

### Лекция №3. Однофазные двухполупериодные выпрямители.

#### 1. Выпрямитель с нулевым выводом.

Принципиальная схема выпрямителя приведена на рисунке 1.1б.

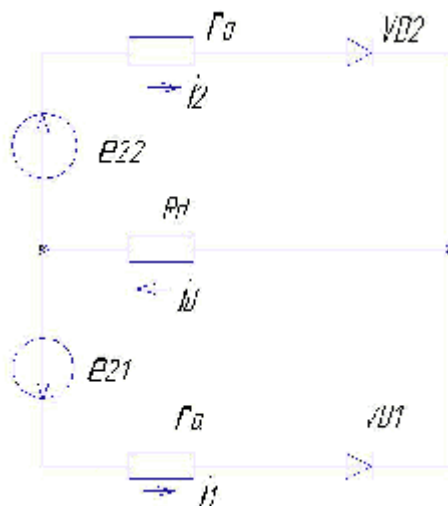


Рис. 3.1. Эквивалентная схема выпрямителя

**Рассмотрим режим  $r_a=0$ ,  $L_g=0$ .**

На рисунке 3.1. приведена эквивалентная схема, а на рисунке 3.2. временные диаграммы выпрямителя.

Выпрямитель с нулевым выводом по существу является двухфазным, так как вторичная обмотка трансформатора с нулевой точкой создает две ЭДС равные по величине, но противоположные по направлению.

Вентили \$VD1\$ и \$VD2\$ пропускают ток поочередно. Ток проходит по нагрузке в течении обоих полупериодов переменного тока, но каждая из половин вторичной обмотки трансформатора оказывается нагруженной током только в течении полупериода. В результате встречного направления намагничивающих сил постоянных составляющих токов вторичных обмоток, в сердечнике трансформатора нет вынужденного намагничивания.

Основные электрические параметры выпрямителя без потерь (фактически при холостом ходе):

$$U_d = \frac{1}{P} \int_0^P \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{P} E_2 = 0.9 E_2,$$

где \$E\_2\$- действующее значение ЭДС вторичной полуобмотки.

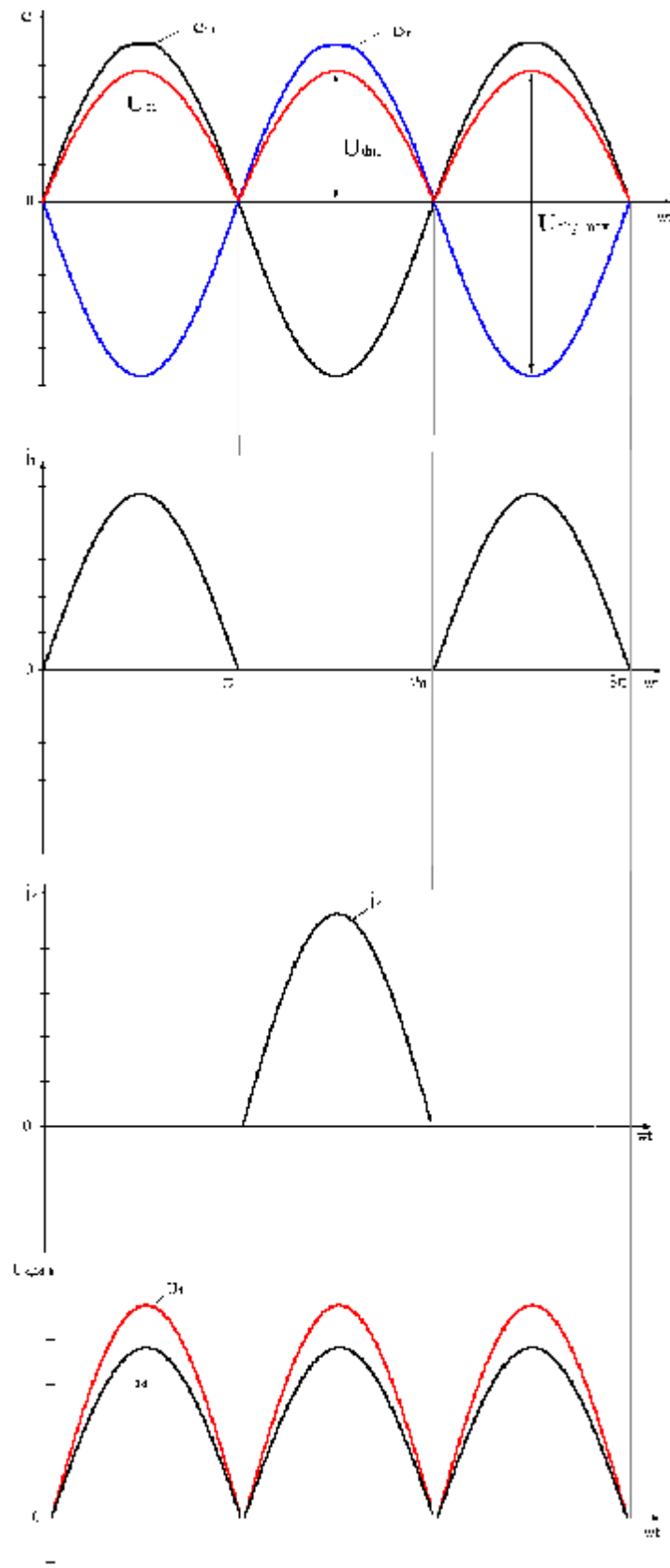


Рис.3.2. Временные диаграммы напряжений и токов.

