

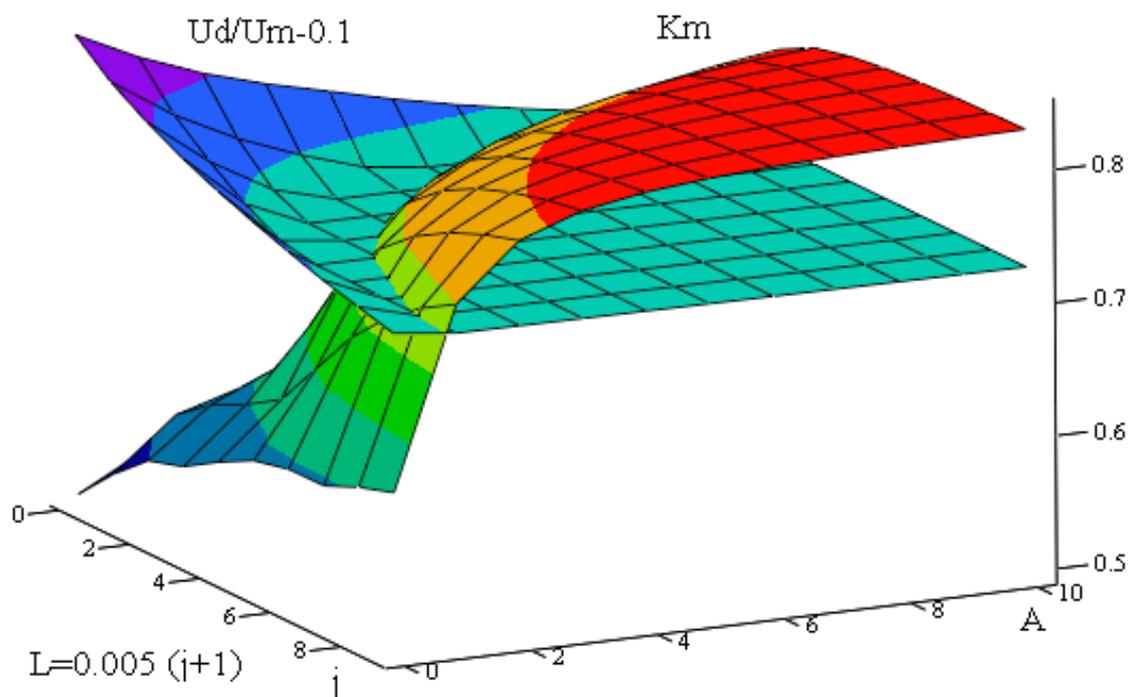
ТОМСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра промышленной электроники (ПрЭ)

Основы преобразовательной техники

Расчет неуправляемого выпрямителя

Руководство к выполнению индивидуального задания №1



Федеральное агентство по образованию
Кафедра промышленной электроники (ПрЭ)

УТВЕРЖДАЮ
Зав. Кафедрой ПрЭ
_____ С. Г. Михайличенко

РАСЧЕТ НЕУПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ
РАЗНЫХ ТИПАХ НАГРУЗКИ

Руководство к выполнению индивидуальной работы №1

РАЗРАБОТЧИК:

Доцент каф.ПрЭ
_____ А.Г.Зубакин

2017

Оглавление

1. введение	4
2. Многофазные выпрямители.....	5
3. Расчет m_2 -фазных неидеальных выпрямителей.....	9
4. Однотактный m_2 -фазный выпрямитель при работе на емкостную нагрузку или противоэдс.....	14
5. Последовательность расчета выпрямителя при выполнении индивидуальной работы	26
6. Пример расчета выпрямителя с емкостной нагрузкой	30
7. Пример расчета выпрямителя с индуктивной нагрузкой	39
8. Моделирование схемы выпрямителя в LT Spice. Свич кад	44
9. Рекомендуемая литература	48
10. Список дополнительной литературы.....	48
Приложение 1.....	50
Приложение 2.....	53

1. ВВЕДЕНИЕ

Устройство преобразования переменного напряжения, тока в постоянное напряжение, ток называется выпрямителем. Для подобного преобразования применяется нелинейный элемент — диод (вентиль), имеющий разную проводимость в прямом и обратном направлении протекания тока через него.

Вольтамперные характеристики идеального и реального диода представлены на рис. 1.1

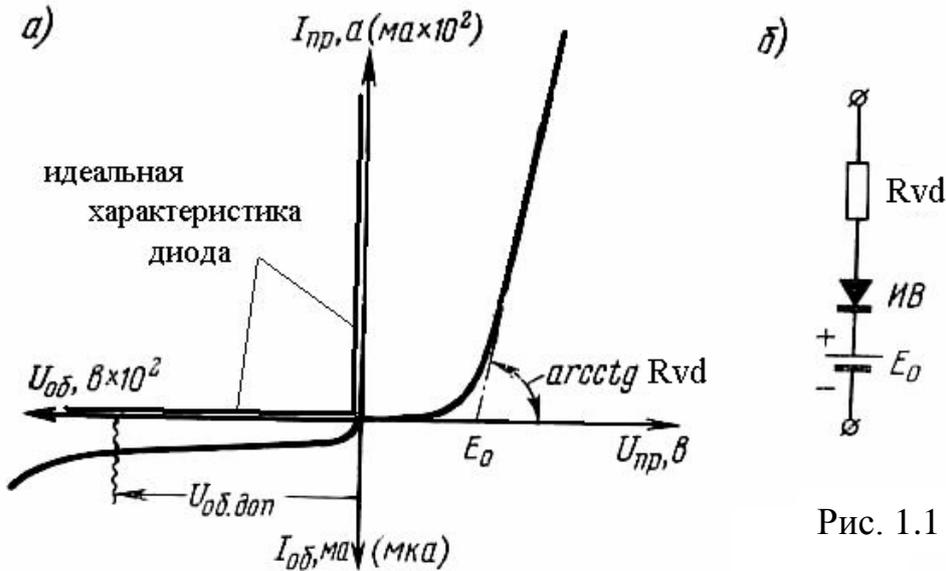


Рис. 1.1

Прямая и обратная ветвь идеального вентиля совпадает с осями ординат (прямая ветвь) и осью абсцисс (обратная ветвь).

Прямая ветвь реального диода содержит два характерных участка. На первом участке диод имеет сравнительно большое сопротивление и с ростом прямого напряжения ток растет незначительно. При дальнейшем увеличении напряжения, на втором участке, сопротивление диода резко уменьшается, и прямой ток будет определяться только нагрузкой. На участке проводимости напряжение на диоде существенно меньше, чем в обратном направлении.

На обратной ветви проводимость диода невелика, существенно меньше проводимости диода в прямом направлении. Ток через диод при обратном включении минимален. При значительном увеличении обратного напряжения достигается насыщения и наступает пробой перехода. Эквивалентная схема диода, используемая для расчета потерь мощности на диоде, показана на рис. 1.1, б. В ней диод представлен идеальным диодом (вентилем) — ИВ, динамическим сопротивлением $-R_{vd}$ и встречно включенным источником напряжения E_0 — напряжение смещения.

Динамическое сопротивление диода определяется величинами изменения напряжения и тока на участке проводимости диода в рабочей точке — $R_{vd} = \Delta U / \Delta I$.

Напряжение смещения - E_0 соответствует точке пересечения касательной с осью ординат.

2. МНОГОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

2.1. Нулевые схемы выпрямителя

В нулевых схемах выпрямителя общая точка трансформатора соединяется с нагрузкой. К ним относятся в первую очередь двухполупериодная схема выпрямителя, схема Миткевича, Скотта, шестифазная нулевая.

Схема Миткевича (звезда-звезда)

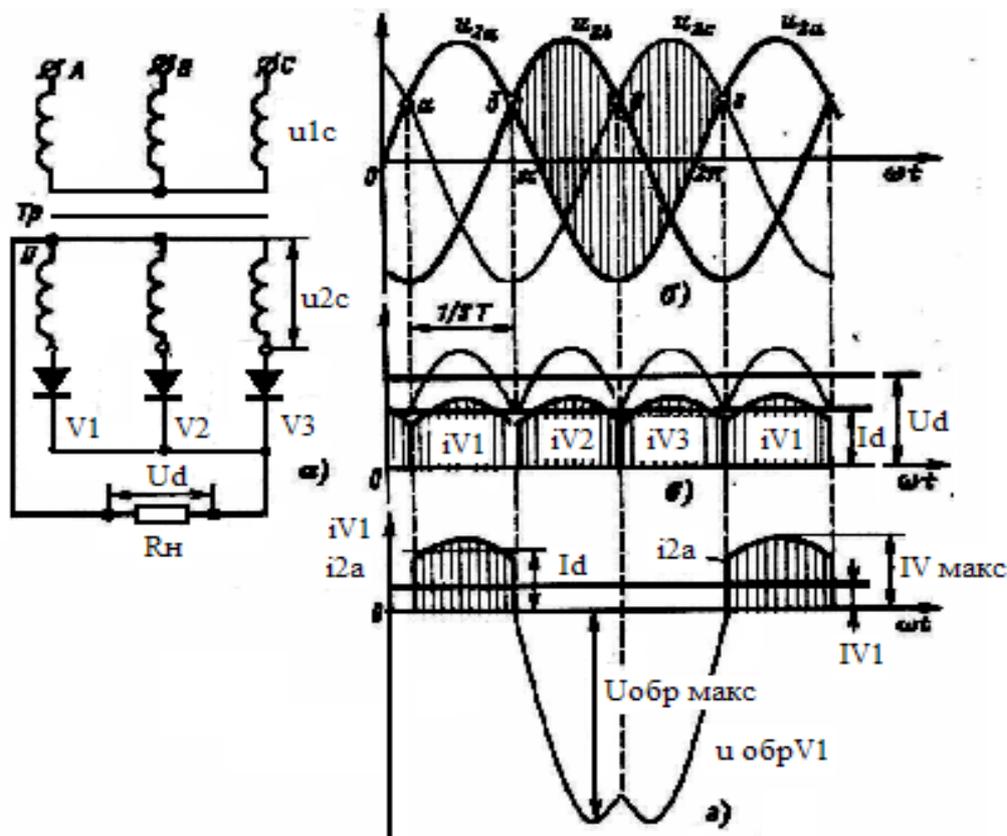


Рис. 2.1 — Схема Миткевича

Схема Миткевича - трехфазная однополупериодная с нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора (трехфазная нулевая) со схемой соединения первичных обмоток трансформатора «звезда-звезда» (рис. 2.1).

Диоды поочередно подключают к нагрузке фазное напряжение вторичных обмоток. Сердечник трансформатора имеет постоянное подмагничивание.

Схема выпрямления «зиг-заг»

Однотактные схемы выпрямителей, в которых число вторичных обмоток трансформатора нечетно, имеют существенный недостаток — подмагничивание стержня магнитопровода. По этой причине увеличиваются габариты и масса трансформатора.

