

Раздел 2. Неуправляемые выпрямители трехфазного тока.

Лекция №5. Трехфазные выпрямители с нулевым выводом.

5.1. Неуправляемые выпрямители трехфазного тока.

Схема выпрямителя трехфазного питания применяется в основном для питания потребителей средней и большой мощности.

Первичная обмотка трансформаторов таких выпрямителей состоит из трех фаз и соединяется либо в звезду, либо в треугольник. Вторичная обмотка трансформатора (их может быть несколько), также трехфазная. С помощью специальных схем соединения вторичной обмотки и всего выпрямителя, можно получить выпрямленное напряжение с числом пульсаций за период m_n , кратным трем. С возрастанием числа пульсаций в выпрямленном напряжении значительно сокращаются габаритные размеры сглаживающих элементов фильтров, либо вообще отпадает необходимость в них. Выпрямители трехфазного питания равномерно нагружают сеть трехфазного тока, и отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора. Схемы выпрямителей трехфазного питания используются для питания статических нагрузок, активного и активно-индуктивного характера, статических нагрузок с противо-ЭДС, а так же динамических нагрузок в виде двигателей постоянного тока. Последний вид нагрузки следует рассматривать как противо-ЭДС с индуктивностью.

Составным элементом сложных схем выпрямителей трехфазного питания является простая трехфазная схема с нулевым выводом, предложенная Миткевичем.

5.2. Трехфазные выпрямители с нулевым выводом.

Принципиальная схема выпрямителя приведена на рис.1.1.г, эквивалентная схема - на рис.5.1, временные диаграммы на рис.5.2.

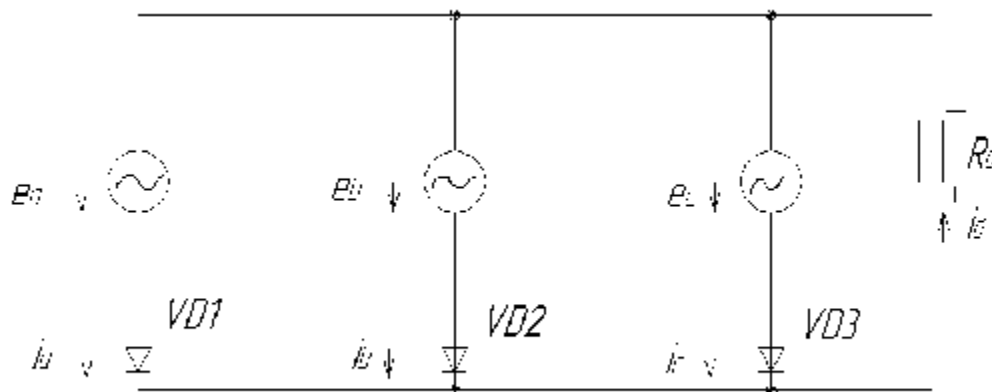


Рис.5.1. Эквивалентная схема выпрямителя с нулевым выводом

В схеме не учитываются индуктивности рассеяния в обмотках трансформатора. Предполагается, что вентили и трансформатор идеальные. В идеализированной схеме коммутация осуществляется мгновенно, т.е. в любой момент времени ток пропускает только один вентиль, анод которого имеет более высокий потенциал. Продолжительность

работы каждого вентиля $I = \frac{2p}{3}$. Для активной нагрузки выпрямленное напряжение и ток имеют одинаковую форму и содержат трехкратные пульсации за период. Максимальное значение обратного напряжения на вентиле в $\sqrt{3}$ раз больше амплитудного значения фазной ЭДС вторичной обмотки трансформатора (рис.5.2).

Электрические параметры в общем виде для многофазного выпрямителя с числом пульсаций за период $m_n = m_2$.

Постоянная составляющая напряжения:

$$U_d = \frac{m_2}{2p} = \int_{-\frac{p}{m_2}}^{\frac{p}{m_2}} u_d d(wt) = \frac{m_2}{2p} \int_{-\frac{p}{m_2}}^{\frac{p}{m_2}} E_{2m} \cos(wt) d(wt) = \frac{m_2}{p} E_{2m} \sin \frac{p}{m_2}.$$

При $m_2=3$ (схема Миткевича), получаем:

$$U_d = 0,83E_{2m} = 1,17E_2 \quad (5.1)$$

Постоянная составляющая выпрямленного тока:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{E_{2m}}{R_d} \cdot \frac{m_2}{p} \sin \frac{p}{m_2} = \frac{m_2}{p} I_{am} \sin \frac{p}{m_2},$$

где $I_{am} = \frac{E_{2m}}{R_d}$ - амплитудное значение тока вентиля.

При $m_2=3$ $I_d=0,83I_{am}$.

Амплитуда q-гармоники пульсаций при учете, что период переменной составляющей выпрямленного напряжения $\frac{2p}{m_2}$:

$$\begin{aligned} U_{(qm)} &= \frac{m_2}{p} \int_{-\frac{p}{m_2}}^{\frac{p}{m_2}} u_d \cos(qm_2wt) d(wt) = \\ &= \frac{2m_2}{p} \int_{-\frac{p}{m_2}}^{\frac{p}{m_2}} E_{2m} \cos(wt) \cos(qm_2wt) d(wt) = E_{2m} \frac{\sin \frac{p}{m_2}}{\frac{p}{m_2}} \cdot \frac{2}{q^2 m_2^2 - 1} \end{aligned}$$

Коэффициент пульсации для q-ой гармоники:

$$K_n(q) = \frac{U_{(q)m}}{U_d} = \frac{2}{q^2 m_2^2 - 1}.$$

Частота пульсаций q-ой гармоники:

$$f(q) = qm_2 f_c,$$

где f_c - частота напряжения питающей сети;

$q=1,2,\dots$ - номера гармоник;

Определим электрические параметры вентиля.

Среднее значение анодного тока:

$$I_a = \frac{I_d}{m_2} = \frac{1}{\pi} I_{am} \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

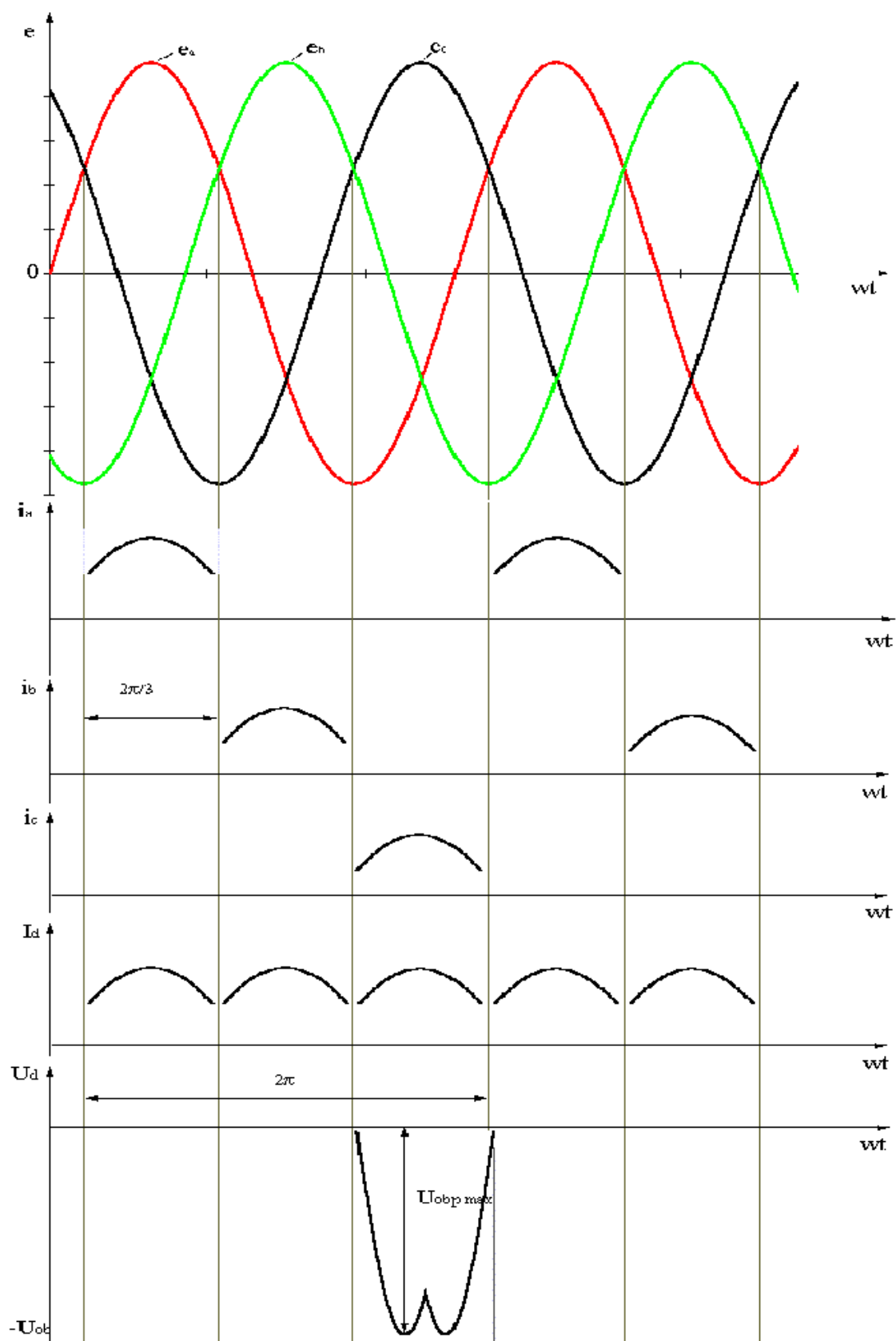


Рис.5.2. Временные диаграммы тока и напряжения трехфазного выпрямителя с нулевым выводом при активной нагрузке.

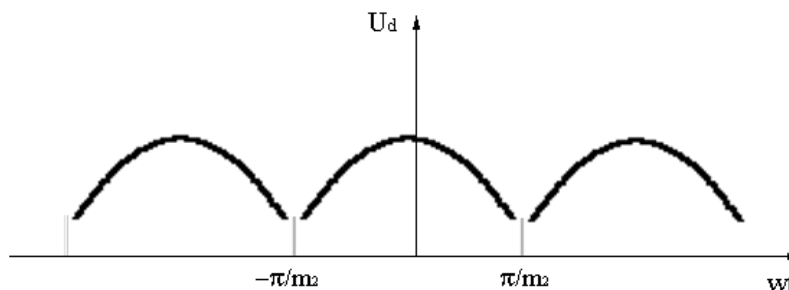


Рис.5.3. К выводу формулы для расчета выпрямленного напряжения

При $m_2=3$ $I_a=0,277I_{ам}$.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле:

$$U_{обр.макс} = \sqrt{3}E_{2m} = \sqrt{3} \frac{p}{m_2} \frac{U_d}{\sin \frac{p}{m_2}}.$$

При $m_2=3$ $U_{обр.макс}=2,09U_d$.

Из уравнения 5.1 находим действующее значение фазной ЭДС:

$$E_2 = 0,855 \cdot U_d.$$

Если учесть активное сопротивление обмотки трансформатора r_a и вентиля в прямом направлении $r_{пр}$, то:

$$E_2 = 0,885 \cdot \frac{U_d}{h_a},$$

где $h_a = \frac{R_d}{R_d + r_a + r_{пр}}$ - условный КПД анодной цепи.

Действующее значение тока во вторичной обмотке:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_{-p/m_2}^{p/m_2} I_{ам}^2 \cdot \cos^2 q \cdot dq} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_{-p/m_2}^{p/m_2} I_{ам}^2 \cdot \frac{1 + \cos 2q}{2} \cdot dq} = I_{ам} \cdot \sqrt{\frac{1}{2m_2} + \frac{\sin \frac{2p}{m_2}}{4p}}.$$

При $m_2 = 3$: $I_2 = 0,484$; $I_{ам} = 0,583 \cdot I_d$.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 = 3 \cdot 0,855 \cdot U_d \cdot 0,583 \cdot I_d = 1,48 \cdot P_d.$$

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора:

$$I_1 = 0,395 \cdot K \cdot I_{ам} = 0,476 \cdot K \cdot I_d,$$

где $K = \frac{W_2}{W_1}$.