Поскольку величина  $U_d$  при расчете выпрямителя является заданной, находим вторичное напряжение холостого хода:

$$E_2 = \frac{P}{2\sqrt{2}} U_d = 1.11 U_d .$$

Напряжение  $u_d$  помимо постоянной составляющей  $U_d$ , содержит переменную составляющую, представляющую собой сумму гармонических. Разложение в ряд Фурье кривой  $u_d$  позволяет определить амплитуду высших гармоник:

$$U_{dm(q)} = \frac{2U_d}{(qn)^2 - 1} ,$$

где  $q=1,2,3,\dots$

$n=2$ -эквивалентное число фаз выпрямителя.

Коэффициент пульсации по первой гармонической ( $q=1$ ):

$$K_{n(1)} = \frac{U_{dm(1)}}{U_d} = \frac{2}{n^2 - 1} = 0.67 .$$

Частота первой гармоники пульсаций:

$$f_{n(1)} = 2f_c = 2 \cdot 50 = 100 \text{ Гц} .$$

Поскольку ток  $i_d$  протекает через диоды поочередно, средний ток через каждый диод составляет:

$$I_a = \frac{I_d}{2} .$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, когда проводит ток другой диод. Максимальное значение обратного напряжения:

$$U_{обр \max} = 2\sqrt{2}E_2 = pU_d .$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2P} \int_0^P i^2 d(\omega t)} = \frac{P}{4} \cdot I_d .$$

Ток  $i_1$  первичной обмотки трансформатора имеет синусоидальную форму и для каждого полупериода определяется током вторичной обмотки, с учетом коэффициента трансформации  $K_{тр}$ :

$$I_{2m} = I_{ам} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} = \frac{P}{2} I_d , \quad I_1 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}K_{mp}} = \frac{P \cdot I_d}{2\sqrt{2}K_{mp}} .$$

Расчетные мощности обмоток трансформатора:

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = 1.23 U_d \cdot I_d = 1.23 \cdot P_d ,$$

$$S_2 = 2U_2 \cdot I_2 = 1.74 U_d \cdot I_d = 1.74 \cdot P_d .$$

Расчетная мощность трансформатора:  $S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1.48 \cdot P_d .$

Внешняя характеристика выпрямителя.

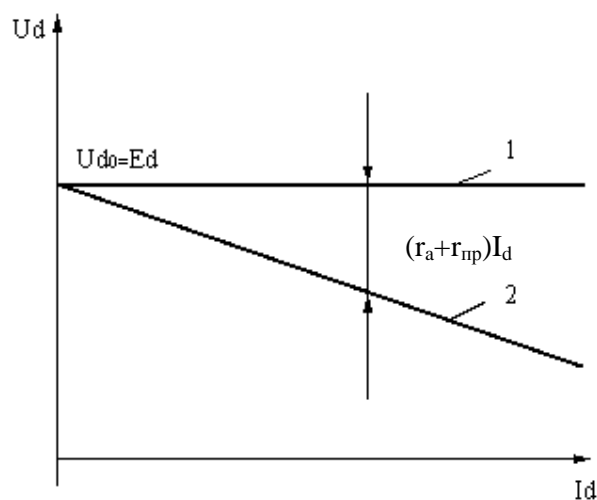


Рис.3.3. Внешняя характеристика выпрямителя.

1-без потерь;

2-с учетом потерь.

$r_{np}$ - сопротивление вентиля в прямом направлении;

$U_{d0} = E_d = \frac{2}{p} E_{2m}$ -среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе.

Уравнение внешней характеристики:  $U_d = U_{d0} - (r_a + r_{np}) I_d$ .

## 2. Мостовой выпрямитель.

Принципиальная схема мостового выпрямителя приведена на рис.1.1 в.

Рассмотрим режим  $r_a \neq 0, L_g = 0$ .

Эквивалентная схема приведена на рис.3.4, временная диаграмма на рис.3.5.

Мостовая схема состоит из двухобмоточного трансформатора и диодов VD1-VD4. Переменное напряжение подводится к одной диагонали моста, а нагрузка подключается к другой его диагонали - между точкой соединения катодов двух диодов, образующих катодную группу (VD1,VD3) и точкой соединения анодов двух диодов, образующих анодную группу (VD2,VD4). В схеме диоды пропускают ток попарно: VD1 и VD4, VD2 и VD3 (они соединены между собой и нагрузкой последовательно).