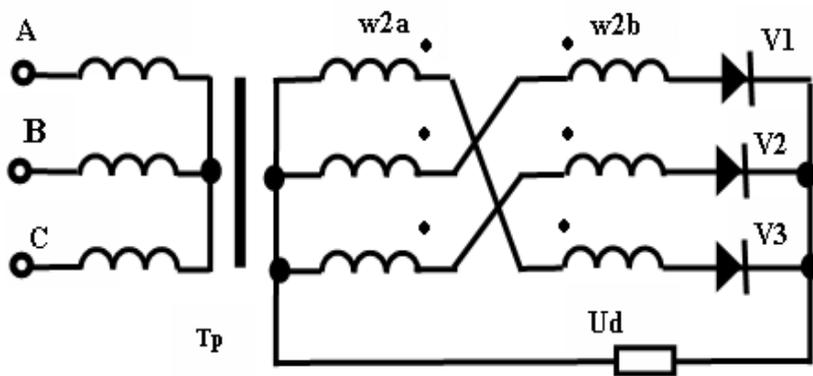


Рис. 2.2 – Схема выпрямления «зиг – заг»

Схема выпрямления с зиг-заг образным соединением обмоток трансформатора применяется для получения необходимого сдвига фаз, для уменьшения подмагничивания трансформатора.

В этой схеме вторичные полуобмотки включены встречно. При равенстве витков и тока в полуобмотке постоянное подмагничивание стержней трансформатора будет устранено.

Четырех и шестифазные нулевые схемы

Для получения четырехфазного напряжения используется свойство перпендикулярности векторов фазного и линейного напряжения. Например, напряжение фазы В и линейное напряжение между фазами А и С (рис.2.3)

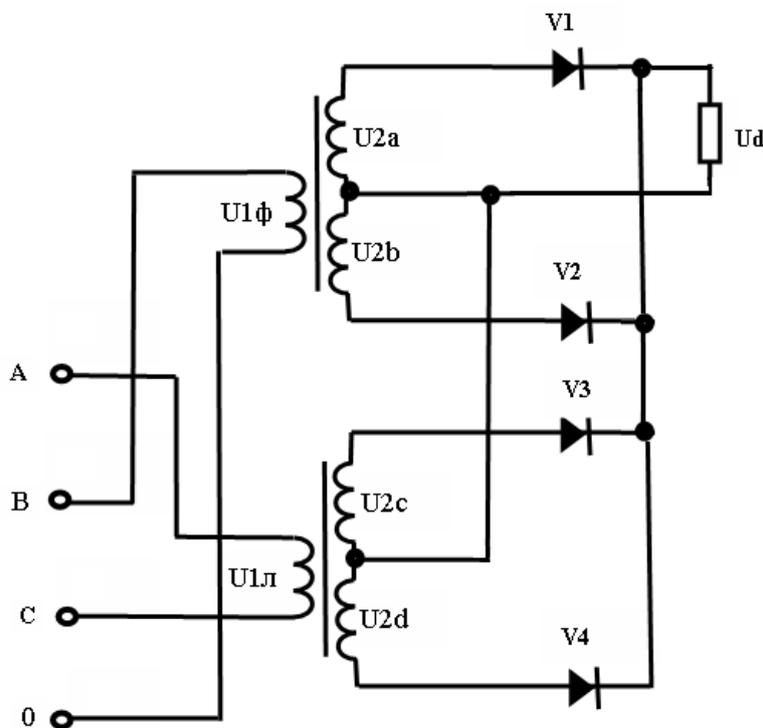


Рис. 2.3 — Схема выпрямления Скотта

Вторичные полуобмотки трансформатора включены встречно, сердечник трансформатора не имеет постоянного подмагничивания.

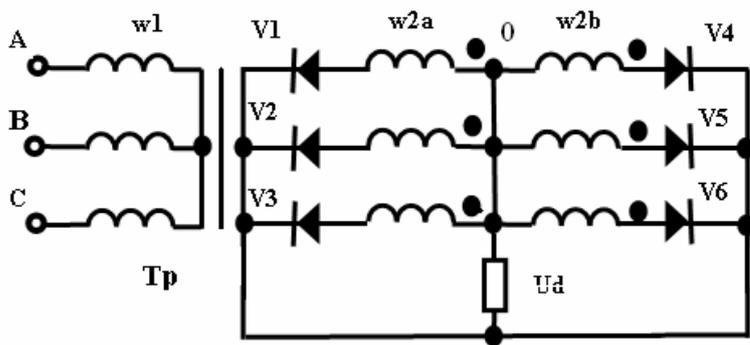


Рис. 2.4 — Шестифазная схема выпрямления

Шестифазное напряжение в схеме шестифазного выпрямителя с нулем вторичных обмоток трансформатора получается с помощью двух последовательно соединенных вторичных обмоток на одном стержне трехфазного трансформатора рис. 2.4.

Шесть вентилей в схеме выпрямителя включаются поочередно в течение одной шестой части периода.

2.2. Составные схемы выпрямителя

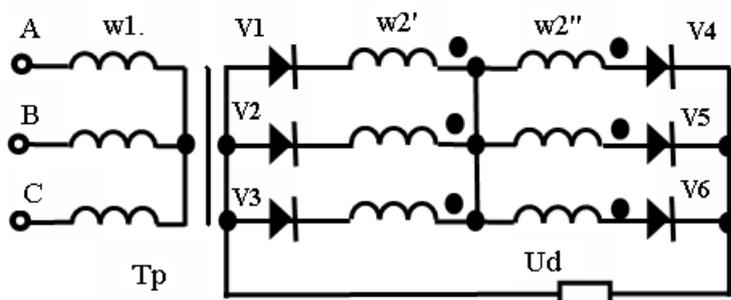


Рис. 2.5 – Схема выпрямления Вологодина

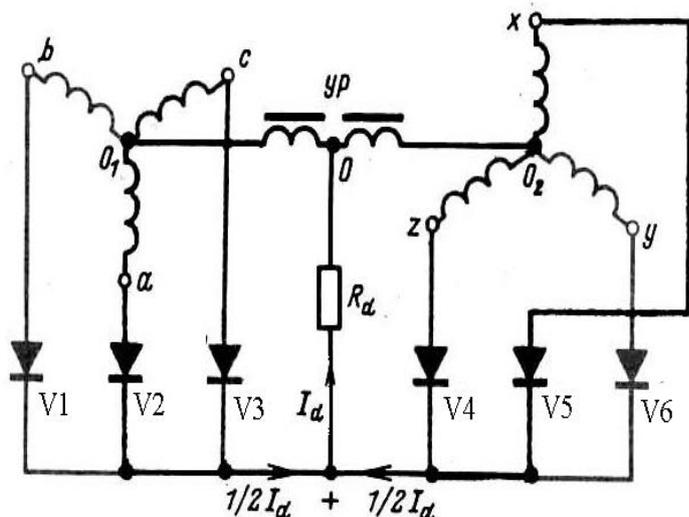


Рис. 2.6 Схема Кюблера с уравнительным реактором

В схеме Вологодина два нулевых трехфазных выпрямителя соединены последовательно. Напряжение на нагрузке по сравнению с шестифазной схемой в два раза больше.

В схеме Кюблера два нулевых трехфазных выпрямителя соединены параллельно. В отличие от шестифазной нулевой схемы благодаря уравнительному реактору выпрямители работают автономно, независимо друг от друга.

В схеме Вологодина и Кюблера: угол проводимости вентилялей одна треть периода, частота пульсаций в шесть раз больше частоты сети.

Мостовая схема Ларионова.

В схеме Ларионова соединяются две трехфазных схемы выпрямления с нулем вторичной обмотки трансформатора. Частота пульсаций в шесть раз больше частоты сети. Постоянного подмагничивания стержней магнитопровода нет. Диоды включаются на одну треть периода. При тех же параметрах трансформатора выпрямленное напряжение в два раза больше, чем в схеме Миткевича.

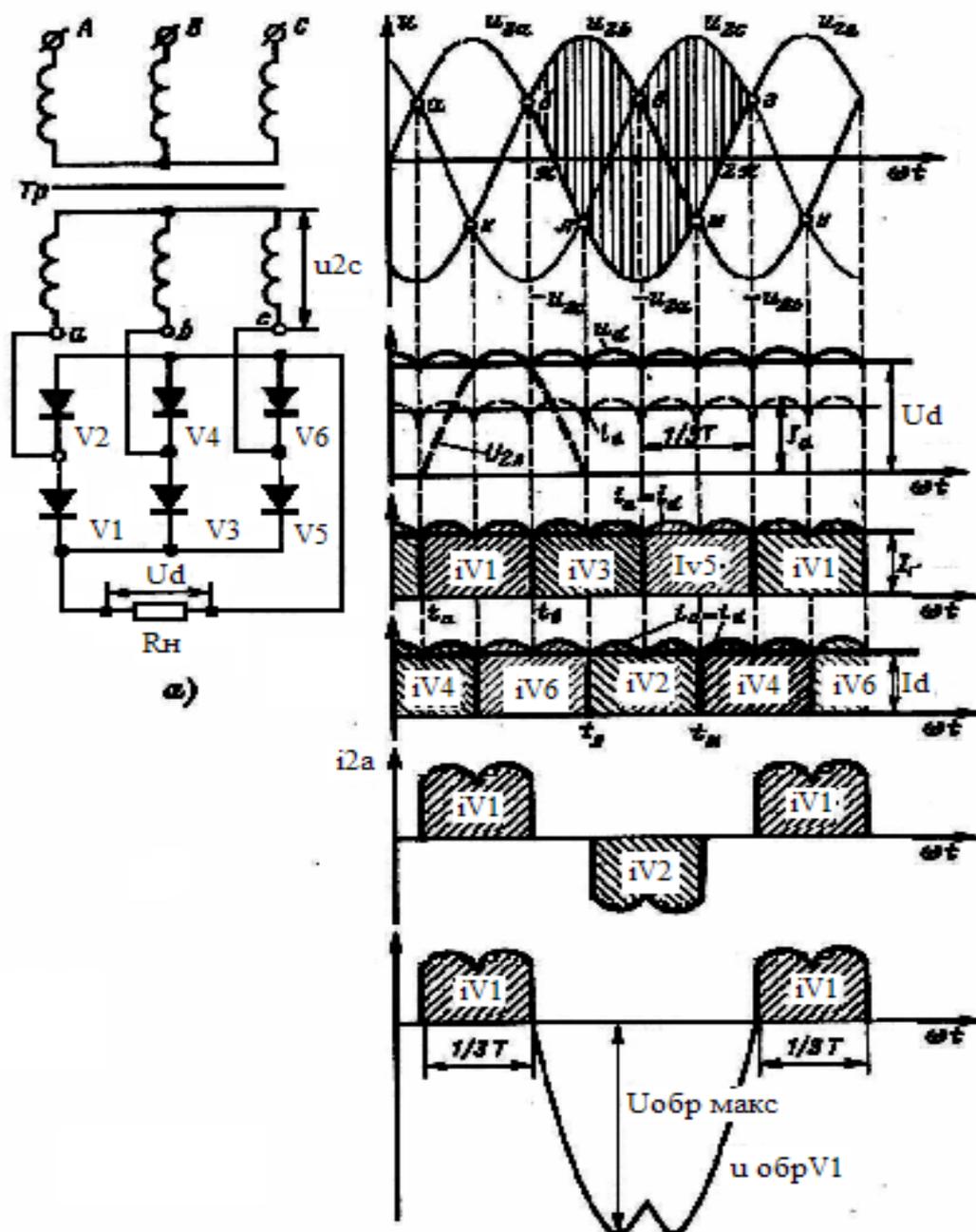


Рис. 2.7

3. РАСЧЕТ М2-ФАЗНЫХ НЕИДЕАЛЬНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ.

В многофазных выпрямителях без потерь процесс переключения с одной фазы на другую происходит мгновенно.

В реальном выпрямителе из-за наличия активного сопротивления потерь в обмотках трансформатора и индуктивности рассеивания этот процесс затягивается.