Расчетное значение мощности первичной обмотки:

$$S_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot \frac{W_1}{W_2} E_2 \cdot I_1 = 1,22 \cdot P_d.$$

Типовая мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1.35 \cdot P_d.$$

В трехфазном выпрямителе с нулевым выводом имеет место явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора. Потoki вынужденного намагничивания составляют 20 – 25% от основного магнитного потока трансформатора. Они замыкаются частично по воздуху и стальной арматуре. В результате сердечник трансформатора, насыщается, а в стальной арматуре возникают тепловые потери за счет вихревых токов индуцируемых переменной составляющей потока вынужденного намагничивания. В схеме, приведенной на рис.5.4, потока вынужденного намагничивания нет.

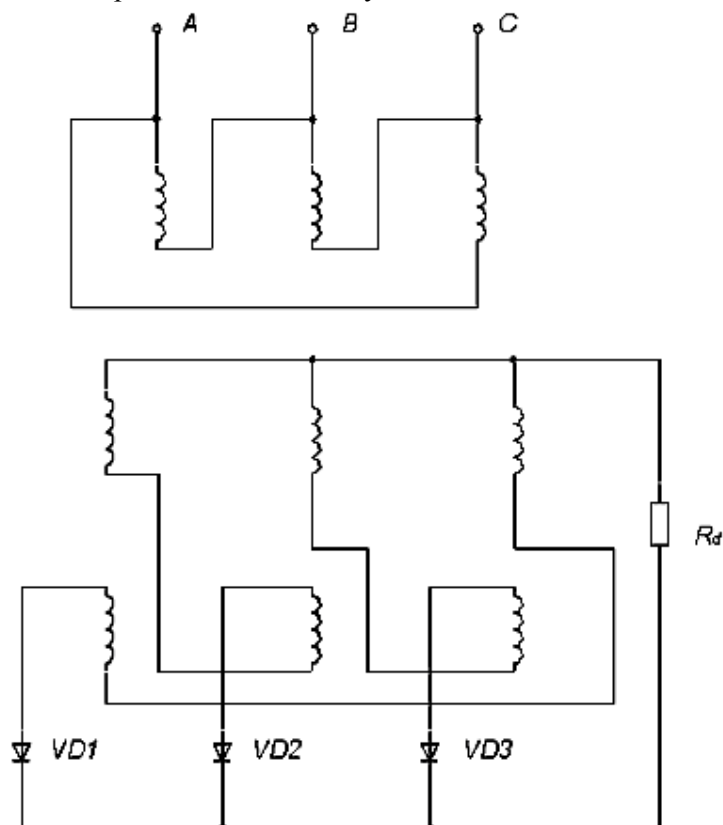


Рис.5.4. Трехфазный выпрямитель с соединением обмоток трансформатора «треугольник - зигзаг».

Контрольные вопросы

- 1) Почему для питания потребителей средней и большой мощности применяют трехфазные выпрямители?
- 2) Нарисуйте принципиальную схему замещения и временные диаграммы трехфазного выпрямителя с нулевым выводом.
- 3) Напишите формулы, выражающие электрические параметры выпрямителя.
- 4) Почему в трехфазном выпрямителе с соединением обмоток трансформатора звезда – звезда и с выводом нулевой точки трансформатора существует магнитный поток вынужденного намагничивания? Как необходимо соединить обмотки трансформатора, чтобы избежать магнитного потока намагничивания?

Лекция №6. Трехфазные мостовые выпрямители.

Принципиальная схема мостового выпрямителя изображена на рис.6.1.

Режим $L_g = 0$, $L_c = 0$, $r_a = 0$, $L_d \rightarrow \infty$.

Схема выпрямителя содержит выпрямительный мост, состоящий из шести диодов VD1...VD6. Временные диаграммы приведены на рис.6.2.

Из катодной группы в открытом состоянии будет находиться тот из диодов, напряжение анода которого имеет положительную полярность относительно нулевого вывода и наибольшую величину по сравнению с другими диодами. Из анодной группы открытое состояние принимает тот из вентилях, напряжение катода которого в данный момент является наибольшим и имеет отрицательную полярность. Иными словами в проводящем состоянии будут находиться те два накрест лежащих диода выпрямительного моста, между которыми действует в проводящем направлении наибольшее линейное напряжение.

На диаграмме фазных напряжений (рис.6.2.) указаны интервалы проводимости диодов. Интервал проводимости каждого вентиля составляет $\frac{2p}{3}$, а интервал совместной

работы двух диодов равен $\frac{p}{3}$. За период напряжения питания происходит 6 переключений диодов. Схема работает в шесть тактов в связи с чем, ее часто называют шестипульсной. Кривая u_d (рис.6.2.) состоит из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

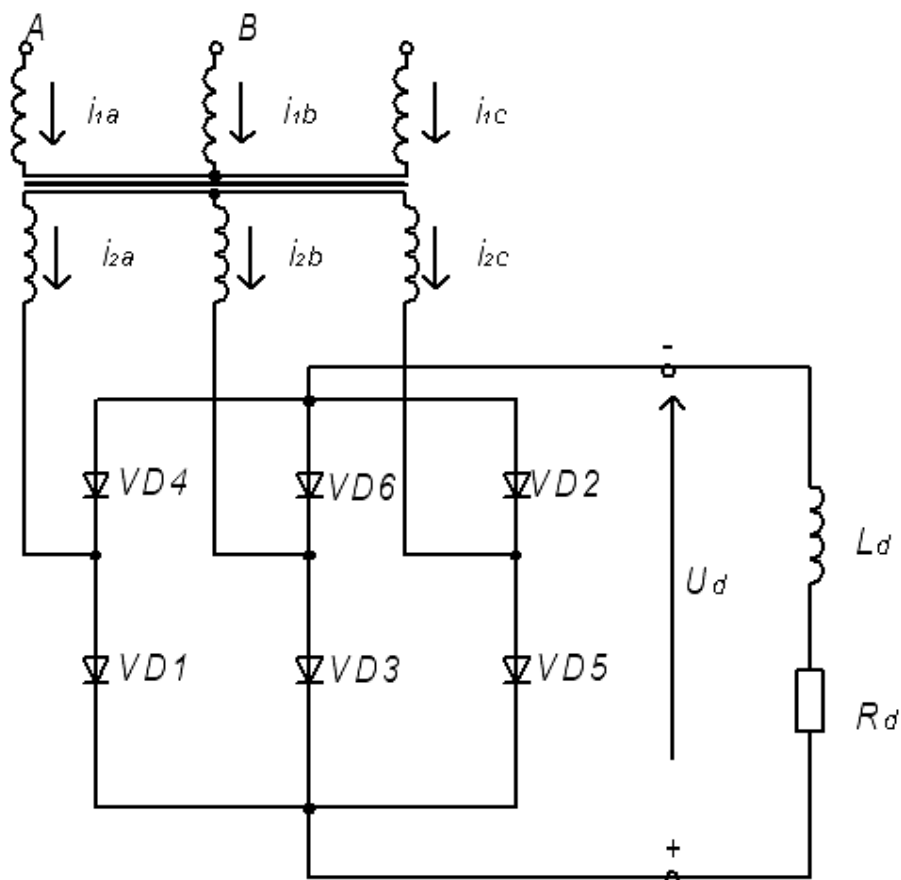
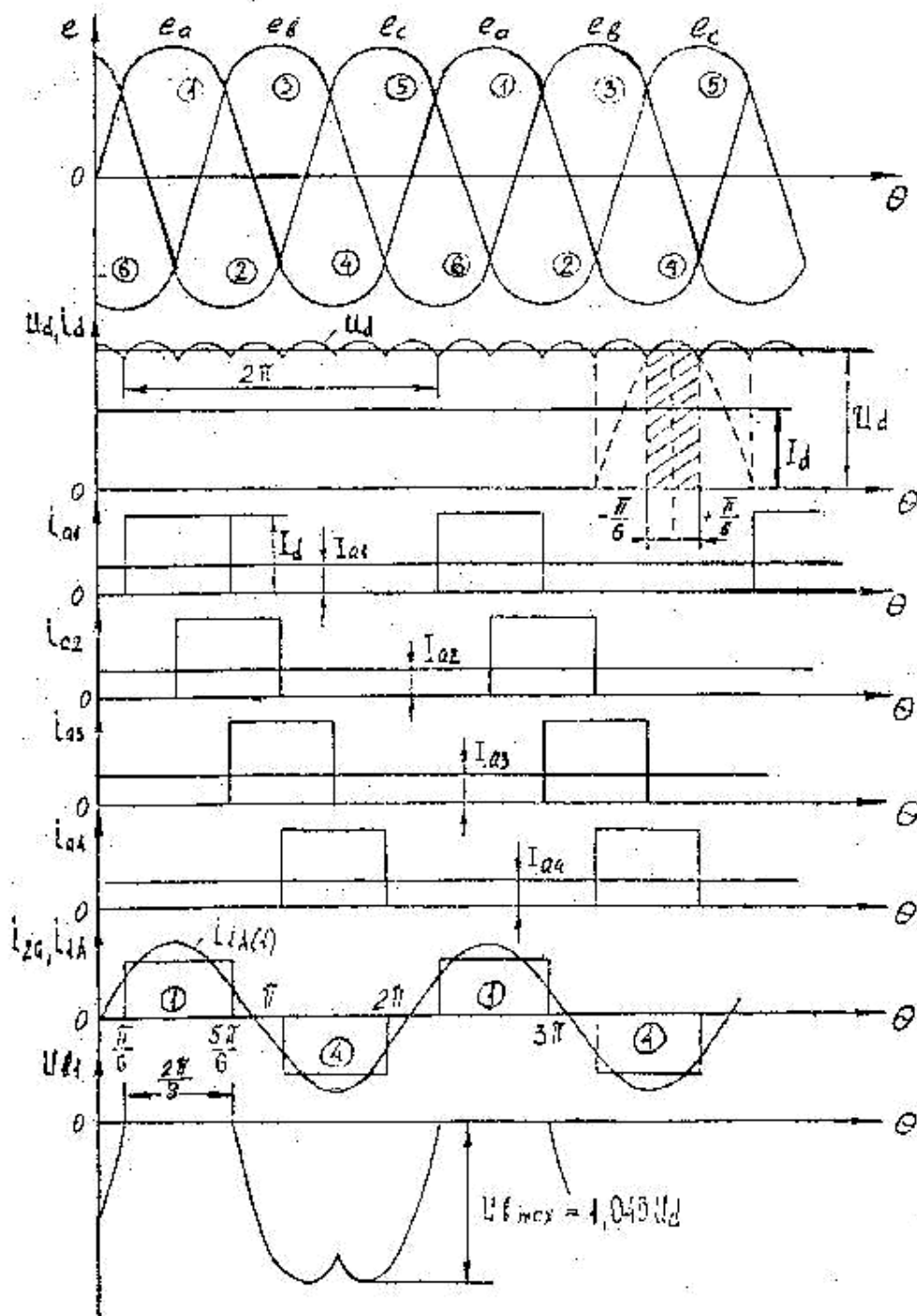


Рис.6.1. Принципиальная схема трехфазного мостового выпрямителя.