Ввиду идентичности кривых  $u_d$  для выпрямителей (мостового и с выводом нулевой точки трансформатора) для схемы изображенной на рис.3.4 действительны соотношения:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{p} * E_2 = 0.9 * E_2; \quad E_2 = \frac{p}{2\sqrt{2}} * U_d = 1.11 * U_d;$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad U_{d(q)m} = \frac{2 * U_d}{(qn)^2 - 1}; \quad K_{\Pi(1)} = \frac{2}{n^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} = 0.67.$$

Обратное напряжение прикладывается к двум непроводящим диодам на интервале проводимости двух других диодов, при этом оно создается напряжением вторичной обмотки трансформатора  $u_2$ . Максимальное обратное напряжение определяется амплитудным значением напряжения  $u_2$ :

$$U_{об.макс.} = \sqrt{2} * E_2 = \frac{p}{2} * U_d;$$

т.е. оно вдвое меньше, чем в схеме с выводом нулевой точки трансформатора. Различны так же выражения для действующего значения тока  $I_2$  и мощностей  $S_2$  и  $S_T$ . Это обусловлено тем, что в отличие от схемы с нулевой точкой трансформатора ток  $I_2$  здесь синусоидальный, а не пульсирующий и трансформатор имеет лишь одну вторичную обмотку.

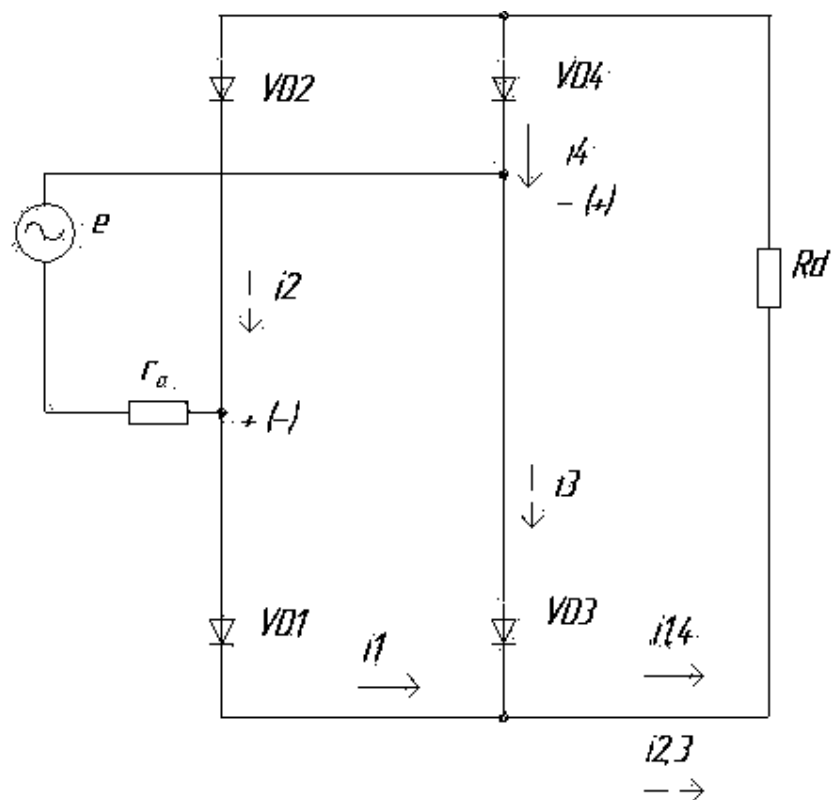


Рис.3.4. Эквивалентная схема выпрямителя.