При расчете выпрямителей малой мощности можно учитывать только активное сопротивление потерь, для мощных только индуктивности рассеивания, для выпрямителей средней мощности учитываются оба параметра.

3.1. Расчет выпрямителя с учетом активного сопротивления фаз

В выпрямителях малой мощности индуктивность рассеивания в меньшей мере влияет на процесс коммутации, чем активное сопротивление в фазе.

При расчете учитывается кроме активного сопротивления обмоток трансформатора и динамическое сопротивление диодов выпрямителя

$$r = r_{тр} + r_{дин} = r_1 + r_2' + r_{дин}' = r_1 + (r_2 + r_{дин}) / k_{тр}^2.$$

Пересчет сопротивления вторичной обмотки в первичную обмотку проводим, исходя из равенства потерь мощности на этих сопротивлениях.

Принимаем, что нагрузка имеет индуктивный характер с бесконечно большой индуктивностью.

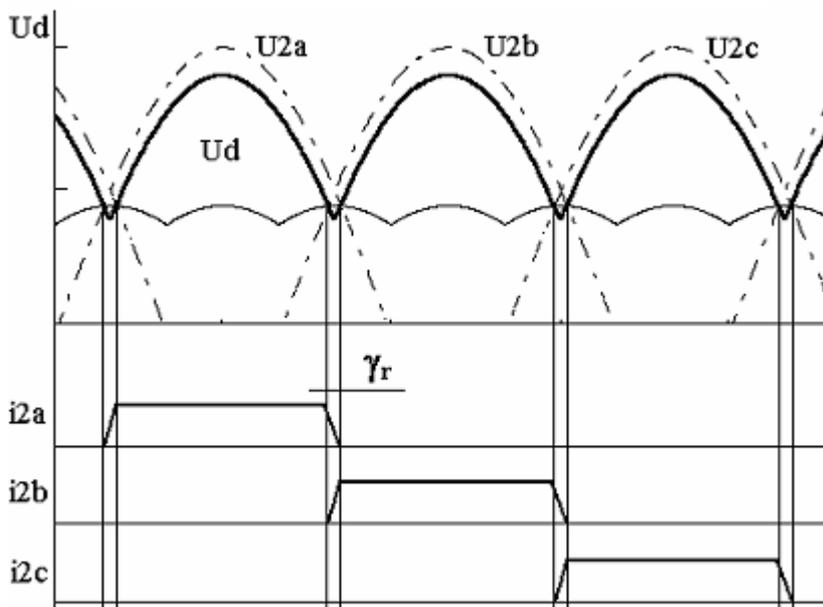


Рис. 3.1

Наличие активного сопротивления потерь в фазе перед вентилем изменяет его режим работы, уменьшает фазное напряжение на величину $r \cdot I_d$. По этой причине второй вентиль несколько раньше вступит в работу.

В течение определенного промежутка времени, соответствующему углу коммутации, будут включены оба вентиля, ток в нагрузку будет протекать через оба вентиля

одновременно. Явление, когда ток протекает одновременно в двух фазах, называется **явлением перекрытия фаз**.

Из рис.3.1 видно, что вентиль фазы включается раньше точки естественной коммутации и позже отключается, чем когда не учитывались потери в фазе выпрямителя. Длительность проводимости вентиля в фазе увеличилась на величину угла коммутации $-\gamma$.

Определение угла коммутации

При допущении $L_d \rightarrow \infty$ ток нагрузки будет постоянным и на участке перекрытия фаз определяется суммой токов в фазах $i_{2a} + i_{2b} = I_d$. Дифференцируя выражение, получим

$$di_{2a} / dt = - di_{2b} / dt,$$

что означает равную скорость изменения тока в фазах (ток в вентилях изменяется линейно). В одной фазе, ток убывает а в другой прибывает.

На интервале коммутации справедливо:

$$U_{dr} = e_{2a} - i_{2a} \cdot r,$$

$$U_{dr} = e_{2b} - i_{2b} \cdot r, \text{ так как } i_{2a} + i_{2b} = I_d$$

$$U_{dr} = e_{2b} - (I_d - i_{2a}) \cdot r.$$

Вычитая из одного выражения другое, получится

$$0 = e_{2a} - i_{2a} \cdot r - (e_{2b} + i_{2a} \cdot r - I_d \cdot r)$$

$$i_{2a} = I_d / 2 - (e_{2b} - e_{2a}) / (2r).$$

$$e_{2b} - e_{2a} = U_{2m} \cdot \cos(v - \pi/m2) - U_{2m} \cdot \cos(v) =$$

$$U_{2m} \cdot (\cos(v - \pi/m2) - \cos(v))$$

$e_{2b} - e_{2a} = 2U_{2m} \cdot \sin(v - \pi/m2) \cdot \sin(\pi/m2)$ — мгновенное значение напряжения.

$$i_{2a} = I_d / 2 - 2U_{2m} \cdot \sin(v - \pi/m2) \cdot \sin(\pi/m2) / (2r) — \text{мгновенное значение тока.}$$

До коммутации при $v = \pi / m2 - \gamma_r / 2$ $i_{2a} = I_d$. Подставляем в выражение для i_{2a}

$$I_d \cdot r / 2 = U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) \cdot \sin(\gamma_r / 2) \Rightarrow$$

$$\sin(\gamma_r / 2) = I_d \cdot r / (2U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2)) = I_d \cdot r / |U_{2m \text{ мин}}|$$

При $\gamma_r \rightarrow 0$ $\sin(\gamma_r) \rightarrow \gamma_r$

$$\gamma_r = 2 \cdot \arcsin(I_d \cdot r / (2U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2))) \quad (3.1)$$

Расчет потерь на интервале перекрытия фаз

На интервале перекрытия

$$U_{dr} = e_{2a} - i_{2a} \cdot r$$

$$U_{dr} = e_{2b} - (I_d - i_{2a}) \cdot r$$

сложим эти выражения получим

$$2U_{dr} = e_{2a} + e_{2b} - I_d \cdot r$$

Вне интервала перекрытия

$$U_d = U_{d0} - I_d \cdot r,$$

где U_{d0} — значение выпрямленного напряжения выпрямителя без потерь.

Усредняя на всем периоде повторения, получаем для малых γ_r

$$U_d = U_{d0} - I_d \cdot r \cdot (1 - m2 \cdot \gamma_r / (8\pi)) \quad \text{или}$$

$$U_d = U_{d0} - I_d \cdot r_a, \quad \text{где } r_a = 1 - m2 \cdot \gamma_r / (8\pi).$$

Второе слагаемое существенно меньше первого, т.е. $r = r_a$ и потери, обусловленные активным сопротивлением обмоток трансформатора, будут определяться только величиной r

$$\Delta U_r = I_d \cdot r. \quad (3.2)$$

3.2. Расчет выпрямителя с учетом индуктивности рассеивания

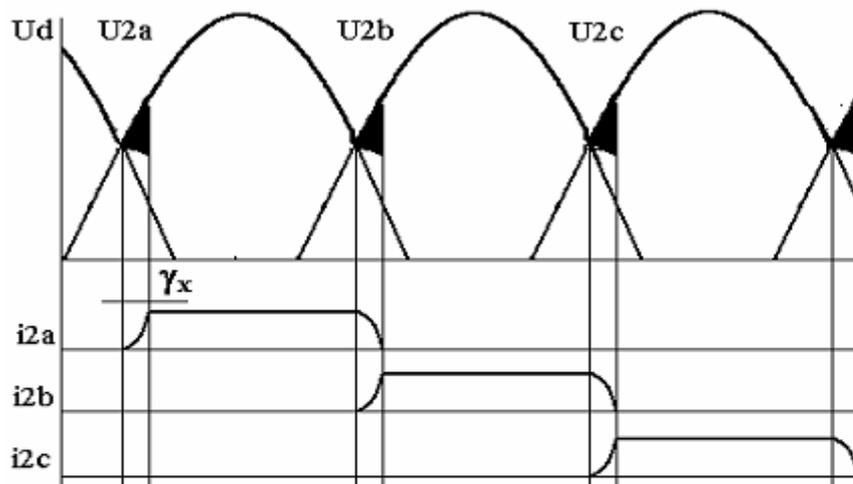


Рис. 3.2 Выпрямленное напряжение и ток вторичной обмотки с учетом индуктивности рассеивания.

Для мощных выпрямителей можно пренебречь достаточно малой величиной активного сопротивления потерь обмоток трансформатора. В этом случае приобретает большее значение индуктивности рассеивания обмоток. При достаточно большой индуктивности в нагрузке можно принять неизменным ток в нагрузке. Тогда напряжение на индуктивности рассеивания между моментами коммутации будет равно нулю

$$L_s \frac{di_{2a}}{dt} = 0.$$

В момент, когда должна произойти естественная коммутация тока с одного вентилля на другой, из-за индуктивности рассеивания ток в фазе не может мгновенно упасть до нуля. В течение определенного времени, соответствующему углу коммутации, будет уменьшаться ток закрывающегося вентилля и увеличиваться в следующем.

Определение угла коммутации

В момент коммутации выходное напряжение выпрямителя определяется суммой напряжений вторичной обмотки и напряжения на индуктивности рассеяния:

$$e_{2a} - L_s \cdot di_{2a}/dt = u_{d_x}$$

$$e_{2b} - L_s \cdot di_{2b}/dt = u_{d_x}$$

Ток нагрузки в этот момент определяется суммой токов в фазах А и В

$$I_d = i_{2a} + i_{2b},$$

подставляя значение $i_{2b} = I_d - i_{2a}$ получаем

$$e_{2a} - L_s \cdot di_{2a}/dt = u_{d_x},$$

$$e_{2b} + L_s \cdot di_{2a}/dt = u_{d_x}.$$

Суммируя выражения, находим

$$u_{d_x} = (e_{2a} + e_{2b})/2,$$

$$-L_s \cdot di_{2a}/dt = (e_{2b} - e_{2a})/2,$$

$$\omega \cdot L_s \cdot di_{2a}/d\omega = -U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) \cdot \sin(v - \pi/m2), \text{ где } \omega \cdot L_s = X_s.$$

Интегрируя, выражение для тока в фазе, получаем

$$i_{2a} = U_{2m} \sin(\pi/m2)/X_s \cdot \cos(v - \pi/m2) + C,$$

где C — постоянная интегрирования.

Постоянная интегрирования находится из граничного условия до момента коммутации фаз $i_{2a} = 0$ при $v = \pi/m2 + \gamma_x$.

Таким образом

$$0 = U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot \cos(\pi/m2 + \gamma_x - \pi/m2) + C, \text{ откуда}$$

$$C = -U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot \cos(\gamma_x)$$

Следовательно закон спада тока

$$i_{2a} = U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot \cos(v - \pi/m2) -$$

$$U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot \cos(\gamma_x) \text{ или}$$

$$i_{2a} = U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot (\cos(v - \pi/m2) - \cos(\gamma_x)),$$

как следует из выражения, косинусоидальный.

