.$$

6. Определим средние значения выпрямленного напряжения:

$$U_{cp} = U_{1m}(1 - \alpha_{\sim} / 2) = 311(1 - 0,2 / 2) = 279 \text{ В},$$

$$U_{ср\max} = U_{cp}(1 + \alpha_{\max}) = 279(1 + 0,1) = 307 \text{ В},$$

$$U_{срмин} = U_{ср} (1 - \alpha_{мин}) = 280(1 - 0,1) = 250 \text{ В}.$$

7. Параметры диодов найдем как

$$I_{\delta} = \frac{P_H}{U_{ср} \eta m} = \frac{100}{280 \cdot 0,8 \cdot 2} = 0,22 \text{ А},$$

$$I_{\delta.макс} = 3I_{\delta} \frac{\pi}{\varphi} = 3 \cdot 0,22 \frac{180}{36} = 3,3 \text{ А},$$

$$I_{\delta.\delta} = I_{\delta.макс} \sqrt{\frac{\varphi}{2\pi}} = 3,3 \sqrt{\frac{36}{360}} = 1 \text{ А},$$

$$U_{обр.макс} = U_{1тмакс} = 341 \text{ В}.$$

Контрольные вопросы и задачи

1. В чем преимущество многофазных выпрямителей перед однофазными?
2. Зачем применяют последовательное включение диодов в выпрямителе?
3. Что называют углом отсечки? При каких видах нагрузки выпрямителя имеет место режим отсечки?
4. Какие требования предъявляют к диодам высокочастотных выпрямителей?
5. Каковы преимущества и недостатки активных фильтров в сравнении с пассивными?
6. При каких токах нагрузки применяют простейшие ёмкостные фильтры?
7. Как увеличение индуктивности дросселя фильтра влияет на пульсации выпрямленного напряжения?
8. Какой выпрямитель следует применить при выпрямлении напряжения менее 1 В?
9. Какие факторы являются определяющими при выборе способа регулирования напряжения на выходе выпрямительного устройства?
10. В каком режиме предполагает работу токоизмерительный трансформатор?

11. Какие потери преобладают у трансформатора в режиме короткого замыкания?

12. Что произойдет с трансформатором, рассчитанным на частоту 50 Гц, при включении его в ту же цепь при частоте 400 Гц?

13. Как можно выключить тиристор в схеме управляемого выпрямителя?

14. Как влияет значение тока управления на напряжение включения тиристора?

15. Приведите и поясните характерные временные диаграммы токов и напряжений выпрямителя в случае активно-емкостной и активно-индуктивной нагрузки.

16. Если на входе схемы Латура амплитуда напряжения переменного тока равна 15 В, то чему равно значение напряжения постоянного тока на ее выходе?

17. Чему равна емкость гасящего конденсатора C в схеме на рисунке 5.41, если напряжение на входе $U_{вх} = 230$ В, требуемое напряжение на выходе $U_{вых} = 60$ В, частота сети переменного тока $f_c = 50$ Гц, а мощность в нагрузке R_H составляет 20 Вт?

18. Как изменятся пульсации напряжения при соединении последовательно двух одинаковых фильтров (Г-звеньев) на выходе выпрямителя по сравнению со случаем применения только одного фильтра?

19. Однофазный мостовой неуправляемый выпрямитель (выходные параметры $U_{cp} = 24$ В, $I_{cp} = 10$ А) работает на активную нагрузку. Определите минимально допустимые параметры вентиля.

20. В однофазной мостовой схеме выпрямления (см. рисунок 5.52) все диоды имеют одинаковые вольт-амперные характеристики. Определите частоту первой гармоники пульсации напряжения в нагрузке, если частота переменного напряжения на входе равна f_c .

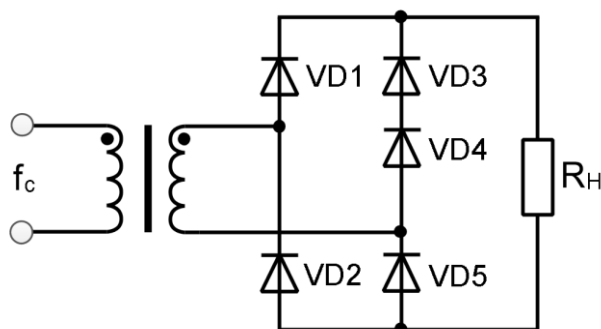


Рисунок 5.52 – Однофазный мостовой выпрямитель

21. Внешняя характеристика выпрямителя имеет вид, представленный на рисунке 5.53. Определите внутреннее сопротивление выпрямителя.