Рис.6.2. Временные диаграммы трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя при $L_d \rightarrow \infty$

Среднее значение выпрямленного напряжения находят по среднему значению u_d за период повторяемости $\pi/3$ (заштрихованный участок на рис.6.2):

$$U_d = \frac{3}{p} \int_{-p/6}^{p/6} \sqrt{2} \cdot U_{2\pi} \cdot \cos q dq = \frac{3\sqrt{2}}{p} U_{2\pi} = 2,34 \cdot U_{2\phi}.$$

Напряжение на нагрузке по сравнению с трёхфазной схемой с нулевым выводом получается вдвое больше. Это объясняется тем, что трёхфазная мостовая схема представляет собой как бы две трёхфазные схемы с нулевым выводом, выходы которых включаются последовательно. При заданном напряжении U_d здесь требуется вдвое меньшее напряжение U_2 :

$$U_{2\phi} = \frac{p}{3\sqrt{6}} U_d = 0,425 \cdot U_d.$$

Коэффициент пульсаций по первой гармонике:

$$K_{\Pi(1)} = \frac{U_{dm(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

Поскольку период повторяемости кривой U_d равен $2\pi/6$, трёхфазная мостовая схема эквивалентна шестифазной в отношении коэффициента пульсаций и частоты её первой гармоники, то есть $m=6$,

$$K_{\Pi} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057 = 5,7 \%.$$

Таким образом, амплитуда первой гармоники пульсации составляет 5,7% от напряжения U_d против 25% для трёхфазной схемы с нулевым выводом. Частота первой гармоники 300Гц, второй – 600Гц и так далее. Ток нагрузки из-за наличия в ней индуктивности сглажен:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}.$$

Поскольку каждый вентиль проводит ток в течение трети периода, среднее значение анодного тока $I_a = 1/3 \cdot I_d$. Кривые токов вентилях показаны на рис.6.2.

При открытом состоянии двух вентилях выпрямительного моста другие четыре вентиля закрыты, приложенным к ним обратным напряжением, максимальное значение которого

$$U_{\phi, \max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{2\phi} = \sqrt{6} \cdot U_{2\phi} = \sqrt{6} \cdot \frac{p}{3\sqrt{6}} U_d = 1,045 \cdot U_d.$$

Таким образом, вентиля в трёхфазной мостовой схеме следует выбирать на напряжение близкое к U_d .

Кривая тока вторичной обмотки трансформатора определяется токами двух вентилях, подключенных к данной фазе. Один из вентилях входит в анодную группу, а другой в катодную. Так, например, ток i_{2a} состоит из токов вентилях VD1и VD4. Вторичный ток является переменным, имеет форму прямоугольных импульсов с амплитудой I_d и паузой между импульсами длительностью $\pi/3$, когда оба вентиля фазы закрыты. Постоянная составляющая во вторичном токе отсутствует, в связи с чем магнитный поток вынужденного намагничивания магнитопровода трансформатора в мостовой схеме не создаётся.

Для расчёта сечения вторичных обмоток трансформатора определим действующее значение тока вторичной обмотки:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \int_{p/6}^{5p/6} i_2^2 dq} = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \int_{p/6}^{5p/6} I_d^2 dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d.$$

Ток первичной обмотки трансформатора:

$$i_1 = k i_2,$$

где $k = w_2/w_1$.

Действующее значение:

$$I_1 = k \sqrt{\frac{2}{3}} I_d.$$

Первая гармоника потребляемого тока, как и во всех неуправляемых выпрямителях (при $\gamma = 0$) совпадает по фазе с напряжением питания.

Расчётные мощности:

$$ST = S1 = S2 = 3 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \cdot \frac{P}{3\sqrt{6}} \cdot U_d = \frac{P}{3} \cdot P_d = 1.045 \cdot P_d.$$

Учёт коммутации вентилей в схеме трёхфазного мостового неуправляемого выпрямителя.

$$L_\gamma \neq 0, L_C \neq 0, r_a = 0, L_d \rightarrow \infty.$$

Эквивалентная схема приведена на рис.6.3.

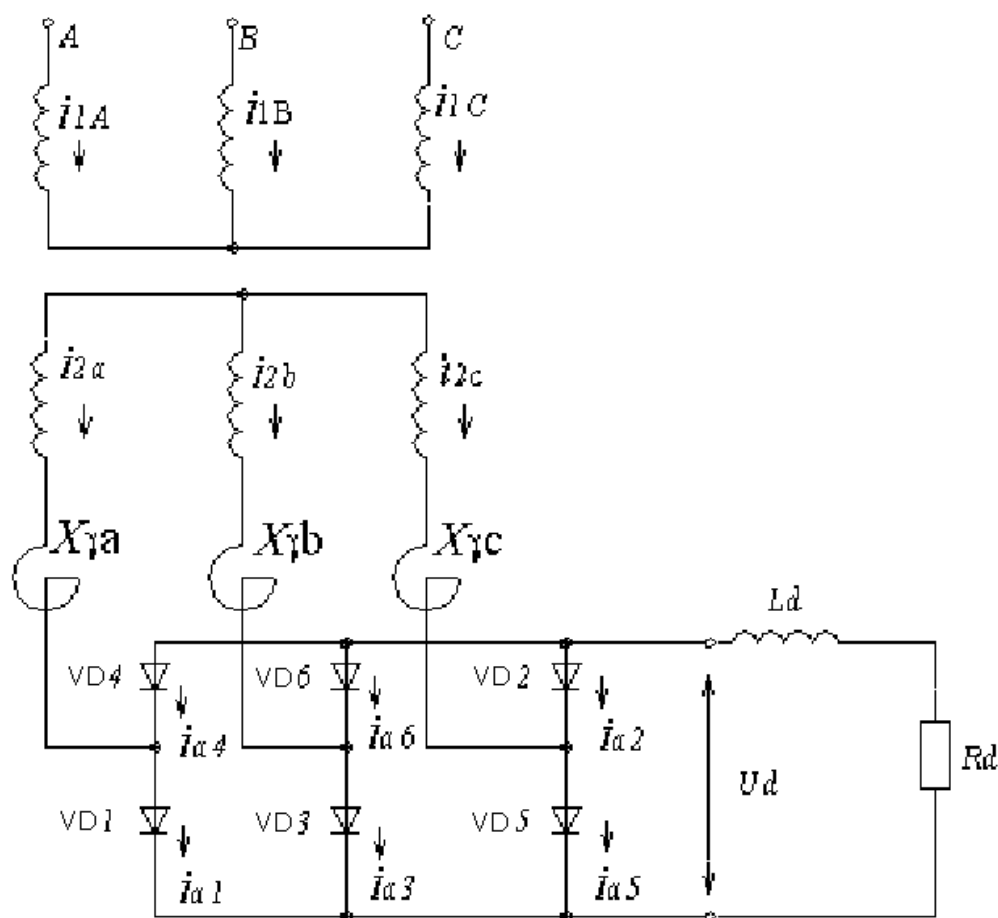


Рис.6.3. Схема трёхфазного мостового неуправляемого выпрямителя с учётом индуктивностей рассеяния трансформатора.

Ввиду наличия индуктивности рассеяния трансформатора и индуктивности сети каждый переход тока с одного вентиля на другой в пределах анодной и катодной групп происходит в течении интервала коммутации γ . На эквивалентной схеме указанные индук-

тивности учитываются приведенными ко вторичной обмотке трансформатора “анодными” реактивными сопротивлениями x_γ :

$$x_g = x_c \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + x_{mp},$$

где $x_c = \frac{U_{\text{лин}}^2}{S_{\text{к.з.}}}$ - эквивалентное индуктивное сопротивление сети;

$U_{\text{лин}}$ - линейное напряжение сети;

$S_{\text{к.з.}}$ - мощность трёхфазного короткого замыкания сети.

$$x_{\text{тр}} = x_{S2} + x_{S1} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2,$$

где x_{S2} и x_{S1} - индуктивности рассеяния вторичной и первичной обмоток трансформатора.

Среднее значение коммутационного снижения напряжения:

$$\Delta U_{dg} = \frac{3\sqrt{6}}{2p} (1 - \cos g) \cdot U_2,$$

$$U_d = U_{do} - \Delta U_{dg}.$$

Угол g может быть найден из уравнения:

$$1 - \cos g = \frac{2x_g \cdot I_d}{\sqrt{2} \cdot U_2}.$$

Уравнение внешней характеристики:

$$U_d = U_{do} - \frac{3 \cdot I_d \cdot x_g}{p}.$$

Уменьшение напряжения на нагрузке с увеличением её тока связано с повышением коммутационных падений напряжения ввиду роста угла коммутации γ . Временные диаграммы токов, учитывающие явления коммутации приведены на рис.6.4.

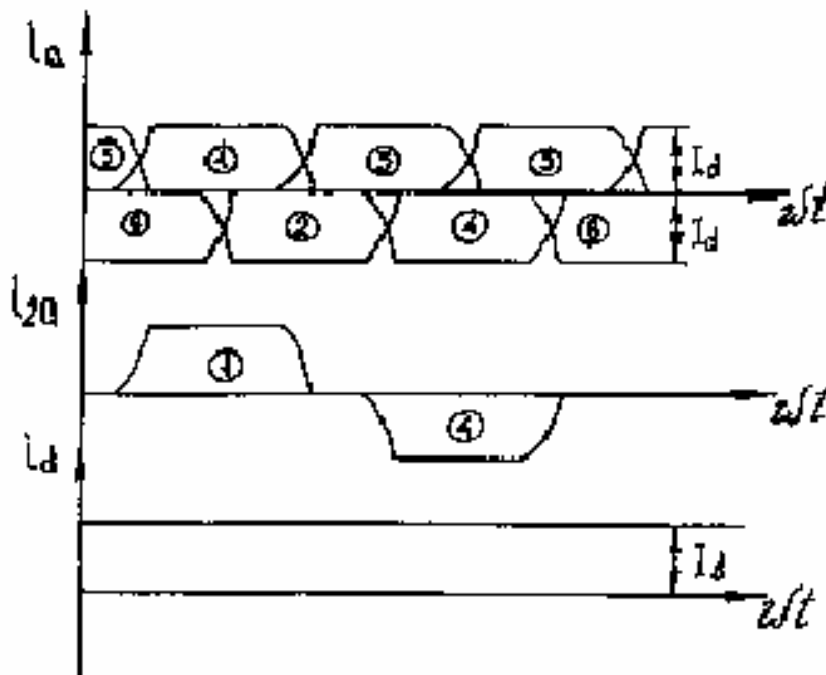


Рис.6.4. Временные диаграммы токов, учитывающие явление коммутации.

Мы рассмотрели режим, когда попеременно проводят ток два или три диода (режим 2-3). При увеличении тока I_d или сопротивления x_γ может наступить режим, когда ток будут проводить сразу три вентиля (режим 3), при этом угол $\gamma = \text{const} = 60^\circ$. При дальнейшем

увеличении тока I_d или (i) сопротивления x_γ наступает режим, когда ток проводят сразу четыре вентиля.

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте принципиальную схему трёхфазного мостового неуправляемого выпрямителя.
2. Нарисуйте временные диаграммы ЭДС вторичной обмотки трансформатора и укажите последовательность переключения диодов выпрямительного моста. Объясните эту последовательность.
3. Какую форму имеют импульсы анодных токов при $L_d \rightarrow \infty$ и $L_\gamma = 0$?
4. Существует ли явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора в трёхфазной мостовой схеме выпрямителя?
5. Напишите соотношения между максимальным обратным напряжением на диоде и постоянной составляющей выпрямленного напряжения.
6. Напишите соотношения между мощностью P_d , постоянных составляющих тока I_d и напряжения U_d и типовой мощностью S_T трансформатора.
7. Нарисуйте временную диаграмму выпрямленного напряжения и выведите формулу для вычисления среднего значения выпрямленного напряжения U_d .
8. Почему трёхфазный мостовой выпрямитель называют шестипульсным?
9. Чему равен коэффициент пульсаций трёхфазного мостового выпрямителя по первой гармонике?

Раздел 3. Управляемые выпрямители.

Лекция №7. Управляемый однофазный выпрямитель с нулевым выводом при статической нагрузке.

Принципиальная схема приведена на рис.7.1., эквивалентная – на рис.7.2. На рис. 7.3. представлены временные диаграммы напряжений и токов идеальной ($r_a=0$, $r_{np}=0$, $L_\gamma=0$) однофазной схемы с нулевым выводом при активной нагрузке для произвольного значения угла регулирования α , определяемого положением отпирающих импульсов управляемых вентилях U_{y1} и U_{y2} по отношению к ЭДС полуобмоток трансформатора e_{21} и e_{22} .