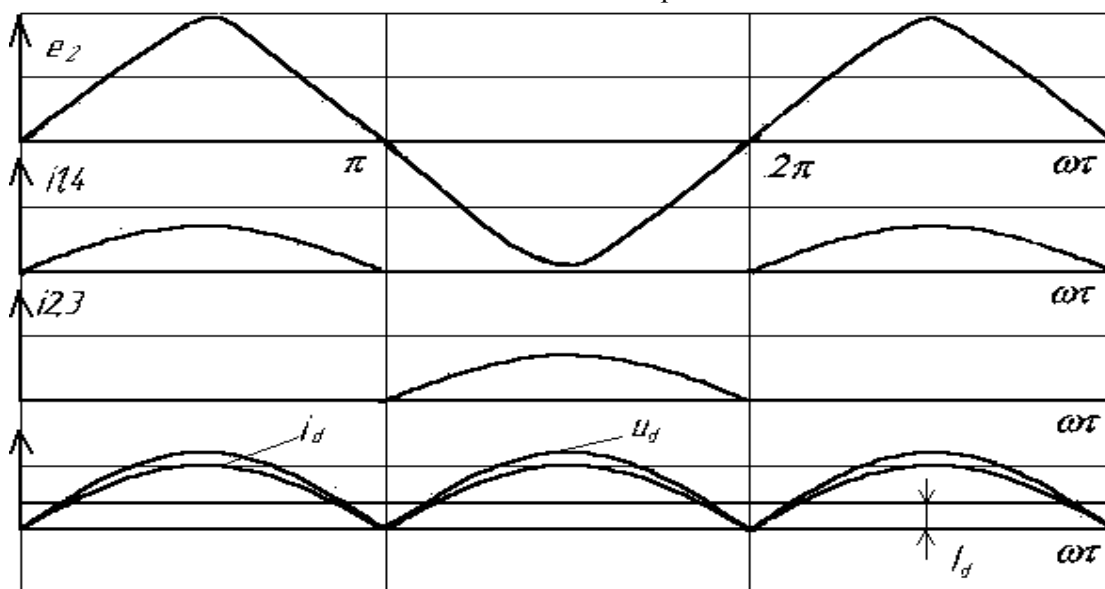


Рис.3.5. Временные диаграммы токов и напряжений

$$I_2 = \frac{U_2}{R_d} = \frac{p * U_d}{2\sqrt{2} * R_d} = \frac{p}{2\sqrt{2}} * I_d;$$

$$I_1 = \frac{I_2}{K_{TP}} = \frac{p * I_d}{2 * \sqrt{2} * K_{TP}}; \quad K_{TP} = \frac{u_1}{u_2}.$$

Расчет дает  $S_1=S_2=S_T=1.23*Pd$ .

Преимуществами мостовой схемы выпрямителя является более простой трансформатор, содержащий только одну вторичную обмотку и меньшие обратные напряжения (при данном  $U_d$ ), на которое следует выбирать диоды. Указанные преимущества компенсируют недостатки схемы, заключающиеся в большем числе диодов, поэтому мостовая схема нашла преобладающее применение в выпрямителях однофазного тока небольшой и средней мощности.

### Контрольные вопросы

1. Нарисуйте эквивалентные схемы выпрямителей с выводом нулевой точки трансформатора и мостового.
2. Почему выпрямитель с нулевым выводом можно назвать двухфазным?
3. Существует ли явление вынужденного намагничивания в сердечнике трансформатора выпрямителя с нулевой точкой?
4. Почему среднее значение тока через диод в два раза меньше постоянной составляющей выпрямленного тока?
5. Чему равно обратное напряжение на диодах выпрямителей?
6. Во сколько раз типовая (расчетная) мощность трансформатора превосходит активную мощность постоянных составляющих?
7. Изобразите внешнюю характеристику выпрямителя с нулевым выводом трансформатора.
8. Укажите полярность внешних зажимов выпрямителей. Обоснуйте свой ответ.
9. Нарисуйте кривую выпрямленного напряжения выпрямителей.
10. Почему обратное напряжение на диоде мостового выпрямителя в два раза меньше чем в выпрямителе с нулевой точкой?
11. Укажите преимущества и недостатки мостовой схемы выпрямителя.

### *Лекция №4. Коммутация токов в выпрямителях.*

#### 1. Явление коммутации

Одной из основных характеристик выпрямителей с числом фаз вторичной обмотки трансформатора две и более является угол коммутации (перекрывтия), оказывающий большое влияние на вид внешней характеристик выпрямителя. Наличие потоков рассеивания в обмотках трансформатора приводит к тому, что продолжительность работы вентилей  $I$  может оказаться больше продолжительности положительных значений напряжений источника питания. Для выпрямителей при учете индуктивностей в анодных ветвях вентилей характерны интервалы работы, когда одновременно пропускают ток два смежных по фазе диода: в одном ток убывает, а в другом нарастает. Такие интервалы одновременной работы называется периодами коммутации, которые принято обозначать буквой  $g$  (рис.4.3.).

## 2. Выпрямитель с нулевым выводом

Рассмотрим явление коммутации в однофазном выпрямителе с выводом нулевой точки трансформатора. Эквивалентная схема вентиля (схема замещения) изображена на рис.4.1.

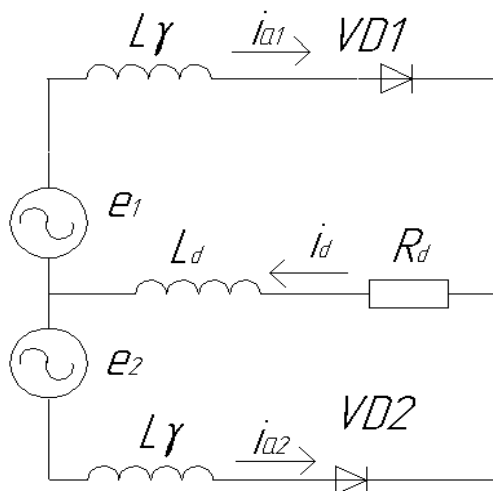


Рис.4.1. Эквивалентная схема выпрямителя с нулевым выводом трансформатора (для интервала 2).

Эта схема соответствует выпрямителю большой мощности, активными сопротивлениями обмоток трансформатора которого можно пренебречь. В схеме учтены индуктивности рассеивания обмоток трансформатора ведением индуктивностей  $L_\gamma$ , а также индуктивность сглаживающего реактора  $L_d$  и сопротивления нагрузки  $R_d$ . Для данной схемы можно выделить три характерных интервала за один период:

1. ток протекает только через диод VD2;
2. ток протекает одновременно через диоды VD1 и VD2;
3. ток протекает через диод VD1.