Закон нарастания тока определим из условия

$$i_{2a} + i_{2b} = I_d$$

$$i_{2a} = I_d - U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot (\cos(v - \pi/m2) - \cos(\gamma_x)) \quad (3.3)$$

Из другого граничного условия $i_{2a} = I_d$ при $v = 2 \cdot \pi/m2$

$$I_d = U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot (\cos(\pi/m2 - \pi/m2) - \cos(\gamma_x))$$

$$I_d = U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) / X_s \cdot (1 - \cos(\gamma_x))$$

$$- \cos(\gamma_x) = I_d \cdot X_s / U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2)$$

Помножим числитель и знаменатель на $m2/(2 \cdot \pi)$

$$- \cos(\gamma_x) = I_d \cdot X_s \cdot m2/(2 \pi) / (U_{2m} \cdot \sin(\pi/m2) \cdot m2/(2 \cdot \pi))$$

$$1 - \cos(\gamma_x) = I_d \cdot X_s \cdot m2/(2 \pi) / (U_{d0}/2) =$$

$$(I_d/U_{d0}) \cdot X_s \cdot (m2/\pi)$$

$$\cos(\gamma_x) = 1 - (I_d/U_{d0}) \cdot X_s \cdot (m2/\pi).$$

Угол коммутации:

$$\gamma_x = \arccos(1 - (I_d / U_{d0}) \cdot X_s \cdot (m2 / \pi)) \quad (3.4)$$

Подставим в (3.3) выражение для $\cos(\gamma_x)$

$$i_{2a} = I_d - U_{2m} \cdot \sin(\pi / m2) / X_s \cdot (\cos(v - \pi / m2) - \cos(\gamma_x))$$

$$i_{2a} = I_d - U_{d0} / X_s \cdot (\pi / m2) \cdot (1 - \cos(v - \pi / m2)).$$

Закон нарастания тока в момент коммутации соответствует обратной косинусоиде.

3.3. Нагрузочная характеристика

С учетом явления перекрытия фаз, обусловленное индуктивностью рассеяния, выпрямленное напряжение уменьшится на величину коммутационных потерь ΔU_x (зачерненный участок рис. 3.2)

$$\Delta U_x = \frac{m2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{m2}}^{\frac{\pi}{m2} + \gamma} (e2b - U_x) \cdot d\vartheta = \frac{m2}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{m2}\right) \cdot (1 - \cos \gamma)$$

$$\Delta U_x = \frac{U_{d0}}{2} \cdot (1 - \cos \gamma), \quad \gamma = \arccos\left(1 - \frac{2\Delta U_x}{U_{d0}}\right)$$

$$1 - \cos(\gamma) = \frac{I_d \cdot X_s}{U_{d0}} \cdot \frac{m2}{\pi}$$

$$\Delta U_x = \frac{U_{d0}}{2} \cdot \frac{I_d \cdot X_s}{U_{d0}} \cdot \frac{m2}{\pi} = I_d \cdot X_s \cdot \frac{m2}{2\pi} = I_d \cdot X_{\Sigma} \quad (3.5)$$

Угол наклона нагрузочной характеристики — δ достаточно небольшой

$$\operatorname{tg}(\delta) = \Delta U_x / \Delta I_d.$$

В этом случае $\operatorname{tg}(\delta) = \delta$ и можно определить δ , как внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r = \Delta U_x / \Delta I_d = X_s \cdot m2 / (2\pi) = \omega \cdot L_s \cdot m2 / (2\pi) = f \cdot L_s \cdot m2$$

Нагрузочная характеристика выпрямителя средней мощности будет иметь падающий характер, определяемый током нагрузки и величинами активных сопротивлений фазы, индуктивностью рассеяния

$$\Delta U = \Delta U_r + \Delta U_x = I_d \cdot (r + X_{\Sigma}) \quad (3.6)$$

Погрешность подобного представления будет достаточно небольшой.

4. ОДНОТАКТНЫЙ М2-ФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ПРИ РАБОТЕ НА ЕМКОСТНУЮ НАГРУЗКУ ИЛИ ПРОТИВОЭДС

В выпрямителе с индуктивным характером нагрузки уменьшаются амплитуда тока в диодах, переменная составляющая тока в нагрузке и, соответственно, пульсации напряжения на активной части нагрузки.

Подключение параллельно нагрузке конденсатора также уменьшает пульсации выпрямленного напряжения за счет перераспределения переменной составляющей выпрямленного тока с активной части нагрузки в емкостную.

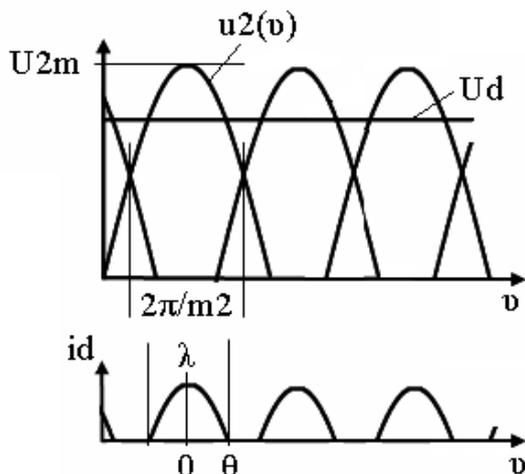
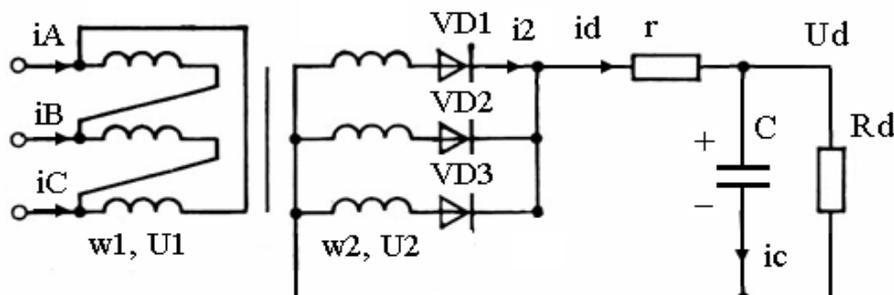


Рис. 4.1

Выпрямленный ток будет иметь прерывистый характер, что является отличительным признаком выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку.

Для выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку угол проводимости $\lambda < 2\pi/m2$.

При том же значении выпрямленного тока уменьшение длительности протекания тока через диод приводит к увеличению амплитуды тока в диоде.

При расчете выпрямителя с емкостной нагрузкой принимается:

трансформатор идеальный (сопротивление его обмоток равно нулю и отсутствует поле рассеяния);

вентили идеальные;

емкость конденсатора настолько велика, что пульсаций, переменной составляющей напряжения на нагрузке нет.

При таких допущениях напряжение на выходе выпрямителя постоянно и равно U_d . Это напряжение будет меньше амплитудного, но больше напряжения в точках естественной коммутации.

Включение диода (рис.4.1) произойдет, когда фазное, положительное напряжение на аноде будет больше положительного напряжения на его катоде $u_2(t) > U_d$, а выключение при $u_2(t) < U_d$.

Системы дифференциальных уравнений, которые описывают процессы заряда и разряда конденсатора, будут разными и не дают решения в общем виде, как это сделано в выпрямителях с активной и активно-индуктивной нагрузкой.

Интервал времени, на котором диод открыт, называется углом проводимости λ . Для описания работы выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку, вводится понятие угла отсечки. **Угол отсечки** отсчитывается от максимального значения напряжения соответствующей фазы $\lambda = 2\theta$.

4.1. Выпрямленное напряжение

$$U_d = U_{2m} \cdot \cos \theta \Rightarrow U_d = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \theta$$

$$\frac{U_2}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos \theta} \quad B = \frac{U_2}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos \theta} \quad (4.1)$$

где B — коэффициент формы фазной э.д.с.

4.2. Ток вторичной обмотки на интервале проводимости

В отсутствие токоограничивающего сопротивления, для идеальных диодов и трансформатора токи в диодах будут бесконечно большими. Поэтому расчет выпрямителя проводится для случая, когда будет введено токоограничивающее сопротивление — r .

Форма тока и напряжения на активном сопротивлении — r совпадают. Когда диод открыт

$$i_2(\vartheta) = \frac{U_{2m} \cdot \cos \vartheta - U_d}{r} = \frac{U_{2m}(\cos \vartheta - \cos \theta)}{r}$$

Тогда среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2(\vartheta) d\vartheta = \frac{1}{\lambda} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_{2m}(\cos \vartheta - \cos \theta)}{r} d\vartheta$$

$$I_d = \frac{m_2 U_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \frac{m_2 U_d}{\pi r \cos \theta} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \Rightarrow$$

$$\frac{\pi r}{m_2 R_d} = \operatorname{tg} \theta - \theta = A$$

Обозначим величину $\operatorname{tg}(\theta) - \theta$ параметром A и найдем решение трансцендентного уравнения в виде графика функции $\theta(A)$, представленного на рис. 4.2 и $B(A)$ — рис. 4.3.

С уменьшением тока нагрузки (уменьшении A) уменьшается угол проводимости диодов до нуля, растет выходное напряжение выпрямителя.

При $A = 0$ $B = U_2/U_d = 0.707$, т.е. когда ток нагрузки равен нулю, выходное напряжение выпрямителя равно амплитудному значению напряжения вторичной обмотки.

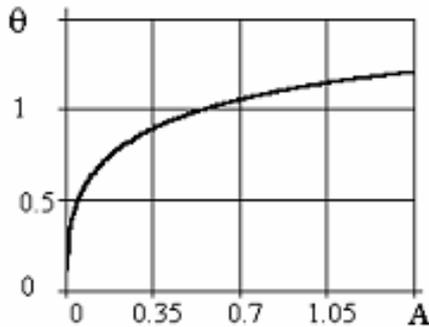


Рис. 4.2

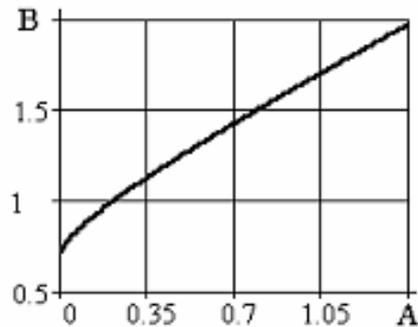


Рис. 4.3

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_2^2(\vartheta) d\vartheta} = \frac{U_{2m}}{r} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos(\vartheta) - \cos(\theta))^2 d\vartheta}$$

$$I_2 = \frac{U_d}{r \cdot \cos(\theta)} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos(\vartheta) - \cos(\theta))^2 d\vartheta}$$

$$I_2 = \frac{I_d R_d}{r \cdot \cos(\theta)} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos(\vartheta) - \cos(\theta))^2 d\vartheta}$$

Умножим числитель и знаменатель на π/m^2 , получим

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{m^2 \cos(\theta)} \cdot \frac{m^2 R_d}{\pi r} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos(\vartheta) - \cos(\theta))^2 d\vartheta}$$

$$\text{Подставим } A = \frac{\pi \cdot r}{m^2 \cdot R_d}$$

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{m^2 A \cos(\theta)} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos(\vartheta) - \cos(\theta))^2 d\vartheta}$$

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{m2(\operatorname{tg}\theta - \theta)\cos(\theta)} \cdot \sqrt{\frac{I}{\pi} \int_0^\theta (\cos(\vartheta) - \cos(\theta))^2 d\vartheta}$$

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{m2(\sin\theta - \theta\cos(\theta))} \cdot \sqrt{\pi \left[\theta \left(1 + \frac{I}{2} \cos 2\theta \right) - \frac{3}{4} \sin 2\theta \right]}$$

$$D = \frac{I_2}{I_{2cp}} = \frac{I_2}{I_d / m2}$$

С учетом решения трансцендентного уравнения

$$A(\theta) = (\operatorname{tg}\theta - \theta)$$

можно записать

$$D(A) = \frac{I_2 \cdot m2}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \left[\theta(A) \left(1 + \frac{I}{2} \cos 2\theta(A) \right) - \frac{3}{4} \sin 2\theta(A) \right]}}{(\sin\theta(A) - \theta(A)\cos\theta(A))} \quad (4.2)$$

Решение уравнения на графике (рис. 4.4.)