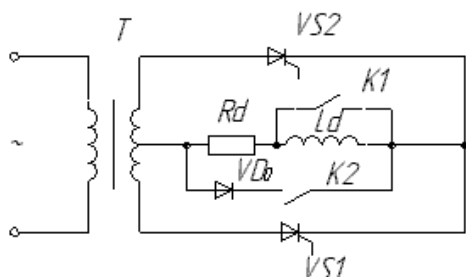


Рис. 7.1. Принципиальная схема однофазного управляемого выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора.

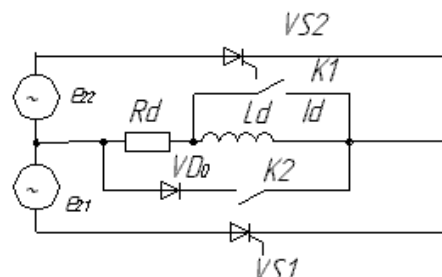


Рис. 7.2. Эквивалентная схема однофазного управляемого выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{1}{p} \int_a^p E_{2m} \sin(\Theta) d\Theta = \frac{E_{2m}}{p} (1 + \cos(\alpha)).$$

Для нерегулируемого режима:

$$U_{do} = E_{2m} / p.$$

При $\alpha \neq 0$:

$$U_d = U_{do} \frac{1 + \cos(\alpha)}{2}.$$

Полученное выражение представляет собой регулировочную характеристику выпрямителя $U_d = f(\alpha)$. Для данного режима среднее значение выпрямленного напряжения будет равно нулю при $\alpha = \pi$.

В отличие от нерегулируемого режима, в рассматриваемой схеме напряжение на вентиле на интервале α перед отпиранием имеет положительное значение. Прямое напряжение на вентиле будет максимальным и равным E_{2M} при $\alpha = \pi/2$. Обратное напряжение на вентиле после перехода тока через нуль на интервале α определяется отрицательным значением анодной ЭДС того же вентиля. С моментом вступления в работу очередного вентиля, обратное напряжение определяется результирующей ЭДС $e_1 - e_2$ вторичной обмотки трансформатора. Обратное напряжение на вентиле будет максимальным и равным E_{2M} при $\alpha \geq \pi/2$. Среднее значение выпрямленного тока:

$$I_d = \frac{U_{do}}{r_d} \cdot \frac{(1 + \cos(\alpha))}{2}.$$

Среднее значение тока вентиля:

$$I_a = I_d/2.$$

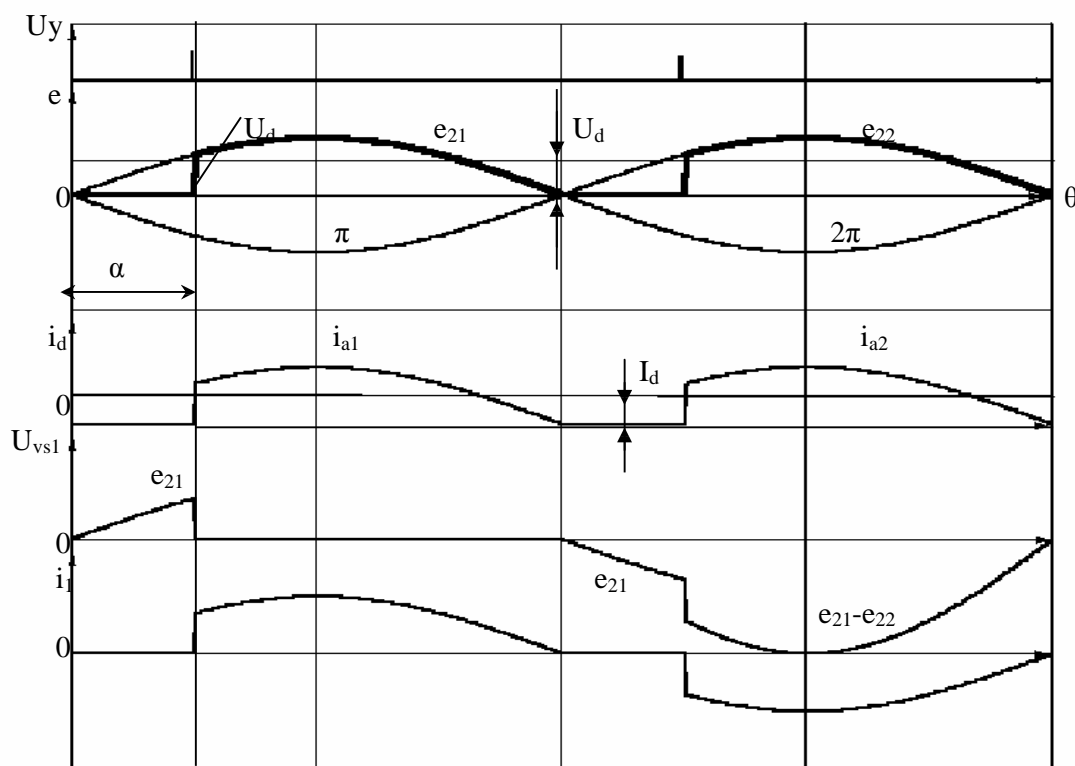


Рис.7.3. Временные диаграммы однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом при активной нагрузке (ключ К1 замкнут, К2-разомкнут).

Действующее значение тока вентиля (или вторичной обмотки трансформатора):

$$I_{a \text{ эфф}} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_0^p i_a^2 d\Theta} = D^* I_a,$$

где $D = \frac{I_{a\text{эфф}}}{I_a}$ - коэффициент формы кривой тока вентиля:

$$D = \frac{2p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{p} \left(\frac{p}{2} - \frac{a}{2} + \frac{1}{4} \sin(2a) \right)}}{1 + \cos(a)}.$$

С увеличением угла регулирования коэффициент формы кривой тока растёт.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$I_1 = \sqrt{2} k \cdot I_2.$$

Расчетную мощность обмоток и типовую мощность трансформатора определяют исходя из неуправляемого режима.

Активно – индуктивная нагрузка (ключ К1 разомкнут, ключ К2 - разомкнут).

При активно – индуктивной нагрузке схема может работать в двух режимах: в режиме непрерывного тока нагрузки ($\lambda = \pi$) и в режиме прерывистого тока нагрузки ($\lambda < \pi$). На рис.7.4 показаны временные диаграммы токов и напряжений идеальной схемы для первого режима. В отличие от режима при активной нагрузке, здесь выпрямленное напряжение на интервале α имеет отрицательное значение. Это обуславливается тем, что энергия магнитного поля индуктивности нагрузки поддерживает ток вентиля и после перехода анодного ЭДС через нуль (на интервале α). Поэтому среднее значение выпрямленного напряжения будет

$$U_d = \frac{1}{p} \int_a^{p+a} E_{2m} \sin q dq = \frac{2E_{2m}}{p} \cos a = U_{d0} \cos a.$$

Обратное напряжение на вентиле в отличие от режима при активной нагрузке определяется линейным значением ЭДС вторичной обмотки (e_{21} - e_{22}) как на интервале α , так и на интервале $\pi - \alpha$. Форма токов в элементах схемы зависит от величины x_d/r_d . При x_d стремящейся к бесконечности, соотношения между токами определяются также как в случае неуправляемого режима. Коэффициент мощности выпрямителя в данном режиме тем ниже, чем больше угол регулирования α . Это объясняется тем, что сдвиг по фазе основной гармоники тока первичной обмотки трансформатора $\varphi_{(1)}$, по отношению к напряжению сети, с увеличением угла α так же увеличивается.

На принципиальной схеме рис.7.1. ключ К₁ - разомкнут, К₂ - замкнут. Нулевой вентиль VD₀ шунтирующий нагрузку, применяется при больших индуктивностях L_d, для уменьшения потребляемой из сети реактивной мощности, а следовательно для увеличения коэффициента мощности выпрямителя. На рис.7.5. представлены временные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы без учета параметров: r_a, r_{пр}, L_γ.

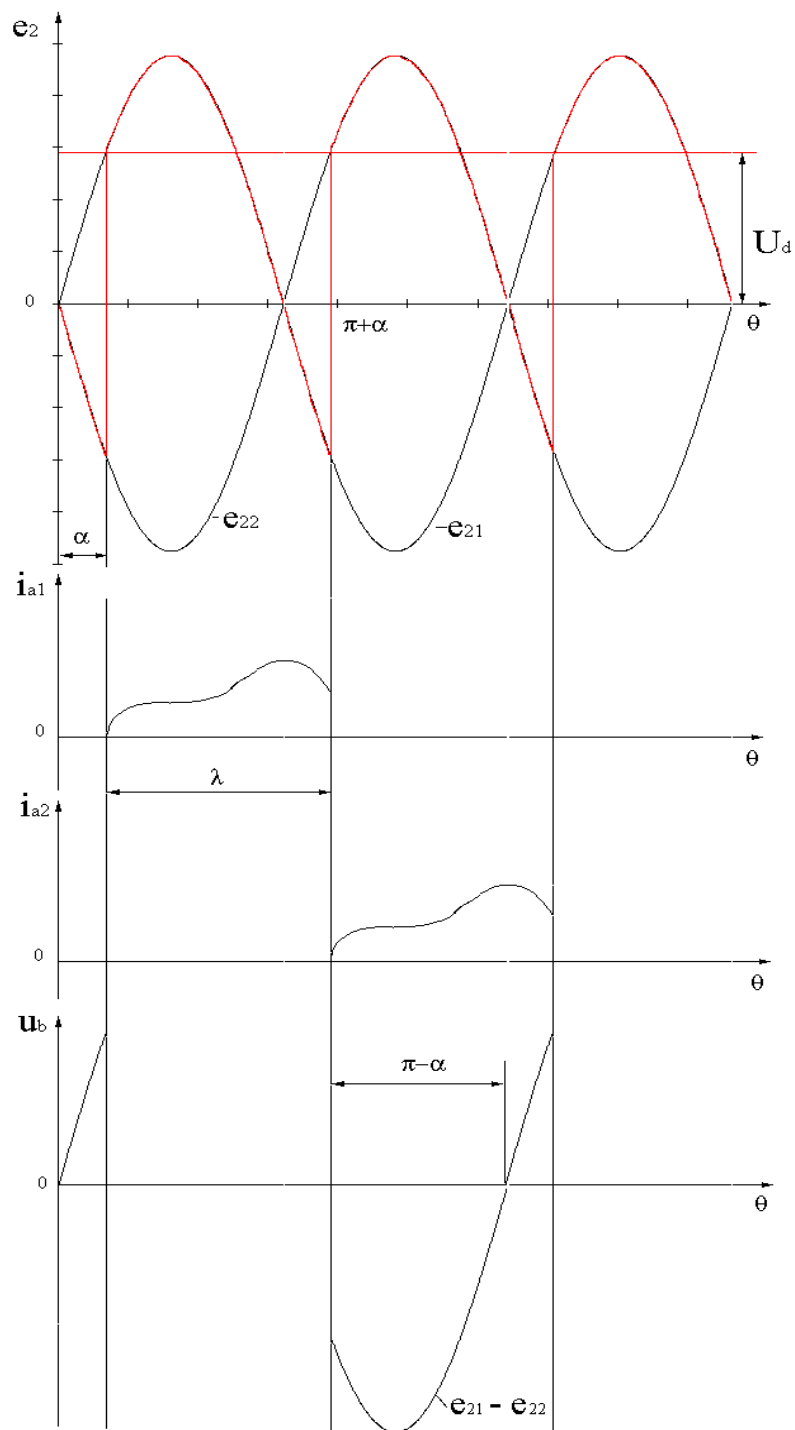


Рис.7.4. Временные диаграммы управляемого однофазного выпрямителя с выводом нулевой точки при активно-индуктивной нагрузке.

Активно-индуктивная нагрузка выпрямителя с нулевым вентилем.