Для каждого из этих интервалов можно составить эквивалентную схему замещения. Рассмотрим электромагнитные процессы, происходящие в определенные интервалы. Схема замещения для первого интервала имеет вид изображенный на рис.4.2. Эквивалентная схема для интервала 2 представлена на рис.4.1. Интервал 3 по существу не отличается по своему характеру от интервала 1.

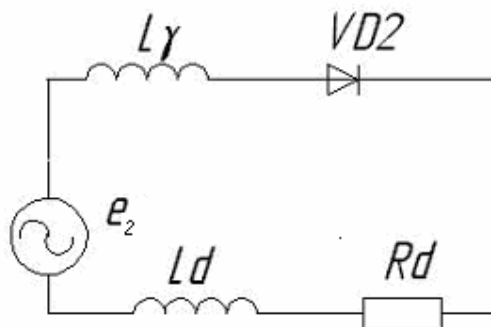


Рис.4.2. Эквивалентная схема выпрямителя для интервала 1 (или 3).

Опуская преобразования, запишем уравнения позволяющие рассчитать угол коммутации  $g$  в зависимости от  $X_\gamma$  и  $I_d$ :

$$1 - \cos g = \frac{X_g * I_d}{E_{2m}}; \quad (4.1)$$

Временные диаграммы, описывающие работу выпрямителя с выводом нулевой точки трансформатора, приведены на рис.4.3.

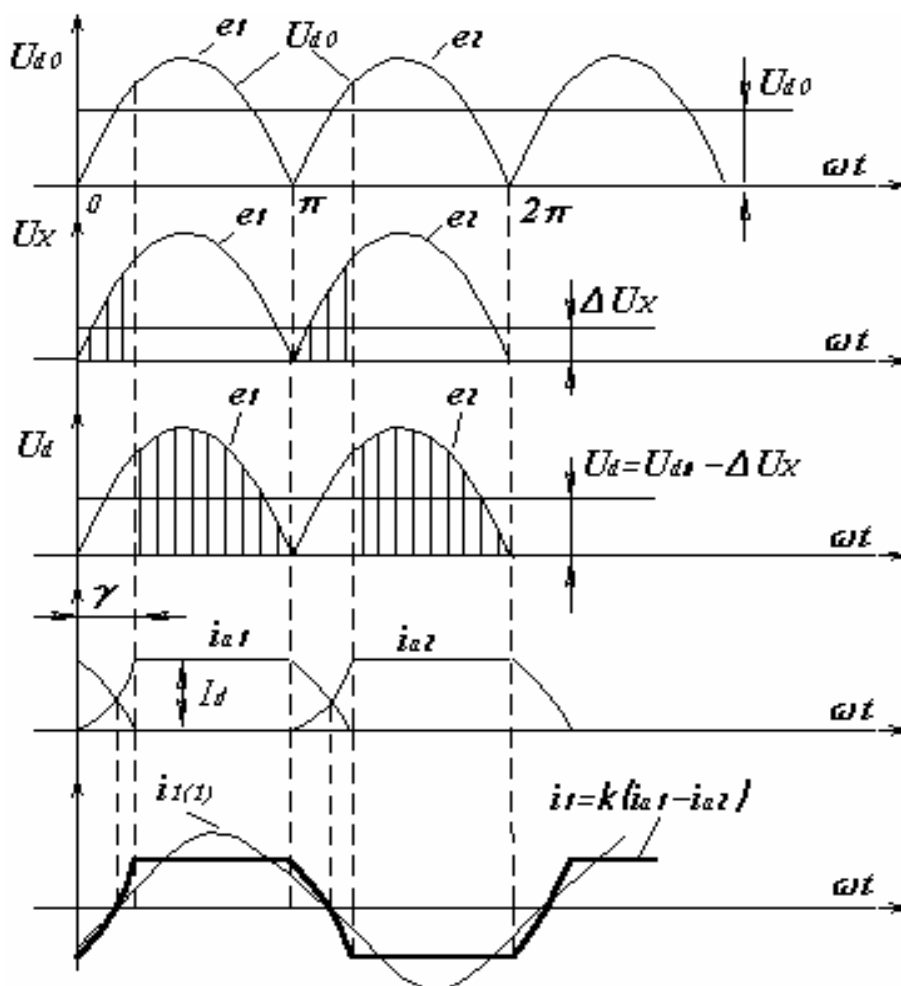


Рис.4.3. Временные диаграммы выпрямленного напряжения однофазного выпрямителя с нулевым проводом при  $L\gamma \neq 0, L_d \rightarrow \infty$  и временные диаграммы токов в обмотке трансформатора.