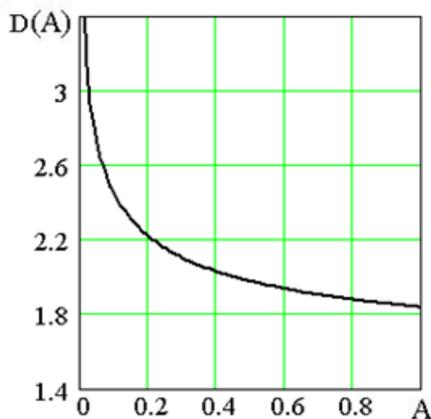


Рис. 4.4

Для одноктных $m2$ -фазных схем

$$I_2' = \frac{I_d}{m2} D(A)$$

Для мостовых (двухтактных) схем ($m2 = m\pi$)

$$I_2'' = \sqrt{2} \cdot I_2' = \sqrt{2} \frac{I_d}{m2} D(A)$$

где $m2$ — число фаз соответствующего выпрямителя. Например, для однофазного мостового выпрямителя $m2 = 2$, для трехфазного мостового выпрямителя $m2 = 6$ и т.д.

4.3. Ток в первичной обмотке трансформатора

Действующее значение переменной составляющей тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_{2\approx} = \sqrt{I_2^2 - I_{2cp}^2} = \sqrt{I_{2cp}^2 D(\theta)^2 - I_{2cp}^2} = I_{2cp} \sqrt{D(\theta)^2 - 1}$$

$$I_{2\approx} = \frac{I_d}{m2} \cdot \sqrt{D(\theta)^2 - 1}, \quad \frac{I_{2\approx}}{I_1} = K_{mp} \quad (4.3)$$

Для однотактных нулевых схем выпрямления с одной вторичной обмоткой на стержне трансформатора и соединении первичных обмоток треугольником, где $D(\theta) = D(A)$ выбирается из графика рис.4.4.4.

$$\frac{I / K_{mp}}{I_d} = \frac{1}{m2} \sqrt{D(\theta)^2 - 1}$$

Для двухполупериодных схем выпрямления с двумя обмотками на стержне трансформатора (без подмагничивания) и соединении первичных обмоток треугольником

$$\frac{I_{1\Delta}^{II} K_{mp}}{I_d} = \frac{1}{m2} \sqrt{2} D(A)$$

Последнее выражение справедливо и для мостовых схем, при числе фаз по вторичной обмотке, равном числу фаз $m2$ соответствующего нулевого выпрямителя (для однофазного моста $m2 = 2$, трехфазного $m2 = 6$ и т.д.).

При соединении первичных обмоток звездой требуется решать еще и уравнения магнитной цепи магнитопровода, как было рассмотрено раньше.

Габаритная мощность вторичной обмотки трансформатора

Для однотактных однополупериодных выпрямителей

$$P_2^I = m2 \cdot U_2 \cdot I_2^I = m2 \cdot B(\theta) \cdot U_d \frac{1}{m2} D(\theta)$$

$$P_2^I = B(\theta) \cdot D(\theta) \cdot P_d, \quad \frac{P_2^I}{P_d} = B(\theta) \cdot D(\theta) \quad (4.4)$$

Для двухтактных выпрямителей (мостовых)

$$P_2^{II} = \frac{m2}{2} \cdot B(\theta) \cdot U_d \frac{1}{m2} I_d \sqrt{2} D(\theta)$$

$$\frac{P_2^{II}}{P_d} = \frac{\sqrt{2}}{2} B(\theta) \cdot D(\theta) \quad (4.5)$$

При равных значениях выпрямленного напряжения напряжение на обмотке мостовой схемы в два раза меньше, чем при нулевой схеме. Дважды за период в мостовой схеме выпрямления через обмотку протекает ток, соответственно, и действующее значение тока вторичной обмотки в корень из двух раз больше.

Габаритная мощность первичных обмоток трансформатора
Для однополупериодных выпрямителей

$$P_{1\Delta}^I = mI \cdot U_1 \cdot I_{1\Delta}^I = mI \cdot U_2 \cdot K_{mp} \cdot B(\theta) \cdot \frac{I_d}{m2 \cdot K_{mp}} \sqrt{D(\theta)^2 - 1}$$

$$P_{1\Delta}^I = \frac{mI}{m2} \cdot B(\theta) \cdot U_d \cdot I_d \sqrt{D(\theta)^2 - 1}$$

$$\frac{P_{1\Delta}^I}{P_d} = \frac{mI}{m2} \cdot B(\theta) \cdot \sqrt{D(\theta)^2 - 1} \quad (4.6)$$

Для двухполупериодных выпрямителей

$$\frac{P_{1\Delta}^{II}}{P_d} = \frac{mI}{2mI} \cdot B(\theta) \cdot \sqrt{2} \cdot D(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2} B(\theta) \cdot D(\theta) \quad (4.7)$$

У мостовых схем габаритные мощности первичных и вторичных обмоток равны между собой, соответственно, равны и габаритные мощности трансформаторов

$$P_{тр.(мост.)} = (P_1 + P_2)/2 = 2 P_1/2 = P_1 = P_2$$

4.4. Параметры вентиляльного комплекта

Обратное напряжение на вентиле соответствует амплитудному значению линейного напряжения вторичных обмоток, как при активной или индуктивной нагрузке

$$U_{обр_{max}} = U_{2лин_{max}}$$

Действующее значение тока вентиля для однотактных схем

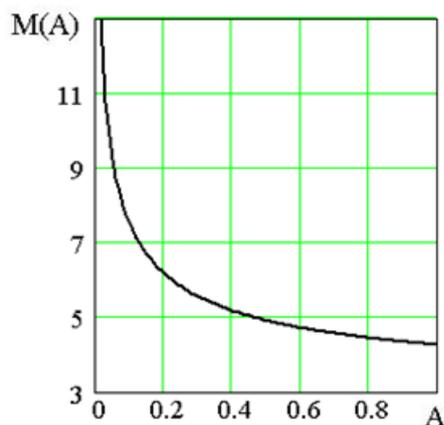
$$I_V = I_2^I = I_d D(A)/m2,$$

для двухтактных схем

$$I_V = I_2^{мост.} / \sqrt{2} = I_{2II} / \sqrt{2} = I_d D(A)/m2$$

Среднее значение тока вентиля

$$I_V^{cp} = I_d/m2$$



Максимальное значение тока вентиля

$$I_{Vmax} = \frac{U_{2m} - U_d}{r} = U_{2m} \frac{1 - \cos(\theta)}{r},$$

$$\frac{U_2}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos(\theta)}, \quad U_{2m} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_d}{\sqrt{2} \cdot \cos(\theta)}$$

$$I_{v\max} = U_d \cdot \frac{1 - \cos(\theta)}{r \cdot \cos(\theta)} = I_d \cdot R_d \cdot \frac{1 - \cos(\theta)}{r \cdot \cos(\theta)},$$

$$\frac{R_d}{r} = \frac{\pi}{m2 \cdot A}, \quad \frac{I_{v\max}}{I_{vcp}} = M(A),$$

$$\frac{I_{v\max}}{I_{vcp}} = \frac{\pi}{\ln(\theta) - \theta} \cdot \frac{1 - \cos(\theta)}{\cos(\theta)} = \frac{\pi \cdot (1 - \cos(\theta))}{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)}$$

На рис. 4.5 показана зависимость коэффициента $M(A)$ - амплитудной составляющей в среднем токе.

4.5. Параметры напряжения и тока нагрузки

$$U_d = \sqrt{2} \cdot U_2 \cos \theta$$

$$I_d = \frac{m2 \cdot U_d}{\pi \cdot r} (\operatorname{tg}(\vartheta) - \theta) = \frac{m2 \cdot \sqrt{2} U_2 \cos \theta}{\pi \cdot r} (\operatorname{tg}(\vartheta) - \theta) \Rightarrow$$

$$I_d = \frac{m2 \cdot \sqrt{2} U_2}{\pi \cdot r} (\sin(\vartheta) - \theta \cos \theta)$$

4.6. Определение коэффициента пульсаций

При известном выпрямленном токе

$$i_d(\vartheta) = \frac{U_{2m} \cdot \cos(\vartheta) - U_d}{r} = \frac{U_{2m} \cdot \cos(\vartheta) \cos(\theta) - U_d \cdot \cos(\theta)}{r \cdot \cos(\theta)}$$

$$i_d(\vartheta) = \frac{U_d}{r \cdot \cos(\theta)} (\cos(\vartheta) - \cos(\theta)) = \frac{U_d}{r} \cdot \left(\frac{\cos(\vartheta)}{\cos(\theta)} - 1 \right)$$

Для четной функции ($f(x) = -f(x)$) амплитуда n -ой гармоники

$$I_{mn} = \frac{2}{T} \int_0^T i_d(\vartheta) \cos(n \cdot \vartheta) d\vartheta = \frac{m2}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_d(\vartheta) \cos(n \cdot m2 \cdot \vartheta) d\vartheta$$

$$I_{mn} = \frac{m2}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_d}{r} \left(\frac{\cos(\vartheta)}{\cos(\theta)} - 1 \right) \cdot \cos(n \cdot m2 \cdot \vartheta) d\vartheta$$

Для первой гармоники тока

$$I_{m1} = \frac{m2 \cdot U_d}{\pi \cdot r \cdot \cos(\theta)} \int_{-\theta}^{\theta} [\cos(\vartheta) - \cos(\theta)] \cos(m2 \cdot \vartheta) d\vartheta$$

$$I_{m1} = \frac{U_d}{r} \left\{ \begin{array}{l} \frac{m2}{\pi \cdot \cos(\theta)} \left[\frac{\sin(m2 - 1) \cdot \theta}{m2 - 1} + \frac{\sin(m2 + 1) \cdot \theta}{m2 + 1} \right] \\ - \frac{2 \sin(m2 \cdot \theta)}{\pi} \end{array} \right\}$$

Если умножить обе части уравнения на $1/(m2\omega C)$ то получим первую гармонику напряжения

$$U_{m1} = \frac{U_d}{r \cdot f \cdot C} \left\{ \frac{m2}{2\pi^2 \cdot \cos(\theta)} \left[\frac{\sin(m2 - 1) \cdot \theta}{m2 - 1} + \frac{\sin(m2 + 1) \cdot \theta}{m2 + 1} \right] - \frac{\sin(m2 \cdot \theta)}{2\pi^2 m2} \right\}$$

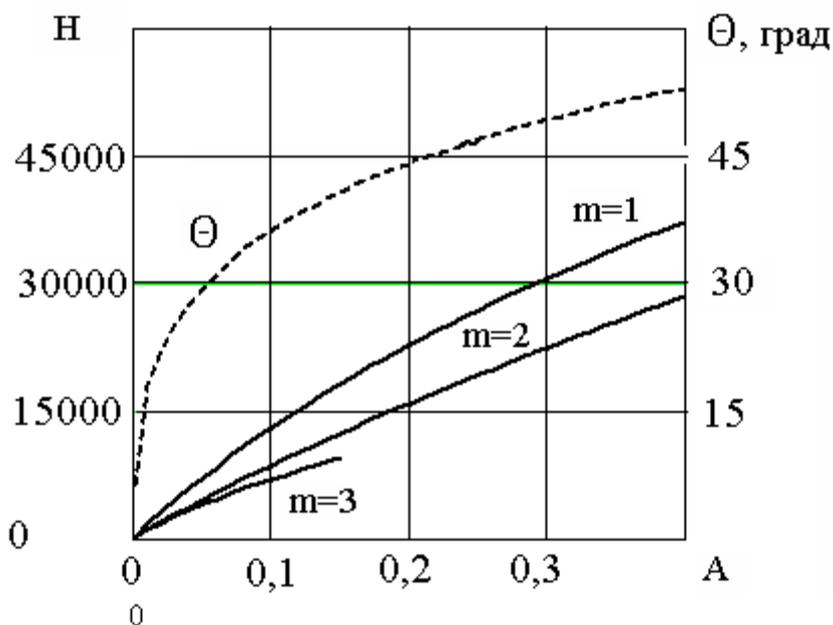


Рис. 4.6

$$K_n = \frac{U_{m1}}{U_d} = \frac{H(\theta, m2)}{r \cdot f \cdot C} \quad (4.8)$$

На рис. 4.6 графики изменения коэффициента $H(A)$ для разных величин фазности выпрямителя.