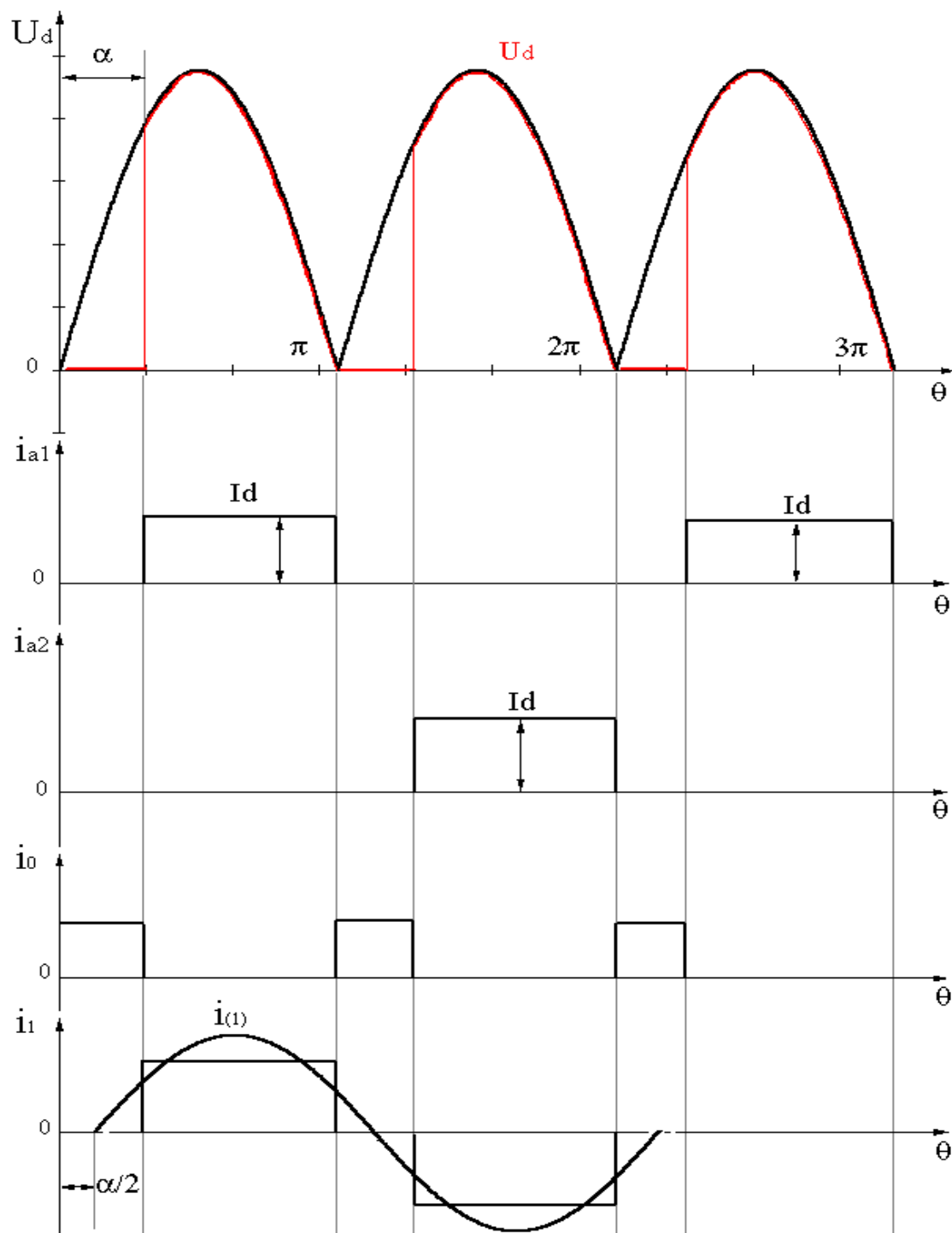


Рис.7.5. Временные диаграммы однофазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке, шунтируемой нулевым вентилем.

Нулевой вентиль VD_0 включается в те моменты, когда вторичные ЭДС меняют знак с положительного на отрицательный. На интервале α ток протекает через нулевой вентиль, но т.к. нулевой вентиль шунтирует нагрузку, то выпрямленное напряжение в эти отрезки времени равно нулю. В результате первая гармоника тока первичной обмотки при L_d стремящемся к бесконечности оказывается сдвинутой по фазе относительно напряжения питания на угол $\alpha/2$. (без нулевого вентиля этот угол α).

Среднее значение тока в вентилях при L_d стремящемся к бесконечности

$$I_a = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{p-a}{p}.$$

Действующее значение тока в полуобмотке

$$I_{a\text{эфф}} = I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{p-a}{p}}.$$

Действующее значение тока в первичной обмотке

$$I_1 = I_d K \sqrt{\frac{p-a}{p}}.$$

Среднее значение тока в нулевом вентиле

$$I_{0\text{cp}} = I_d \frac{a}{p}.$$

Действующее значение тока в нулевом вентиле

$$I_{a\text{эфф}} = I_d \sqrt{\frac{a}{p}}.$$

Обратное напряжение на рабочих вентилях определяется линейным напряжением вторичной обмотки. Обратное напряжение на нулевом вентиле определяется фазным напряжением.

Граничный режим непрерывности тока в цепи нагрузки управляемых выпрямителей.

Прерывистый режим тока в цепи нагрузки с индуктивностью в большинстве случаев является нежелательным в виду увеличения коэффициента пульсаций и других причин. Поэтому ток в цепи нагрузки необходимо поддерживать непрерывным при глубоком регулировании выпрямленного напряжения. С этой целью в цепь нагрузки вводят фильтрующий дроссель, минимальную индуктивность которого можно выбрать рассмотрев условия существования граничного режима непрерывного тока в цепи нагрузки.

$$a \leq \arctg \frac{\omega L}{r}.$$

Это выражение позволяет определить минимальную индуктивность цепи нагрузки, при которой ток гранично-непрерывен в зависимости от угла регулирования α . Соответствующая граничная кривая представлена на рис.7.6.

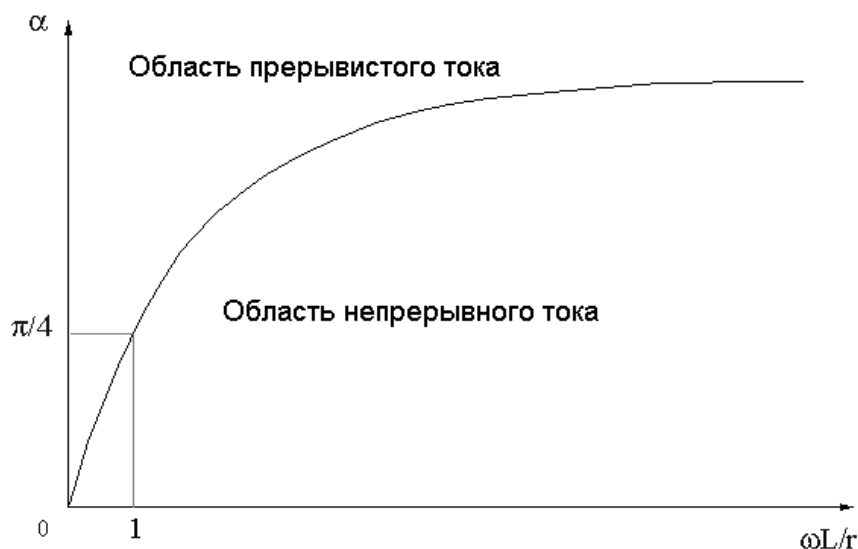


Рис.7.6. Граничный режим непрерывности тока в цепи нагрузки (R_d , L_d) управляемого однофазного двухполупериодного выпрямителя.

Лекция №8. Мостовой управляемый выпрямитель трехфазного тока

Принципиальная схема выпрямителя приведена на рис.8.1, временные диаграммы на рис.8.2., рис.8.3.

Особенность работы управляемого выпрямителя заключается в задержке на угол α момента отпирания очередных тиристорov, относительно точек естественного отпирания θ_1 , θ_2 , θ_3 и т. д. (рис.8.2). Это обусловлено задержкой на угол α моментов подачи отпирющих импульсов на тиристоры от системы управления.

При наличии достаточно большой индуктивности в цепи нагрузки, задержка вступления в работу очередных тиристорov создает задержку на такой же угол α моментов запирающих тиристорov. При этом кривые потенциалов $\varphi_{d(+)}$ и $\varphi_{d(-)}$ и напряжения u_d приобретает вид, показанный на рис.8.2. Кривой выпрямленного напряжения создаются «вырезки», вследствие чего среднее значение напряжения U_d уменьшается. Таким образом, при изменении угла α осуществляется регулирование величины U_d . Поскольку в трехфазной мостовой схеме выпрямлению подвергается линейное напряжение, кривая U_d состоит из участков линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} .

При изменении угла α в диапазоне от нуля до 60° переход напряжения U_d с одного линейного напряжения на другое осуществляется в пределах положительной полярности участков линейных напряжений (рис.8.3 а). Поэтому форма кривой напряжения u_d и его среднее значение одинаковы как при активной, так и при активно – индуктивной нагрузке.

При $\alpha > 60^\circ$ вид кривой u_d зависит от характера нагрузки. В случае активно - индуктивной нагрузке i_d продолжает протекать через тиристоры и вторичные обмотки трансформатора после изменения полярности их линейного напряжения, в связи с чем в кривой u_d появляются участки линейных напряжений отрицательной полярности. При $L_d \rightarrow \infty$ эти участки продолжают до моментов очередного отпирания тиристорov.

Равенству площадей участков и условию $U_d = 0$ соответствует угол $\alpha = 90^\circ$. Значение этого угла характеризует нижний предел регулируемого напряжения U_d при $L_d \rightarrow \infty$.

При активной нагрузке участки напряжения отрицательной полярности отсутствуют и в кривой u_d при $\alpha > 60^\circ$ появляются нулевые паузы. Напряжению $U_d = 0$ теперь будет отвечать значение угла $\alpha = 120^\circ$.

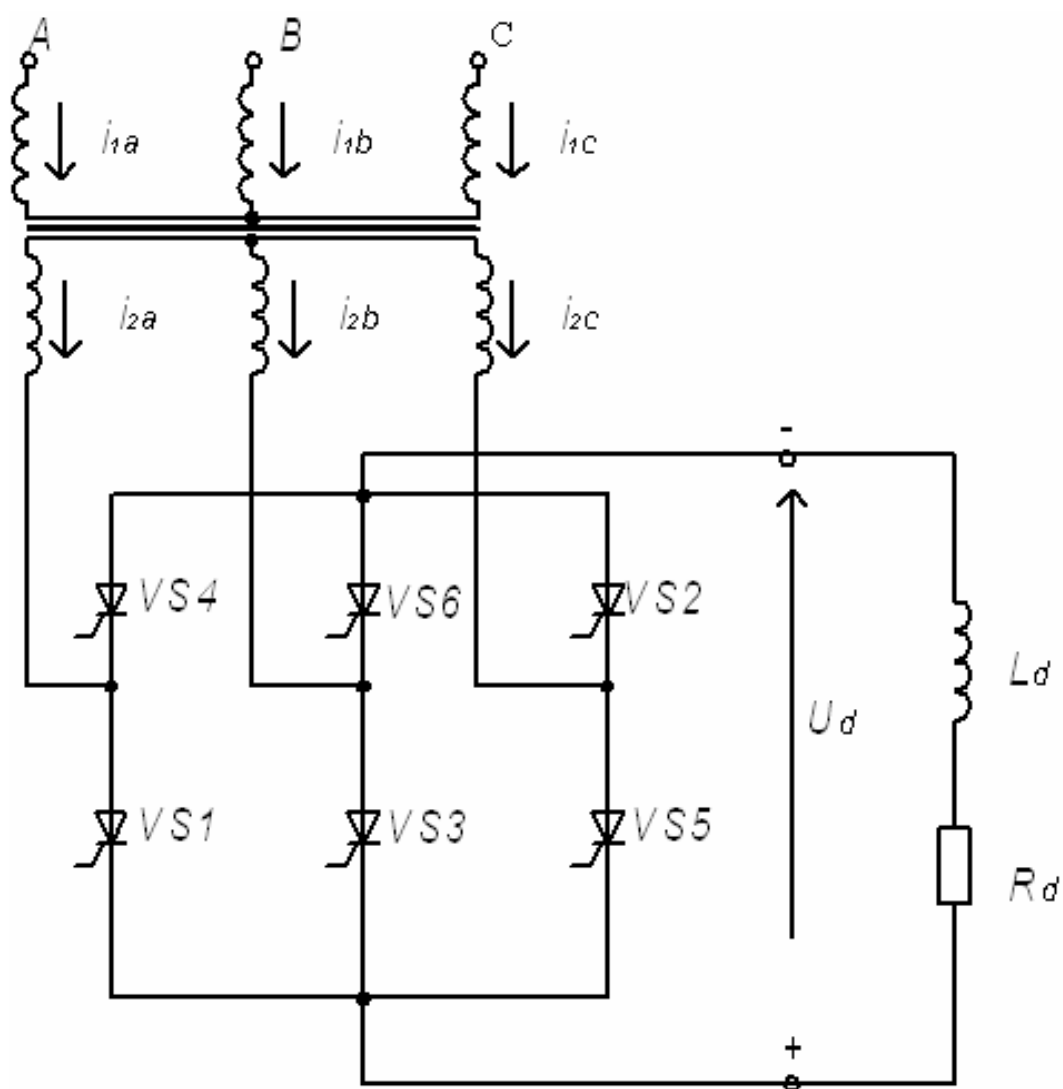


Рис.8.1. Принципиальная схема мостового управляемого выпрямителя трехфазного тока