Внешняя характеристика

**Режим  $r_a=0, L\gamma \neq 0, L_d \rightarrow \infty$ .**

Среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе:

$$U_{d0}=E_d=\frac{1}{p} \cdot \int_0^p E_{2m} \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2E_{2m}}{p} = 0.9E_2,$$

где  $E_2$  – действующее значение ЭДС вторичной обмотки трансформатора;

$$E_2 = \frac{p}{2\sqrt{2}} E_d.$$

Среднее значение потери выпрямленного напряжения обусловленного коммутацией:



$$\begin{aligned}\Delta U_X &= \frac{1}{p} \int_p^{p+g} E_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{E_{2m}}{p} [-\cos(\omega t)]_p^{p+g} = \frac{E_{2m}}{p} [-\cos(p+g) + \cos p] = \\ &= \frac{E_{2m}}{p} [\cos g + \cos p] = \frac{E_{2m}}{p} [\cos g - 1] = -\frac{E_{2m}}{p} [1 - \cos g].\end{aligned}$$

Знак “-“ говорит о том, что  $\Delta U_X$  – это потеря напряжения. Подставляя сюда выражение (4.1), получим:

$$\Delta U_X = -\frac{x_\gamma \cdot I_d}{\pi}.$$

Среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_d = U_{d0} + \Delta U_X = \frac{2E_{2m}}{p} - \frac{x_g \cdot I_d}{p} = E_d + \Delta U_X.$$

Последнее уравнение представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя, которая на графике выразится прямой линией.

В соответствии с уравнением внешней характеристики выпрямитель по отношению к нагрузочному сопротивлению можно представить в виде эквивалентного генератора постоянного тока, ЭДС которого равняется  $U_{d0}$ . Внутренне сопротивление эквивалентного генератора:

$$r_{\text{экр}} = \frac{\Delta U_X}{I_d} = \frac{x_g \cdot I_d}{p \cdot I_d} = \frac{x_g}{p}.$$

Таким образом, потоки рассеяния в обмотках трансформатора оказывают существенное влияние на величину выпрямленного напряжения: чем больше  $x_g$ , тем меньше  $U_d$ .

Среднее значение тока в вентиле:

$$I_a = \frac{I_d}{2}.$$

Действующее значение тока в вентиле (во вторичной обмотке трансформатора) приближённо:

$$I_{a \text{ эфф}} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2p} \cdot \int_0^p I_a^2 dq} = 0.707 I_d.$$

При выводе этой формулы действительный ток заменён эквивалентным током, мгновенное значение которого изменяется по закону прямоугольника.

При активной нагрузке  $I_2 = 0.785 I_d$ . Следовательно, сечение вторичной обмотки трансформатора при индуктивной нагрузке несколько уменьшается. Действующее значение тока в первичной обмотке определим, используя кривую этого тока в мгновенных значениях, изображённую на рис.4.3. Кривая построена на основании уравнения равновесия намагничивающих сил трансформатора без учёта намагничивающей силы холостого хода.

$$w_1 \cdot i_1 + (w_2 \cdot i_{a2} - w_2 \cdot i_{a1}) \approx 0.$$

Токи  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  в период коммутации протекают по вторичной обмотке в разных направлениях, поэтому производится вычитание.

$$w_1 \cdot i_1 = w_2 \cdot i_{a1} - w_2 \cdot i_{a2}; \quad i_1 = \frac{w_2}{w_1} (i_{a1} - i_{a2}); \quad i_1 = k(i_{a1} - i_{a2}).$$

Для упрощения вычислений заменим действительную кривую первичного тока кривой  $i_1 = k I_d$  в виде прямоугольника.

Действующее значение первичного тока:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2p} \cdot \int_0^{2p} i_1^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_0^{2p} k^2 I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2p} k^2 I_d^2 [\omega t]_0^{2p}} = \sqrt{\frac{1}{2p} k^2 I_d^2 2p} = k I_d.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле при индуктивной нагрузке такое же, как и в случае активной нагрузки:  $U_{обр.макс} = \pi U_{d0}$ .

При расчёте  $U_{обр.макс}$  следует брать выпрямленное напряжение при холостом ходе, так как  $U_{обр.макс}$  нужно для выбора диода, который выбирается по максимально возможному обратному напряжению.

Расчётная мощность вторичной обмотки трансформатора:

$$S_2 = 2 E_2 I_2 = 2 \frac{p}{2\sqrt{2}} U_d \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = \frac{p}{2} U_d I_d = 1.57 P_d.$$

При активной нагрузке  $S_2 = 1.73 P_d$ , следовательно, при индуктивной нагрузке трансформатор используется лучше.

Следует отметить, что мощность постоянной составляющей выпрямленного тока  $P_d$  в случае  $L_d \rightarrow \infty$  равна полезной мощности потребляемой нагрузкой.

Расчётная мощность первичной обмотки трансформатора:

$$S_1 = U_1 I_1 = \frac{1}{k} E_2 k I_d = \frac{p}{2\sqrt{2}} U_d I_d = 1.11 P_d.$$

Типовая мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1.11 P_d + 1.57 P_d}{2} = 1.34 P_d.$$

Ток  $i_{1(1)}$  в выпрямителе с учётом реально существующих магнитных полей рассеяния отстаёт по фазе от приложенного напряжения. Таким образом, обычные выпрямители для внешних источников электропитания представляют собой активно-индуктивную нагрузку, способствующую ухудшению коэффициента мощности предприятия.