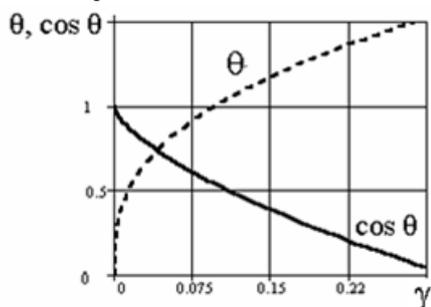
4.7. Внешняя, нагрузочная характеристика

Нагрузочная характеристика показывает изменение напряжения на нагрузке при увеличении тока нагрузки.

При построении нагрузочной характеристики следует задавать значения угла отсечки и по нему найти соответствующие значения

$$\cos \theta \text{ и } \gamma = (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi.$$

$$\begin{aligned} \text{Напряжение на нагрузке} \quad U_d &= \sqrt{2} U_2 \cos \theta, \\ \text{а ток} \quad I_d &= \sqrt{2} U_2 \gamma m^2 / r \end{aligned}$$



Как следует из рис. 4.7, при токе нагрузки равном нулю выходное напряжение выпрямителя равно амплитудному напряжению вторичной обмотки. При максимальном токе (короткое замыкание) угол проводимости вентилей равен $2\pi/m^2$.

4.8. Определение типа модели, используемой для расчета выпрямителя с емкостной нагрузкой

В [2] рассматриваются две модели выпрямителя с емкостной нагрузкой. В первой ток заряда конденсатора фильтра ограничивается активным и индуктивным сопротивлением фазы трансформатора, сопротивлением диодов. Форма тока определена автором симметричной.

Для второй модели с безтрансформаторным выпрямителем "...ток ограничивается емкостным сопротивлением, поскольку сопротивление фазы и динамическое сопротивление диодов малы...". Форма тока в диодах имеет ассиметричный характер с резким нарастанием тока на начальном этапе –рис. 4.8.

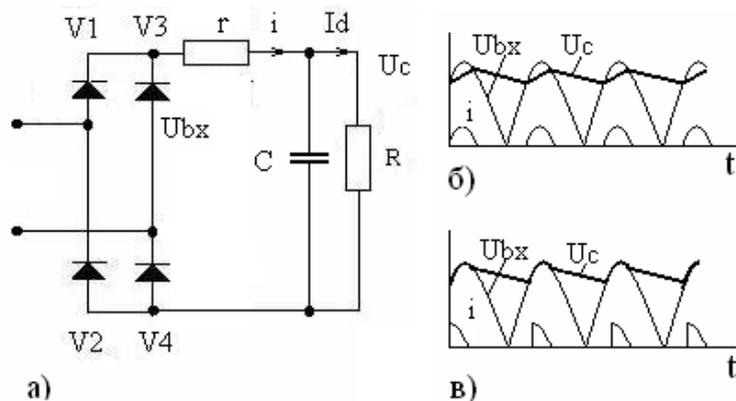


Рис. 4.8 – Схема безтрансформаторного выпрямителя – а, форма напряжения и тока для первой модели – б, для второй модели – в

С целью определения границ существования первой модели было проведено исследование.

Особенность расчета выпрямителя с емкостной нагрузкой в том, что при расчете необходимо учитывать нелинейные элементы - диоды в силовой цепи, что формирование напряжения на нагрузке происходит в два этапа – заряда и разряда конденсатора фильтра.

Системы дифференциальных уравнений, описывающие эти этапы, будут отличаться:

При заряде

при разряде

$$\begin{cases} ir + u_c = u(t) \\ i = C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R} \end{cases} \quad \text{и} \quad \begin{cases} 0 = C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R} \end{cases}$$

В этих выражениях R, r – сопротивления нагрузки и фазы выпрямителя, C – емкость конденсатора в нагрузке. Решая эти системы уравнений, получим описание переходного процесса при включении выпрямителя с емкостной нагрузкой – рис. 4.9.

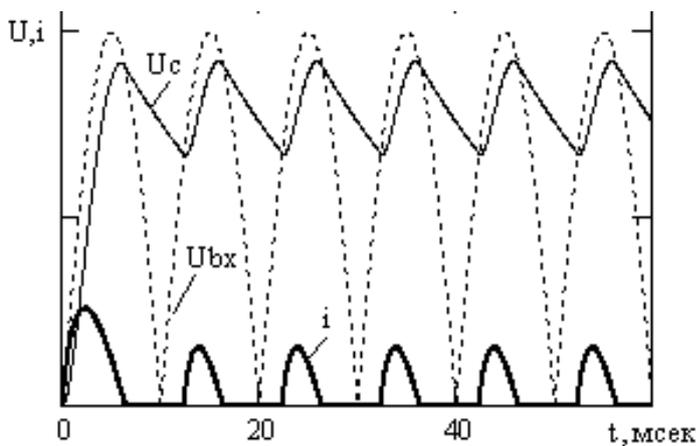


Рис. 4.9 – Напряжение на нагрузке – U_c , ток через диоды при мягком включении выпрямителя в сеть

На этом рисунке видно, что на этапе включения выпрямителя в сеть амплитуда тока через диоды больше тока в установившемся режиме. В двадцать, тридцать раз амплитудное значение тока в диоде – I_v превышает его среднее значение – I_d .

При этом на рис. 4.9 показано мягкое включение, когда в момент включения напряжение в сети равно нулю. С той же вероятностью возможно и то, что в момент включения напряжение сети имеет амплитудное

значение. Для этого случая амплитуда тока через диоды увеличивается еще больше (рис. 4.10а)[3].

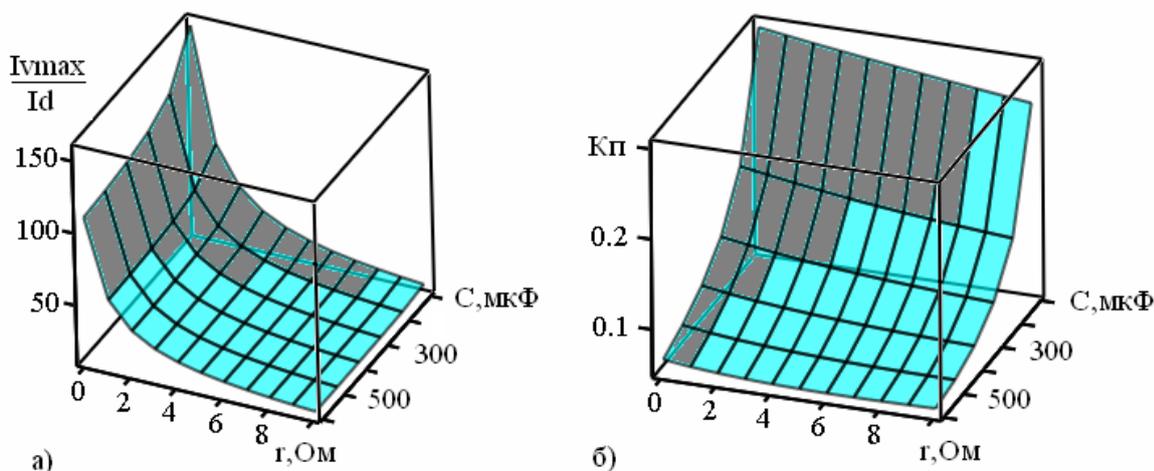


Рис. 4.10. Максимальная перегрузка по току для случая, когда в момент включения выпрямителя в сеть напряжение в сети имеет амплитудное значение – а, коэффициент пульсаций – б

На рис. 4.10 заштрихованная область соответствует второму режиму, на котором наибольшая асимметрия импульса тока, высокая скорость нарастания тока начального участка. Как видно из графиков, для этой области характерно большая перегрузка диодов по току и повышенное значение пульсаций.

По графикам, изображённым на рис. 4.10 можно определить токоограничивающее сопротивление и емкость конденсатора фильтра, задавшись значениями КПД и коэффициента пульсаций.

Выбор диодов определяется средним значением тока. Для выпрямителей с емкостной нагрузкой необходимо учитывать и амплитудное значение тока с учетом его перегрузки при включении в сеть. Существующие диоды допускают десяти, сорокократное превышение амплитуды броска тока над его средним значением. Таким образом, можно говорить об аварийном режиме работы выпрямителя, который нельзя представлять допустимым при расчете выпрямителя режимом.

Введение токоограничивающих элементов определяет существование только первого режима.

Границу существования первой модели в [2] определяется без особых пояснений выражением

$$\frac{r}{R} > \frac{10}{(R \omega C)^2} \quad (4.9)$$

При выполнении этого условия можно пренебречь влиянием конденсатора фильтра на значение выпрямленного напряжения и тем самым существенно упростить, облегчить процедуру расчета.

Выпрямленное напряжение в этом идеализированном случае

$$U_c^{\text{идеал}} = U_2 m \cos \theta,$$

где угол отсечки θ находится из решения трансцендентного уравнения

$$(\operatorname{tg} \theta - \theta) = \pi r / (m R).$$

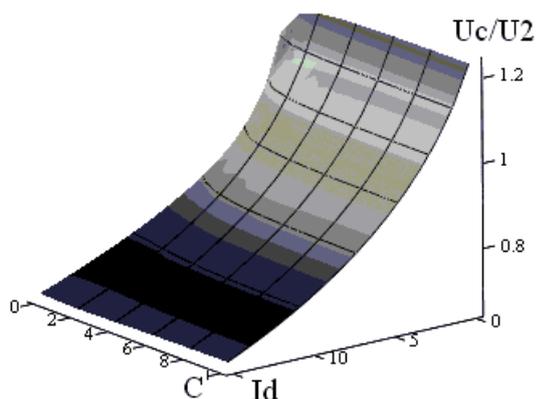


Рис. 4.11

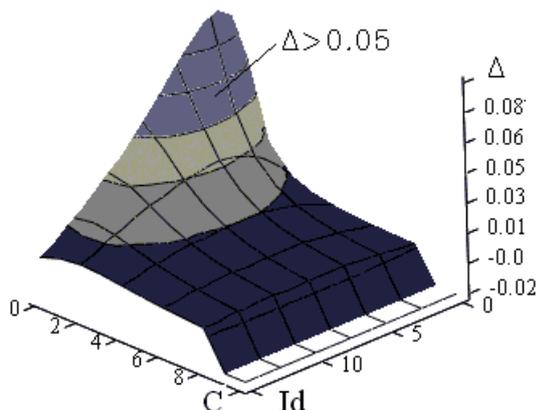


Рис. 4.12

Результат решения системы уравнений представлен на рис. 4.11. На рисунке показано изменение нагрузочной характеристики выпрямителя в зависимости от емкости $U_c = f(C, I_d)$. Из графика видно, что нагрузочная характеристика почти не зависит от емкости конденсатора и только при существенном уменьшении ее величины становится заметным ее влияние на нагрузочную характеристику.