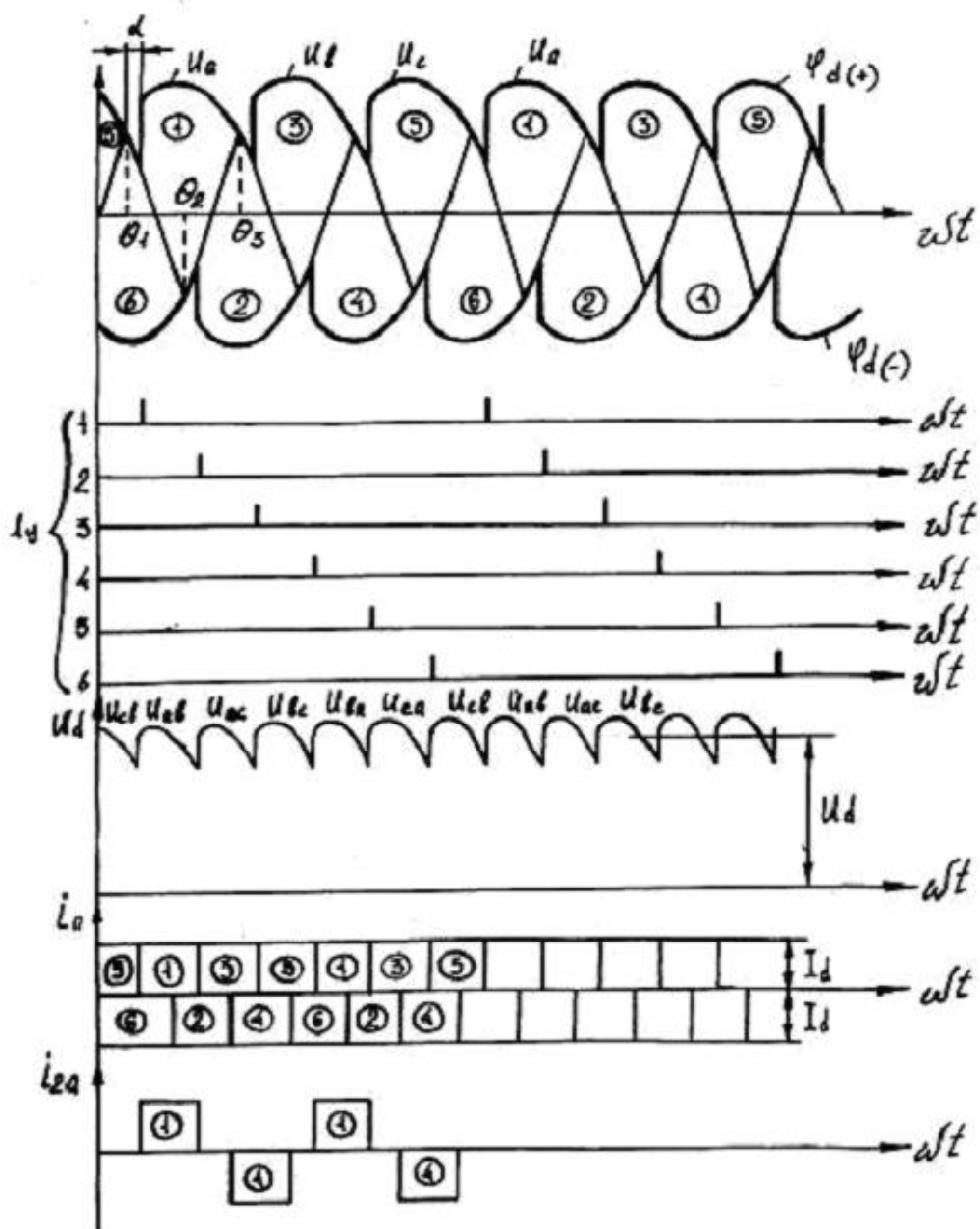


Рис. 8.2. Временные диаграммы трехфазного мостового управляемого выпрямителя при $L_d = \infty$, $L_a = 0$, $\gamma_a = 0$

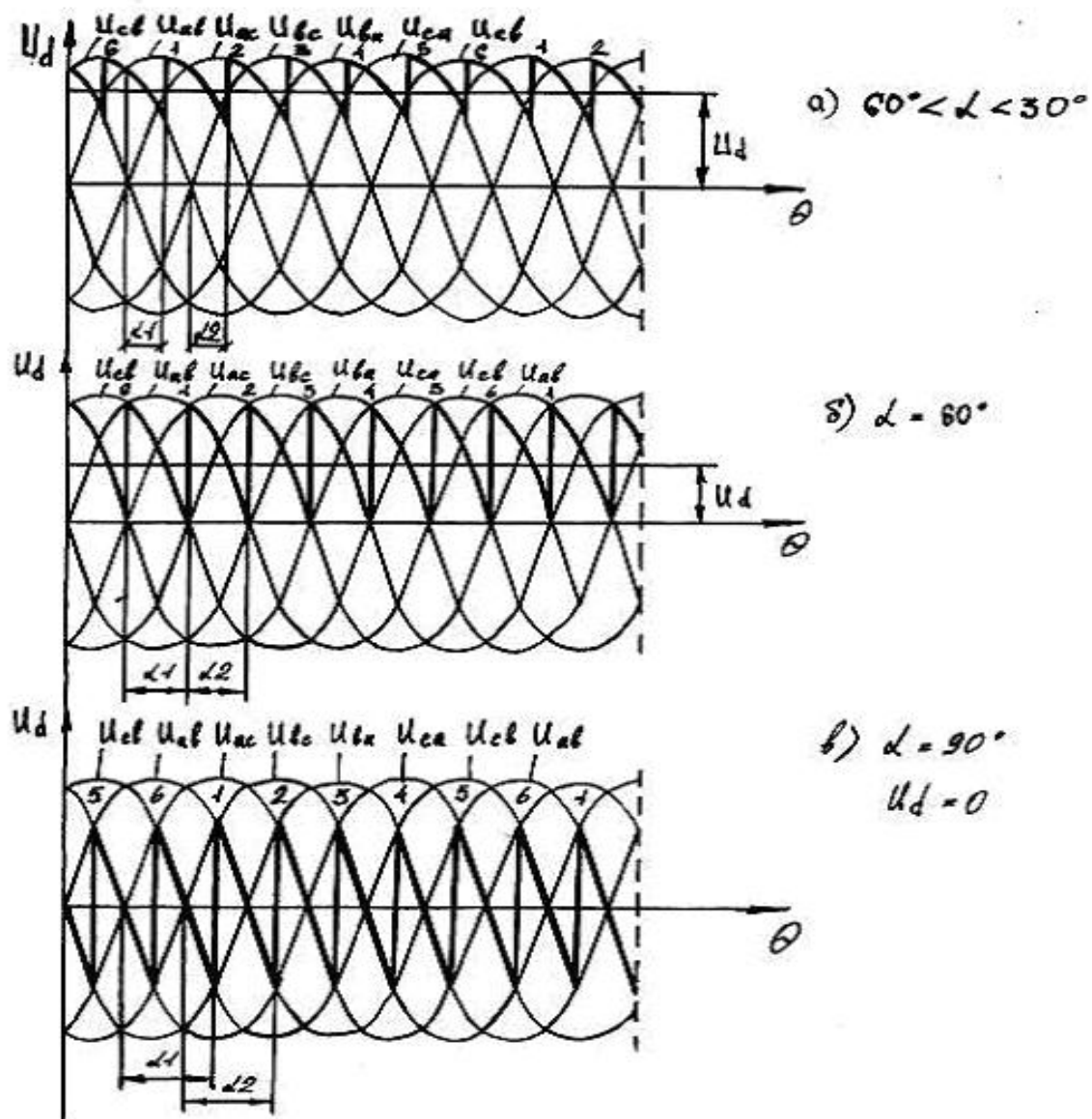


Рис.8.3. Кривые выходного напряжения трёхфазного мостового управляемого выпрямителя при $L_H \rightarrow \infty$ и различных значениях угла управления α

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла α (регулирующая характеристика) может быть найдена усреднением кривой u_d на интервале $\frac{\pi}{3}$

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha,$$

где U_{d0} – напряжение холостого хода.

При $L_d = 0$ (активная нагрузка): $U_d = U_{d0}[1 + \cos(60^\circ + \alpha)]$.

Регулирующие характеристики показаны на рис.8.4.

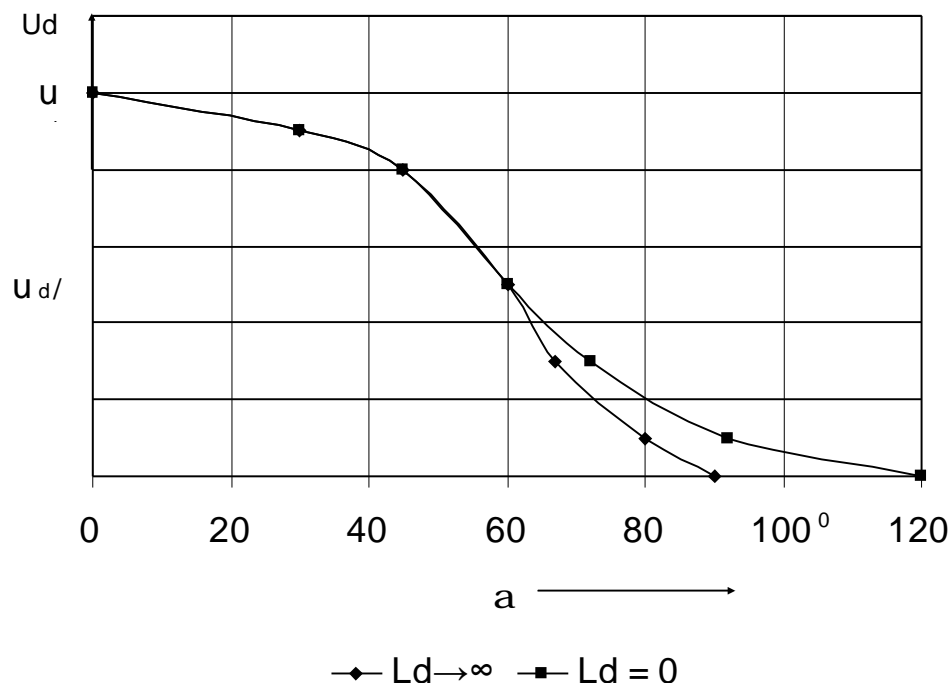


Рис.8.4. Регулировочные характеристики трехфазного мостового управляемого выпрямителя.