Внешние характеристики выпрямителей часто выражают в относительных единицах. В этом случае наиболее удобно обе части внешней характеристики отнести к величине среднего значения выпрямленного напряжения при холостом ходе:

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{U_{d0} + \Delta U_x}{U_{d0}} = 1 + \frac{\Delta U_x}{U_{d0}} = 1 - \frac{I_d * x_g}{2\sqrt{2} E_2},$$

$$\text{где } \Delta U_x = - \frac{I_d * x_g}{p}, \quad U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{p} E_2.$$

Учитывая, что коэффициент трансформации  $k = w_2/w_1$ ,  $1/k = U_1/U_2 = I_{дНОМ}/I_{1НОМ}$ , будем иметь:

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = 1 - \frac{1}{2\sqrt{2} \cdot U_1 k} \cdot \frac{I_{1НОМ}}{k} \cdot x_\gamma \cdot \frac{I_d}{I_{дНОМ}} = 1 - A \cdot \frac{U_{кз}}{100} \cdot \frac{I_d}{I_{дНОМ}},$$

$$\text{где } U_{кз} = \frac{x_g I_{1НОМ}}{k^2 U_1} * 100\% \text{ - относительное напряжение короткого замыкания}$$

трансформатора,

$$x_\gamma = x_{2s} + k^2 x_{1s} \text{ - трансформатор приведен ко вторичной обмотке,}$$

$$x_\gamma = x_{1s} + x_{2s} / k^2 \text{ - трансформатор приведен к первичной обмотке,}$$

$x_{1s}$  и  $x_{2s}$  – индуктивные сопротивления рассеяния первичной и вторичной обмоток.

$A$  – постоянная, характеризующая наклон внешней характеристики к оси абсцисс. Для рассматриваемого выпрямителя  $A=1/(2\sqrt{2})$ .

**Режим  $r_a \neq 0, L_g=0, 0 < L_d < \infty$ :**

Данный режим имеет место в выпрямителях малой мощности с индуктивным фильтром. Т.к. при  $L_g=0$  коммутация мгновенная, то в схеме в любой момент времени пропускает ток только один вентиль. На рис.4.4 приведены временные диаграммы тока вентиля, а также токов и напряжений выпрямителя с нулевым выводом.

Форма кривой тока вентиля представлена на рис.4.4.а. Ток вентиля содержит постоянную составляющую  $I_d$  и переменную составляющую  $I_{-dm}$ .

Соотношение между величинами  $I_d$  и  $I_{-dm}$  зависит от отношения  $\omega L/r$ .

Наибольшие пульсации получают при холостом ходе. С увеличением нагрузки (уменьшением величины  $r$ ), пульсации снижаются. При  $\omega L/r > 2 I_{-dm} < 0.1 I_d$ , поэтому ток в вентиле имеет практически прямоугольную форму. Значение тока определяется из уравнения:

$$ri + \omega L \frac{di}{d(wt)} = E_{2m} \sin(wt),$$

где  $r=r_a+R_d, L=L_d$ .