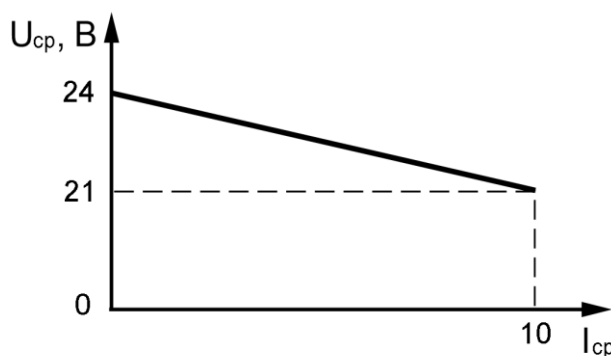


Рисунок 5.53 – Внешняя характеристика выпрямителя

22. Имеется трехфазный мостовой выпрямитель с выходным напряжением $U_{cp} = 48$ В. Определите, как изменится выходное напряжение, если а) частота сети возрастет в 8 раз; б) напряжение сети возрастет в 1,2 раза; в) оборвется одна из фаз на входе.

23. Среднее значение напряжения на выходе сглаживающего LC -фильтра $U_{cp} = 20$ В, а амплитуда пульсации составляет $U_{Im} = 0,2$ В. Фильтр подключен к выходу однофазной мостовой схемы выпрямления. Определите коэффициент сглаживания фильтра.

24. Имеется сглаживающий LC -фильтр с коэффициентом сглаживания $S = 100$. Определите, во сколько раз изменится сглаживающее действие

фильтра, если величина индуктивности возрастет в 2 раза и емкость возрастет в 2 раза, а частота пульсации уменьшится в 2 раза.

25. Разработайте модель однофазного мостового выпрямителя, работающего совместно с индуктивным фильтром, с выходной мощностью 300 Вт. Как увеличение индуктивности катушки фильтра влияет на пульсации выпрямленного напряжения?

26. Проведите моделирование однофазного мостового выпрямителя с выходным напряжением 1,3 В и мощностью 100 Вт. Оцените его КПД и сформулируйте требования к выбору диодов.

27. Проведите моделирование однофазного мостового выпрямителя с активно-емкостной нагрузкой. Поясните временные диаграммы токов и напряжений выпрямителя при увеличении емкости конденсатора в десять раз.

28. Если на входе схемы Латура амплитуда напряжения переменного тока равна 15 В, то чему равно средневывпрямленное значение напряжения на ее выходе? Ответ подтвердите графическими результатами моделирования.

29. Как изменится размах пульсации выходного напряжения однофазного мостового выпрямителя при соединении последовательно двух одинаковых сглаживающих LC -фильтров по сравнению со случаем применения только одного фильтра? Ответ подтвердите графическими результатами моделирования.

30. Проведите моделирование совместной работы понижающего трансформатора и однофазного мостового выпрямителя, работающего на индуктивно-емкостную нагрузку. Покажите, как увеличение частоты питающего напряжения влияет на амплитуду пульсации выпрямленного напряжения.

31. Определите коэффициент сглаживания емкостного фильтра в схеме модели трехфазного мостового выпрямителя со следующими параметрами: частота питающего напряжения $f = 400$ Гц, средневывпрямленное значение

напряжения $U_{cp} = 310$ В, выходная мощность выпрямителя $P_{вых} = 1$ кВт, емкость фильтрующего конденсатора $C_{\phi} = 10$ мФ.

Список литературы

1. Векслер Г.С., Штильман В.И. Транзисторные сглаживающие фильтры. – М.: Энергия, 1979. – 176 с.
2. Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 208 с.
3. Курченкова Н.Б. Исследование и разработка конденсаторных источников вторичного электропитания: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Курченкова Наталия Борисовна. – М.: НПО Автоматики, 2000. – 143 с.
4. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры / О.К. Березин, В.Г. Костиков, Е.М. Парфенов и др.; под ред. В.А. Шахнова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 504 с.
5. Попков О.З., Чаплыгин Е.Е. Расчёт выпрямителей с ёмкостным фильтром // Практическая силовая электроника. – 2007. – № 25. – С. 15-19.
6. Борисов П.А., Томасов В.С. Расчет и моделирование выпрямителей. – СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009. – 169 с.
7. Иванов А.В., Немировский А.Е. Силовая электроника. Выпрямители. – Вологда: ВоГУ, 2015. – 119 с.