Кривые анодных токов тиристоров и токов обмоток трансформатора при $L_d \rightarrow \infty$ отличаются от кривых соответствующих токов неуправляемого выпрямителя наличием отстающего фазового сдвига относительно напряжения.

Амплитуда обратного напряжения на тиристоре, как и в неуправляемом выпрямителе, равна $1,045 \cdot U_{d0}$.

С учетом коммутационных процессов имеем:

1) уравнение внешней характеристики

$$U = U_{d0} \cdot \cos a - \frac{3I_d \cdot x_g}{p}; \quad \Delta U_{dg} = \frac{3I_d \cdot x_g}{p}.$$

2) уравнение определяющее угол g

$$\cos a - \cos(g + a) = \frac{2I_d \cdot x_g}{\sqrt{6} \cdot U_2},$$

где U_2 – действующее значение фазного напряжения на вторичной стороне трансформатора.

Лекция №9. Высшие гармонические в кривой первичного тока выпрямителя и сетевые фильтры.

В выпрямителях средней и большой мощности в цепи нагрузки обычно имеется большая индуктивность L_d и ток нагрузки достаточно хорошо сглажен. Если считать, что $L_d \rightarrow \infty$, то токи вентилей и вторичных обмоток трансформатора, а также ток потребляемый выпрямителем, имеет форму прямоугольных импульсов. Отличие тока I_1 от синусоиды свидетельствует о том, что выпрямитель для питающей сети переменного тока является генератором некоторого спектра высших гармонических. Последнее отражает отрицательное воздействие выпрямителя на сеть переменного тока. Разложение в ряд Фурье кривой первичного тока однофазного выпрямителя дает:

$$i_1(q) = \frac{4 \cdot I_d}{p \cdot K} \left(\sin q + \frac{1}{3} \sin 3q + \frac{1}{5} \sin 5q + \dots + \frac{1}{q} \sin(qq) \right);$$

$$I_{1(q)m} = \frac{4 \cdot I_d}{p \cdot K} \cdot \frac{1}{q}, \quad \text{где } q = 1, 2, 3, \dots$$

Гармонический состав кривой первичного тока трехфазного мостового выпрямителя:

$$i_1(q) = \frac{2\sqrt{3} \cdot I_d}{p \cdot K} \left(\sin q - \frac{1}{5} \sin 5q - \frac{1}{7} \sin 7q + \frac{1}{11} \sin 11q + \dots \right);$$

В кривой тока i_1 отсутствует третья гармоника и гармоники кратные ей, что выгодно отличает трехфазный мостовой выпрямитель от однофазных схем. Благодаря отсутствию третьей гармоники, в частности, существенно упрощается задача фильтрации гармонических в кривой тока сети. Состав гармонических здесь тот же, что и в однофазных схемах (по отношению к амплитуде первичной гармоники):

- пятая гармоника – 20%;
- седьмая гармоника – 14,3%;
- одиннадцатая гармоника – 9,1% и т.д.

При разложении кривых симметричных относительно оси абсцисс, $-f(x+p) = f(x)$, в ряд Фурье отсутствуют постоянные составляющие и четные гармоники.

Анализ кривых тока i_1 и напряжения u_d проведен без учета влияния на них процессов коммутации вентилей выпрямителя.

Для исключения влияния высших гармонических на питающую сеть применяют, так называемые, сетевые фильтры. Сетевой фильтр обычно представляет собой цепь из последовательно соединённых конденсатора и индуктивной катушки. Цепь настроена в резонанс на частоту соответствующей гармоники тока и подключена параллельно шинам питающей сети вблизи выпрямительной установки. На частоте гармонической тока такая цепь обладает малым сопротивлением и оказывает для гармонической шунтирующее действие, не пропуская её в питающую сеть.

Фильтры высших гармоник решают две задачи: компенсирует высшие гармоники и генерирует реактивную мощность первой гармоники.

Принципиальные схемы фильтров высших гармоник приведены на рис.9.1.

В настоящее время применяются как правило демпфированные фильтры, то есть фильтры с добавочным активным сопротивлением, ухудшающим добротность фильтра и увеличивающим полосу пропускания. Это делается для того, чтобы уменьшить влияние изменения сопротивления системы на работу фильтра. Добротность узкополосных демпфированных фильтров:

$$q_0 = \frac{x_0}{R} = 40 \dots 100 ,$$

где
$$x_0 = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}} ;$$

x_0 - реактивное сопротивление;

γ - номер фильтра, равный порядковому номеру высшей гармоники настройки.

Полоса пропускания фильтра:

$$\Delta w = \frac{w_g}{q} .$$

Смысл величины добротности для узкополосных фильтров состоит в следующем: добротность определяет ширину полосы пропускания фильтра. Чем больше активное сопротивление фильтра, тем ниже его добротность и больше потери активной мощности, тем больше полоса пропускания и меньше зависимость настройки фильтра от изменений

частоты сети и параметров фильтра, тем меньше вероятность попадания сопротивления фильтра в резонанс с сопротивлением системы.

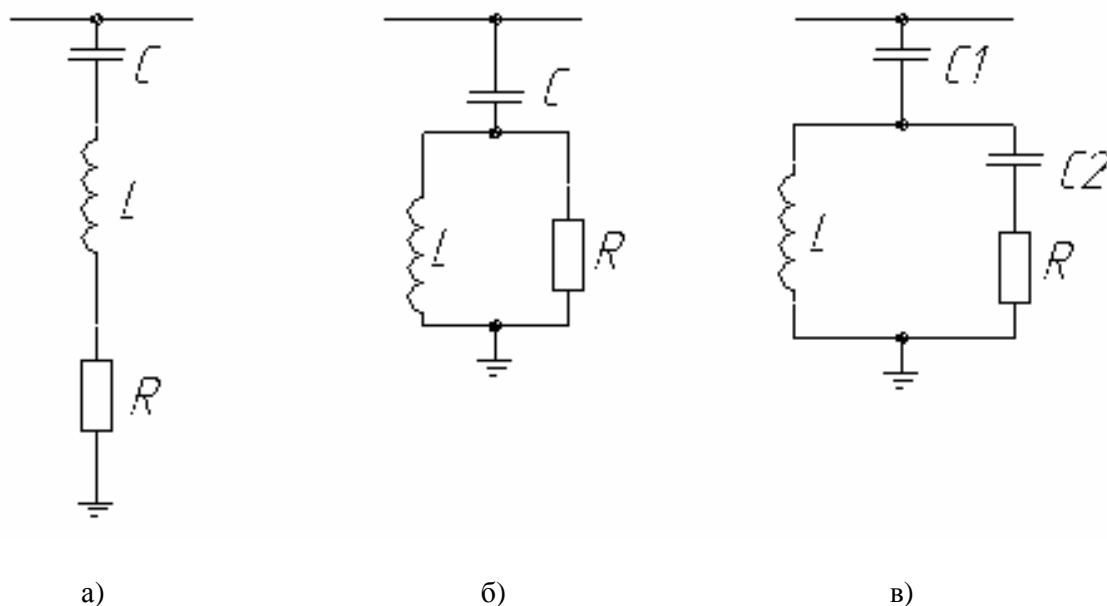


Рис.9.1. Схемы фильтров высших гармоник:
а) узкополосный демпфируемый фильтр первого порядка;
б) широкополосный фильтр второго порядка;
в) широкополосный фильтр третьего порядка.

Добротность широкополосного фильтра:

$$q_{un} = \frac{R}{x_0} = 2...4.$$

Увеличение активного сопротивления приводит к увеличению добротности фильтра, а при уменьшении активного сопротивления и уменьшения добротности меньше единицы частотная характеристика широкополосного фильтра приближается к частотной характеристике ёмкостного сопротивления.

Под частотными характеристиками понимается зависимость от частоты параметров цепи (r , x , z , g , b , y), а также зависимость величин, определяемых этими параметрами ($f = \arctg(x/r)$, $\cos f = r/z$ и т.д.).

В рассматриваемом случае частотная характеристика - это зависимость $Z_{\phi} = f(\gamma)$.

Типовой набор фильтров на шинах замыкания двенадцатифазной преобразовательной подстанции приведён на рисунке 9.2, где включены три демпфируемых фильтра: на 11-ю и 13-ю гармоники и широкополосный.

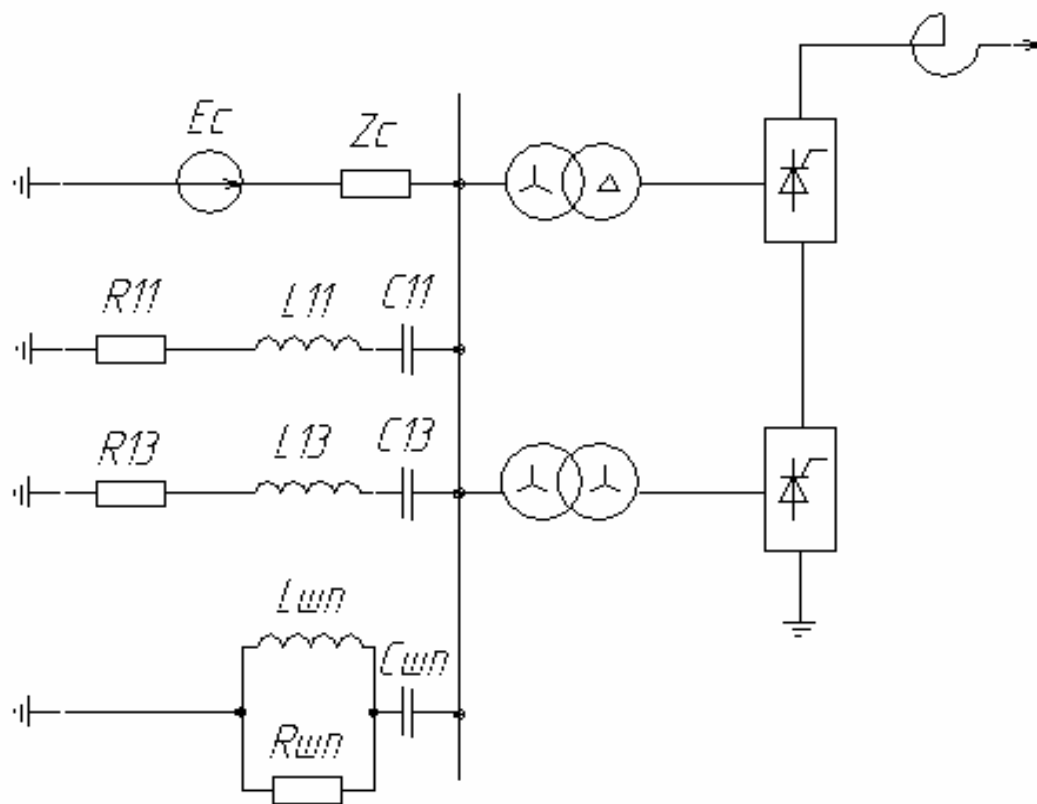


Рис.9.2. Типовой набор фильтров на преобразовательной подстанции.

Расчётная схема замещения преобразователя и сети выглядит следующим образом (рис.9.3).

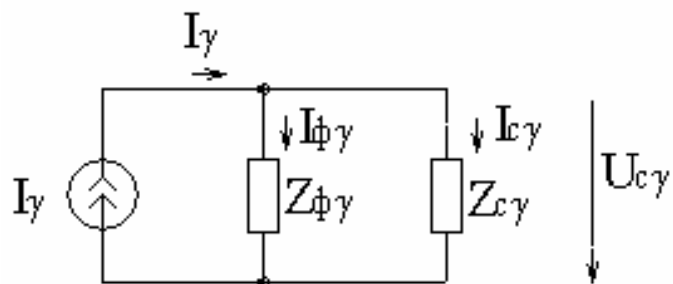


Рис.9.3. Расчётная схема замещения преобразователя и сети.

В схеме не допустим параллельный резонанс между фильтрами и сетью для всего диапазона частот ($\gamma=2..50$).

Для примера на рисунке 9.4 приведена частотная характеристика фильтра пятой гармоники и широкополосного.