На рис. 4.12 отражено различие реальной и идеализированной поверхностей

$$\Delta = (U_c - U_c^{\text{идеал}}) / U_c^{\text{идеал}}.$$

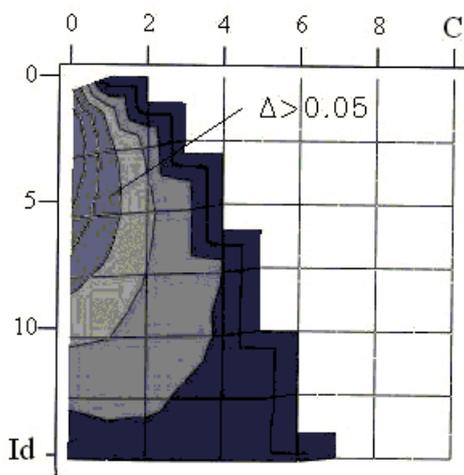


Рис. 4.13

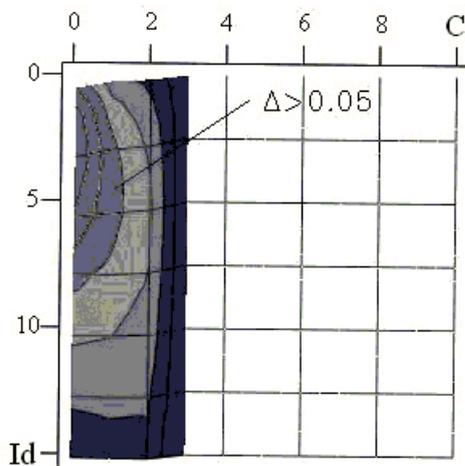


Рис. 4.14

На рис. 4.13 белым цветом определена область существования идеализированной модели выпрямителя по критерию (4.9) при погрешности отображения меньше пяти процентов. На рисунке заметна область, в которой погрешность отображения меньше пяти процентов, но которая не входит в область существования модели.

В данной работе предлагается использовать другой критерий для определения области существования первой модели[3]:

$$r\omega C > 1. \quad (4.10)$$

Он определяется отношением активного сопротивления потерь выпрямителя к емкостному сопротивлению нагрузки, имеет достаточно понятный физический смысл, определяет коэффициент сглаживания RC фильтра. В отличие от первого условия этот критерий не зависит от нагрузки выпрямителя (как и в критерии [1]).

При той же погрешности отображения, меньше пяти процентов, по критерию (4.10) область существования модели увеличивается – рис. 4.14, что позволяет сделать вывод о предпочтительности его использования.

4.9. Примечания к расчету выпрямителя с емкостной нагрузкой по схеме Ларионова

По числу пульсаций схема Ларионова соответствует шестифазной схеме выпрямителя $m_2=m_p=6$.

При определении $V=U_2/U_d$, U_2 соответствует линейному напряжению

Значение D соответствует одному импульсу тока в обмотке трансформатора шестифазной схемы выпрямителя. Для схемы Ларионова таких импульсов четыре.

Действующее значение тока в диоде в $\sqrt{2}$ раз меньше тока обмотки.

Среднее значение тока в обмотке равно нулю.

Амплитудное значение тока в диоде определяется по отношению к среднему значению тока через диод $M=I_{vm}/I_{vcp}$. Среднее значение тока через диод равно $I_d/3$

Тока подмагничивания в обмотке нет, поэтому $K_{tr}=I_2/I_1$.

Коэффициент пульсаций определяется при $m_2=6$, т.к. $m_p=6$.

5. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ РАБОТЫ

5.1. Исходные данные к расчету выпрямителя

По заданным значениям тока и напряжения нагрузки рассчитать выпрямитель, сглаживающий фильтр. По полученным значениям выбрать элементы выпрямителя и фильтра.

В отчете привести структурную схему выпрямителя, его аналог на однофазных трансформаторах. Пояснить выбор схемы, ее достоинства и недостатки. Отобразить

диаграммы напряжений и токов в выпрямителе: выходное напряжение и ток, ток в обмотках трансформатора и диодах, обратное напряжение на диоде.

Исходные данные:

$U_{дном}$ — номинальное выходное напряжение;

$I_{дном}$ — номинальный выходной ток;

U_1 — номинальное напряжение сети;

F — частота сети;

I_{dmin} — в нашем случае $I_{dmin} = 0.1 I_{дном}$;

тип сглаживающего фильтра.

Требуется определить:

-габаритную мощность трансформатора — $S_{габ}$;

-коэффициент трансформации — $K_{тр}$;

-параметры фильтра (коэффициент сглаживания, потери, элементы фильтра).

Выбрать комплектующие элементы выпрямителя: диоды, дроссели, конденсаторы.

Варианты исходных данных:

$U_d, В$	5	15	30	60	200	300	400	1000	2000	5000
$I_d, А$	400	100	50	20	10	5	3	1	0,5	0,25
$U_1, В$	220	127	115							
I_{dmax}	I_d									
I_{dmin}	$0,1 I_d$									
$F, Гц$	50	400								
$K_{п}, \%$	0,1	0,5	1	2	5					
Фильтр	L	RC	LC							
Схема	Греца, Миткевича, Скотта, Шестифазная, Ларионова, Вологодина, Кюблера									

5.2. Расчет трансформатора

Для того чтобы определить габаритную мощность трансформатора нужно знать параметры трансформатора. А чтобы определить параметры трансформатора, надо знать его габаритную мощность.

Методом последовательного приближения это противоречие можно разрешить. На первом этапе предлагается задать усреднённое значение потерь напряжения

$$(\Delta U \approx (0.02 - 0.1) \cdot U_{дном}).$$

Исходя из этого ориентировочного значения, определяется габаритная мощность трансформатора и соответствующие ей параметры трансформатора (r_1, r_2, L_{s1}, L_{s2}).

По этим данным проводится расчет выпрямителя и выбор его элементов. Если выходное напряжение не совпадает с заданным значением, необходимо скорректировать значение потерь напряжения. Процесс расчета повторяется до допустимого расхождения (в пределах пяти процентов) от заданного выходного напряжения.

В зависимости от схемы выпрямителя и типа нагрузки известно соотношение $S_{габ}/P_d$ (Приложение 1. При емкостной нагрузке принимаем соотношение, соответствующее активной нагрузке.).

Для заданных значений напряжения и тока в нагрузке

$$P_d = (U_{\text{дн\text{ом}}} + \Delta U) \cdot I_{\text{дн\text{ом}}},$$

определяется габаритная мощность трансформатора

$$S_{\text{тр}} = (P_{\text{дн\text{ом}}} + \Delta U \cdot I_{\text{дн\text{ом}}}) \cdot (S_{\text{габ}} / P_d).$$

Расчет параметров эквивалентной схемы

Для трехфазных и сложных схем выпрямителя представить их аналог на однофазных трансформаторах. По найденной габаритной мощности трансформатора рассчитываются параметры однофазного двухобмоточного трансформатора

$$S_{\text{габ}} = \frac{S_{\text{тр}}}{m^2}.$$

Из эмпирических соотношений находим:

мощность потерь холостого хода

$$P_{xx} = 0,144 \cdot \frac{S_{\text{габ}}}{\sqrt[4]{S_{\text{габ}}}}$$

ток холостого хода

$$I_{xx} = 0,281 \cdot \frac{I_{1н}}{\sqrt[4]{S_{\text{габ}}}}$$

мощность потерь короткого замыкания

$$P_{кз} = 0,169 \cdot \frac{S_{\text{габ}}}{\sqrt[4]{S_{\text{габ}}}}$$

напряжение короткого замыкания

$$U_{кз} = 0,0107 \cdot U_1 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt[4]{S_{\text{габ}}}$$

Из опытов холостого хода и короткого замыкания для однофазного трансформатора известны эмпирические соотношения:

$$\frac{I_{xx}}{I_{1н}} = \frac{0,3}{\sqrt[4]{S_{\text{габ}}}}; \quad \frac{P_{xx}}{S_{\text{габ}}} = \frac{0,15}{\sqrt[4]{S_{\text{габ}}}}$$

$$\frac{U_{кз}}{U_{1н}} = 0,01 \sqrt[4]{S_{\text{габ}}}; \quad \frac{P_{кз}}{S_{\text{габ}}} = \frac{0,17}{\sqrt[4]{S_{\text{габ}}}}$$

Из этих выражений определяются полная мощность потерь на холостом ходу и ток холостого хода, эквивалентные сопротивление потерь в магнитопроводе r_0 и индуктивное сопротивление намагничивания $-L_0$ (рис. 5.1):

$$S_{xx} = UI I_{xx}, \quad r_0 = P_{xx} / I_{xx}^2, \quad \cos \varphi_{xx} = P_{xx} / S_{xx},$$

$$x_0 = r_0 \operatorname{tg}(\arccos P_{xx} / S_{xx})$$

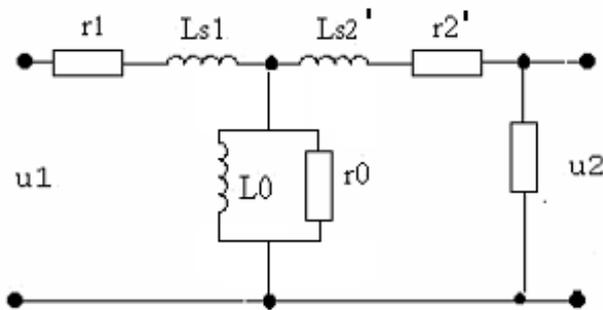


Рис. 5.1. Эквивалентная схема однофазного трансформатора

Из опыта короткого замыкания можно найти полное активное сопротивление потерь в первичной и вторичной обмотках $-r_1+r_2'$, индуктивность рассеивания $L_s=L_{s1}+L_{s2}'$, приведенных к первичной обмотке:

$$S_{кз} = U_{кз} I_{ном}, \quad r_1 + r_2' = P_{кз} / I_{кз}^2, \quad \cos \varphi_{кз} = P_{кз} / S_{кз},$$

$$x_{s1} + x_{s2}' = (r_1 + r_2') \operatorname{tg}(\arccos P_{кз} / S_{кз}).$$

Полное активное сопротивление обмоток, приведенное к вторичной обмотке

$$(r_2 + r_1') = \frac{(r_1 + r_2')}{K_{mp}^2}$$

Сопротивление индуктивностей рассеивания трансформатора, приведенное к вторичной обмотке

$$(X_2 + X_1') = \frac{(X_1 + X_2')}{K_{mp}^2}$$

5.3. Расчет выпрямителя

Расчет выпрямителя определяется фазностью схемы выпрямителя (m), типом нагрузки, отношением к нулевой или мостовой схеме выпрямления.

Значения напряжений и токов для идеального выпрямителя при выборе элементов можно найти для активной или активно-индуктивной нагрузки по таблицам один и два приложения 1. При емкостной нагрузке расчет ведется графо-аналитическим методом.