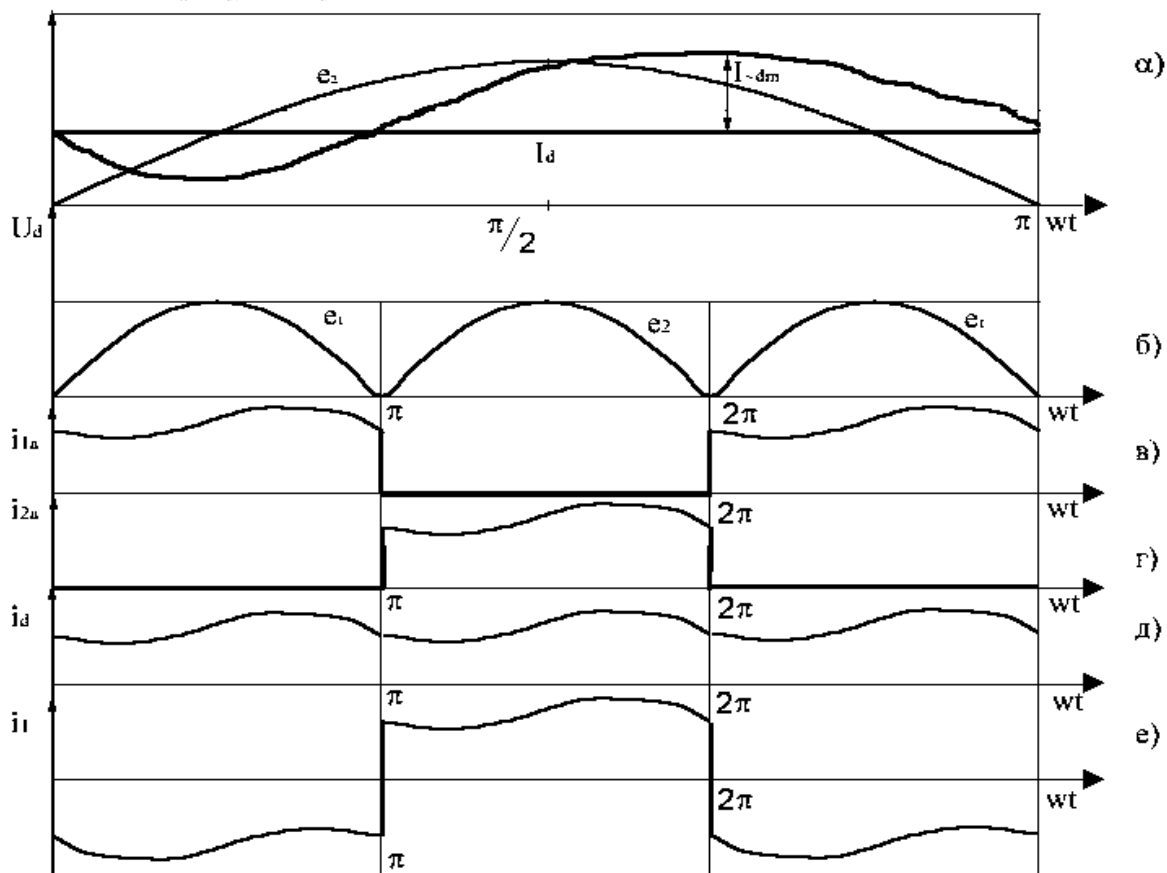


Рис. 4.4. Временные диаграммы ЭДС и токов в выпрямителе с нулевым выводом.  $0 < L_d < \infty$ .

Решение уравнения в общем виде имеет вид:

$$i = i' + i'' = I_m \sin(\omega t - j) + A e^{\frac{-r\omega t}{\omega L}},$$

$$\text{здесь } I_m = \frac{E_m}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}}; \quad \varphi = \arctg(\omega L/r).$$

Постоянную интегрирования  $A$  находят из граничных условий. При  $\omega t=0$  и  $\omega t=\pi$  ток в вентиле имеет одну и ту же величину:

$$I_m \sin(-\varphi) + A = I_m \sin(\pi - \varphi) + A e^{\frac{-r\pi}{\omega L}}.$$

Отсюда получаем:

$$A = 2I_m \frac{\sin j}{1 - e^{-\frac{r}{\omega L} \pi}}.$$

Таким образом, закономерность тока в вентиле определяется формулой:

$$i = I_m \sin(\omega t - j) + \frac{2 I_m \sin(j)}{1 - e^{-\frac{r}{\omega L} \pi}} e^{-\frac{r}{\omega L} \omega t}.$$

## 2. Мостовой выпрямитель.

Эквивалентная схема однофазного мостового выпрямителя с учётом индуктивных потерь рассеяния в обмотках трансформатора показана на рис.4.5, а соответствующие временные диаграммы - на рис.4.6.

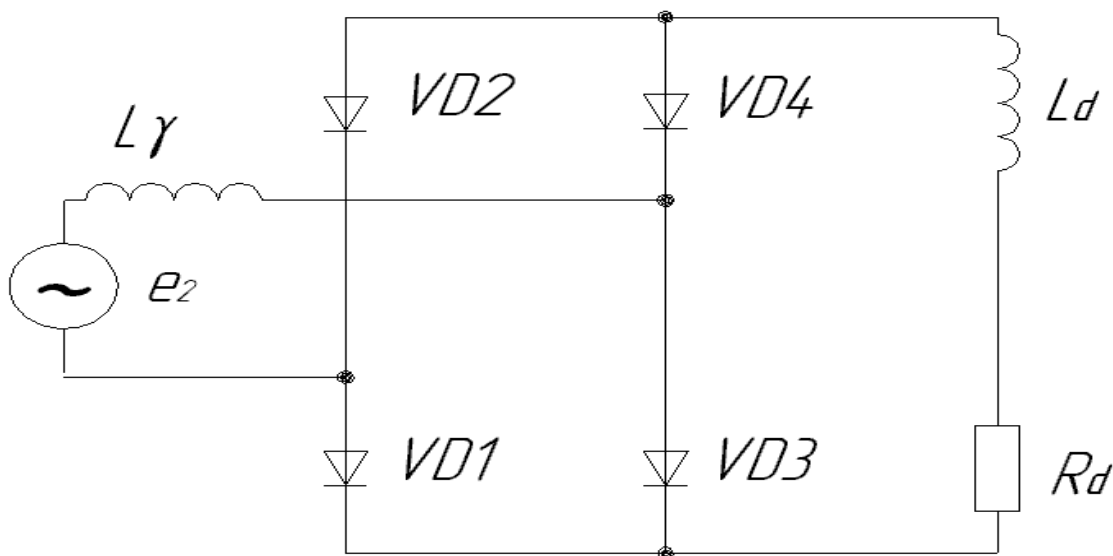


Рис.4.5

Эквивалентная схема однофазного мостового выпрямителя ( $L\gamma \neq 0, r_a = 0, r_d \rightarrow \infty$ )