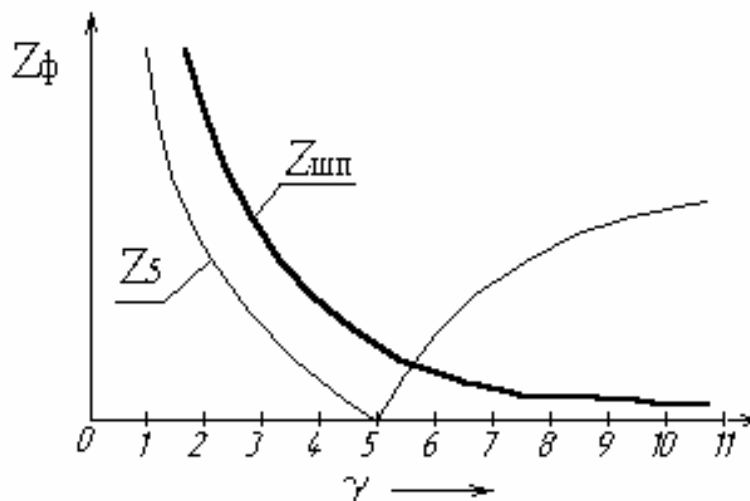


Рис.9.4. Частотные характеристики фильтра.

При параллельном резонансе возможны случаи, когда токи $I_{\phi\gamma}$ и $I_{c\gamma}$ могут превосходить, и иногда на много, суммарный ток в цепи.

При увеличении добротности растёт вероятность перегрузки фильтра, а при низкой добротности растут потери активной мощности в фильтре (для узко- и широкополосных фильтров).

Лекция №10. Высшие гармонические в кривой выпрямленного напряжения и сглаживающие фильтры.

Кривая выпрямленного напряжения состоит из двух составляющих: постоянной U_d , равной ено среднему значению, и переменной, определяемой суммой высших гармонических. Частота каждой гармоники связана с частотой питающей сети f_c соотношением

$$f_c = qm f_c,$$

где $q=1,2,3,\dots$ -номера гармоник;

m -эквивалентное число фаз выпрямления ($m=2$ для однофазных двухполупериодных выпрямителей; $m=3$ для трехфазного выпрямителя с нулевым выводом; $m=6$ для трехфазного мостового выпрямителя).

Значения амплитуд гармонических

$$U_{dm(q)} = U_{d0} \frac{2}{q^2 m^2 - 1} \cos a \sqrt{1 + q^2 m^2 \tan^2 a}.$$

Коэффициент пульсации

$$K_{п(q)} = \frac{U_{dm(q)}}{U_{d0}}.$$

Для однофазных выпрямителей

$$\frac{U_{dm(2)}}{U_{d0}} = 0,133; f_{п(2)} = 200 \text{ Гц},$$

$$\frac{U_{dm(3)}}{U_{d0}} = 0,057; f_{п(2)} = 300 \text{ Гц},$$

Для трехфазного мостового выпрямителя

$$\frac{U_{dm(2)}}{U_{d0}} = 0,014 ; f_{п(2)} = 600 \text{ Гц},$$

$$\frac{U_{dm(3)}}{U_{d0}} = 0,006 ; f_{п(3)} = 900 \text{ Гц},$$

$$\frac{U_{dm(1)}}{U_{d0}} = 0,057 ; f_{п(1)} = 300 \text{ Гц},$$

Для маломощных потребителей простейшим фильтром является конденсатор, подключенный параллельно нагрузке (рис.10.1, 10.2).

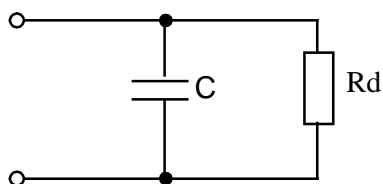


Рис. 10.1 Сглаживающий C – фильтр.

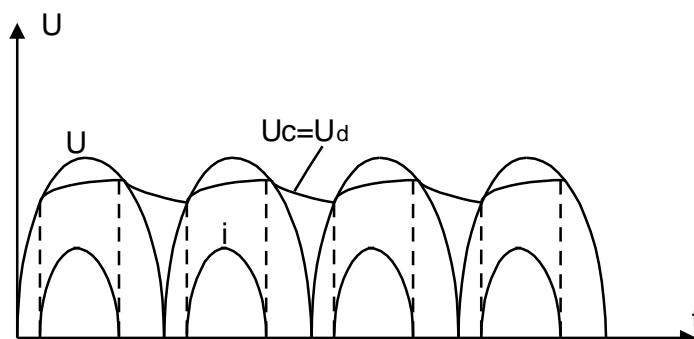


Рис. 10.2 Графики напряжения и тока для однофазного двухполупериодного выпрямителя с C – фильтром.

Если сопротивление нагрузки значительно больше ёмкостного сопротивления для основной гармоники, то можно считать, что переменная составляющая тока вентилей равна току конденсатора, а постоянная составляющая – току нагрузки. Для двухполупериодных выпрямителей ёмкость конденсатора C может быть найдена по формуле:

$$C = \frac{1}{2\omega R_d K_{п(1)}},$$

где $K_{п(1)}$ – допустимый коэффициент пульсации тока на нагрузке,
 ω – угловая частота питающей сети.

Сглаживание пульсации выпрямленного напряжения осуществляется более эффективно при помощи фильтров, составленных из повторяющихся Г - или П – образных звеньев. В качестве элементов этих звеньев могут использоваться конденсаторы, дроссели, а в случае маломощных потребителей и резисторы (рис. 10.3).

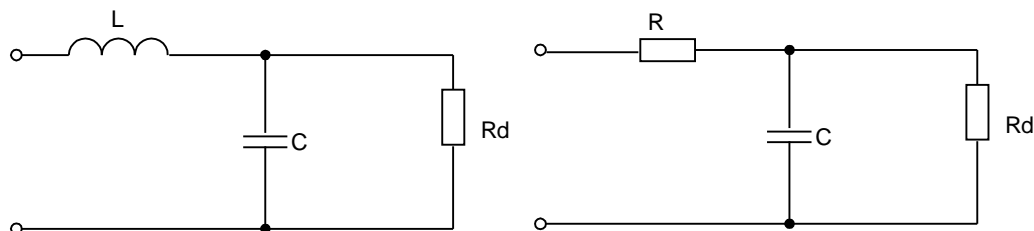


Рис. 10.3 Эквивалентные схемы Г – образных фильтров

а) LC – фильтр б) RC – фильтр.

Индуктивность Г – образного фильтра определяется из условия непрерывности тока в нём (рис. 10.4)

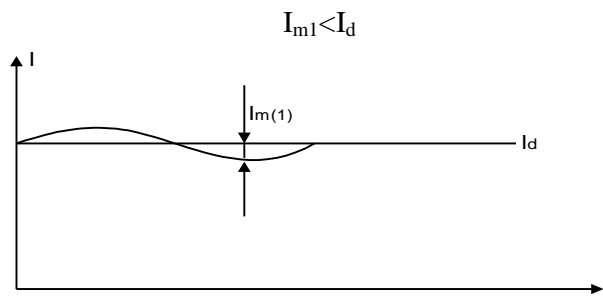


Рис. 10.4

Опуская преобразования, имеем:

$$L > \frac{2}{(m_n^2 - 1)} \cdot \frac{R_d}{m_n \omega},$$

где m_n – число основных пульсаций выпрямленного напряжения за период питающей сети.

Ёмкость конденсатора определяется из выражения:

$$LC \approx \frac{10|K_f|}{m_n^2},$$

где $K_\Phi = 1 - m_n^2 \omega^2 LC$ - коэффициент фильтрации;

$$K_\Phi = \frac{U'_{m(1)}}{U_{m(1)}} \approx \frac{K'_{n(1)}}{K_{n(1)}};$$

$U'_{m(1)}$ и $K'_{n(1)}$ - амплитуда основной гармоники пульсации и коэффициент пульсации на входе фильтра;

$U_{m(1)}$ и $K_{n(1)}$ - амплитуда основной гармоники пульсации и коэффициент пульсации на выходе фильтра.

Если необходимо получить высокий коэффициент фильтрации, применяют многозвенные фильтры (рис. 10.5).

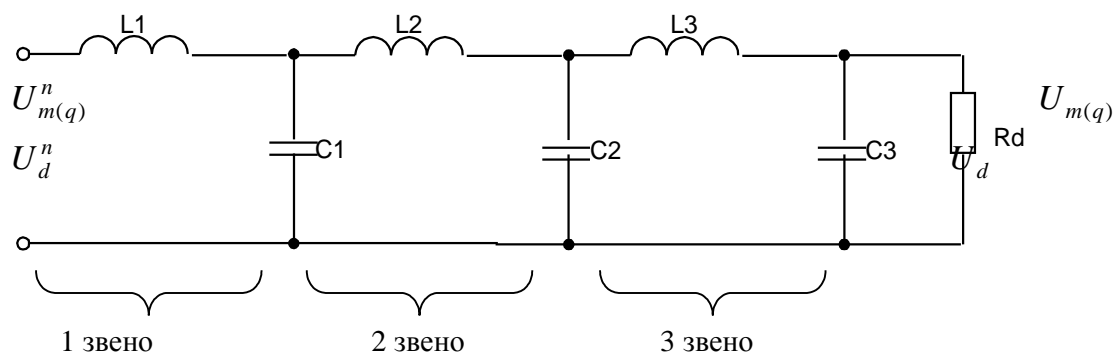


Рис. 10.5 Эквивалентная схема трехзвенного фильтра.

В многозвенных фильтрах элементы отдельных звеньев подбираются таким образом, чтобы каждое последующее звено не влияло на работу предыдущего. Если отдельные звенья представляют собой Г – образные LC фильтры, применяемые в выпрямителях большой мощности, то необходимо, чтобы сопротивление дросселя последующего звена значительно превышало сопротивление конденсатора предыдущего звена, а сопротивле-

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

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

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

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

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

поэтому $K_{\Phi} = [K_{\Phi(1)}]^n$,

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

Раздел 4. Инверторы, ведомые сетью.

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

11.1 Переход от режима выпрямления к режиму инвертирования.

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

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

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

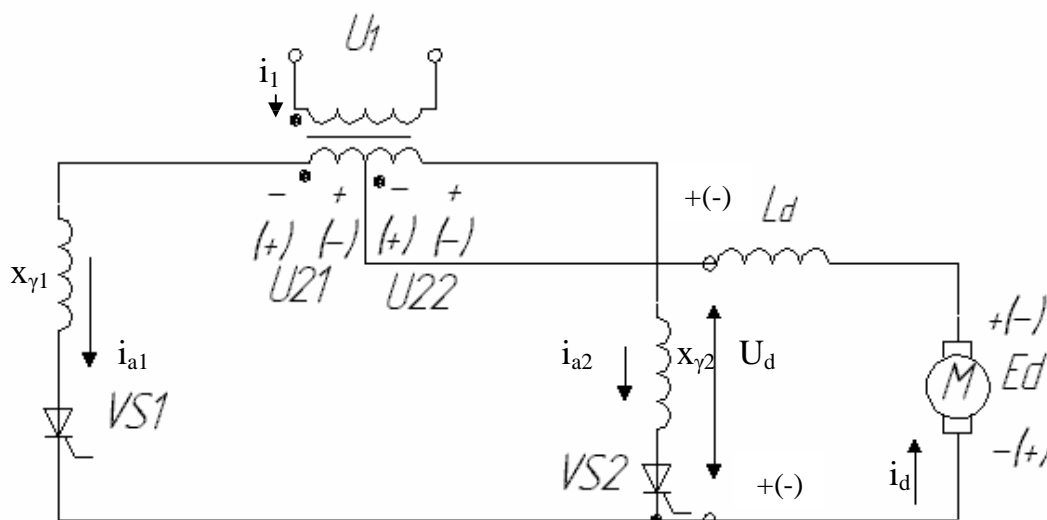


Рис. 11.1. Схема однофазного ведомого инвертора с нулевым выводом.