При расчете реального выпрямителя учитываются потери напряжения на обмотках трансформатора, диодах и активном сопротивлении дросселя фильтра

$$U_d = U_{d0} - I_d (r_2 + r_1' + R_{др} + R_d + X_\Delta), \quad \text{где}$$

$$U_{d0} = U_{2m} \frac{m}{\pi} \sin(\pi/m) - \text{напряжение на холостом ходе.}$$

В процессе расчета определяются значения напряжений и тока, необходимые для выбора трансформатора ($U_1, I_1, S_1, U_2, I_2, S_2, S_{тр}, K_{тр}$), диодов ($I_v, I_{vср}$,

U_{max}), фильтра (L, C, Ks), характеристики выпрямителя (Км, КПД, нагрузочная характеристика).

5.4. Расчет сглаживающего фильтра

Коэффициент сглаживания индуктивного фильтра $K_c = w_n L / R_n$,
для LC-фильтра $K_c = w_n^2 LC - 1$.

$$I_{dкр} = \frac{U_{1m}}{w_n L_d} = \frac{2}{m_n^2 - 1} \frac{U_d}{w_n L_d} = \frac{U_d}{R_{dкр}} \Rightarrow L_d = \frac{2}{m_n^2 - 1} \frac{R_{dкр}}{w_n}$$

Для емкостного фильтра расчет ведется графо аналитическим методом.

5.5. КПД выпрямителя

5.5.1. Потери в трансформаторе

$$\Delta P_{mp} = (P_{xx} + P_{кз}) \cdot m_2 = (10,02) \cdot 6 = 60,12 \text{ Вт}$$

5.5.2. Потери в фильтре

$$\Delta P_{\phi} = I_d^2 \cdot r$$

5.5.3. Потери в диоде

$$\Delta P_v = I_v^2 \cdot r + I_v s r \cdot E_0$$

Где r – динамическое сопротивление диода,
 E_0 – напряжение смещения (см. рис.1).

КПД выпрямителя:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_{\phi} + \Delta P_v + \Delta P_{\phi}} \cdot 100\%$$

5.6. Коэффициент мощности

$$K_M = \frac{P_d + \Delta P_{mp} + \Delta P_v + \Delta P_{\phi}}{m_1 \cdot U_1 \cdot I_1}$$

5.7. Нагрузочная характеристика выпрямителя

Внешняя (нагрузочная) характеристика выпрямителя – зависимость выходного напряжения выпрямителя U_d от тока нагрузки $-I_d$.

6. ПРИМЕР РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

Исходные данные к расчету:

Схема – шестифазная нулевая при соединении первичных обмоток треугольником с ёмкостным фильтром.

Среднее значение выпрямленного напряжения: $U_d = 400$

Среднее значение выпрямленного тока: $I_d = 3$

Напряжение сети: $U_1 = 115\text{В}$

Частота сети: $F = 400\text{Гц}$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузке: $k'_r = 1\%$

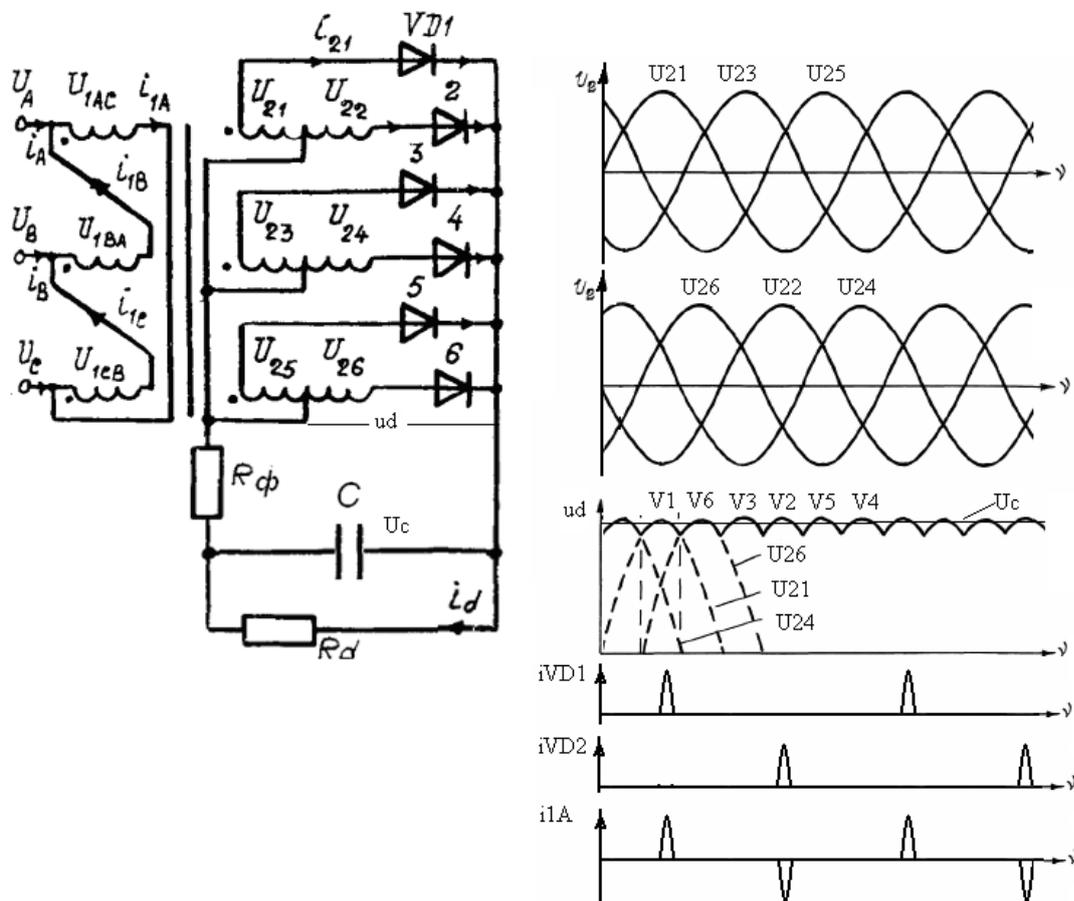


Рис. 6.1 – Схема шестифазного выпрямителя

6.1. Расчет габаритной мощности и параметров эквивалентной схемы трансформатора.

На рис. 6.1 изображена шестифазная нулевая схема выпрямителя с ёмкостным фильтром при соединении первичных обмоток треугольником и диаграммы напряжений и токов.

Мощность выпрямленного напряжения:

$$P_d = U_d \cdot I_d = 400 \cdot 3 = 1200 \text{ Вт}$$

Габаритная мощность трансформатора в первом приближении определяется для выпрямителя с активной нагрузкой из таблицы 1 приложения

$$S_{mp} = 1,55 \cdot P_d = 1,55 \cdot 1200 = 1860 \text{ ВА}$$

Габаритная мощность на одну фазу

$$S_{\phi} = \frac{S_{mp}}{m_2} = \frac{1860}{6} = 310 \text{ ВА}$$

Активное сопротивление нагрузки

$$R_d = \frac{U_d}{I_d} = \frac{400}{3} = 133,33 \text{ Ом}$$

Номинальный ток

$$I_H = \frac{S_{\Sigma ab}}{U_1 \sqrt{3}} = \frac{310}{115 \sqrt{3}} = 1,56 \text{ А}$$

Из эмпирических соотношений находим:

мощность потерь холостого хода

$$P_{xx} = 0,144 \cdot \frac{S_{\Sigma ab}}{\sqrt[4]{S_{\Sigma ab}}} = 0,144 \cdot \frac{310}{\sqrt[4]{310}} = 10,64 \text{ Вт}$$

ток холостого хода

$$I_{xx} = 0,281 \cdot \frac{I_H}{\sqrt[4]{S_{\Sigma ab}}} = 0,281 \cdot \frac{1,56}{\sqrt[4]{310}} = 0,104 \text{ А}$$

мощность потерь короткого замыкания

$$P_{кз} = 0,169 \cdot \frac{S_{\Sigma ab}}{\sqrt[4]{S_{\Sigma ab}}} = 0,169 \cdot \frac{310}{\sqrt[4]{310}} = 12,49 \text{ Вт}$$

напряжение короткого замыкания

$$U_{кз} = 0,0107 \cdot U_1 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt[4]{S_{\Sigma ab}} = 0,0107 \cdot 115 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt[4]{310} = 8,9 \text{ В}$$

Полное фазное напряжение

$$U_2 = 0,74 \cdot U_d = 0,74 \cdot 400 = 296 \text{ В}$$

Коэффициент трансформации

$$K_{\delta\delta} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{115 \sqrt{3}}{296} = 0,67$$

На первичную обмотку включено линейное напряжение $U_1=200\text{В}$.

Опыт холостого хода

Полная мощность потерь холостого хода

$$S_{xx} = U_1 \cdot I_{xx} = 200 \cdot 0,104 = 21 \text{ ВА}$$

Эквивалентное сопротивление потерь в стали

$$r_0 = \frac{P_{xx}}{I_{xx}^2} = \frac{10,64}{0,104^2} = 977 \text{ Ом}$$

Угол сдвига тока относительно напряжения для режима холостого хода

$$\varphi_{xx} = \arccos\left(\frac{P_{xx}}{S_{xx}}\right) = \arccos\left(\frac{10,64}{20,7}\right) = 59,07^\circ$$

Индуктивное сопротивление намагничивания

$$X_0 = r_0 \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{xx}) = 977 \cdot \operatorname{tg}(59,07^\circ) = 1640 \text{ Ом}$$

Опыт короткого замыкания

Полная мощность потерь короткого замыкания

$$S_{K3} = U_{K3} \cdot I_{1H} = 5,16 \cdot 2,7 = 13,93 \text{ ВА}$$

Полное активное сопротивление обмоток, приведенное к первичной обмотке

$$(r_1 + r'_2) = \frac{P_{K3}}{I_{1H}^2} = \frac{12,49}{1,56^2} = 5,15 \text{ Ом}$$

Угол сдвига тока относительно напряжения для режима короткого замыкания

$$\varphi_{K3} = \arccos\left(\frac{P_{K3}}{S_{K3}}\right) = \arccos\left(\frac{12,49}{13,93}\right) = 26,28^\circ$$

Сопротивление индуктивности рассеивания, приведенное к первичной обмотке

$$(X_1 + X'_2) = (r_1 + r'_2) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_{xx}) = 5,15 \cdot \operatorname{tg}(26,28^\circ) = 2,53 \text{ Ом}$$

Приведем полученные сопротивления к вторичной обмотке

Полное активное сопротивление обмоток, приведенное к вторичной обмотке

$$(r_2 + r'_1) = \frac{(r_1 + r'_2)}{K_{mp}^2} = \frac{5,15}{0,67^2} = 11,7 \text{ Ом}$$

Сопротивление индуктивности рассеивания, приведенное к вторичной обмотке

$$(X_2 + X'_1) = \frac{(X_1 + X'_2)}{K_{mp}^2} = \frac{2,53}{0,67^2} = 5,76 \text{ Ом}$$

6.2. Расчет выпрямителя

Активное и индуктивное сопротивление фазы трансформатора

$$r = 11,7 \text{ Ом} \quad X_s = 5,76 \text{ Ом}$$

Рассчитаем параметр А

$$A = \frac{\pi \cdot r}{m \cdot R_d} = \frac{3,14 \cdot 11,7}{6 \cdot 133,33} = 0,046$$

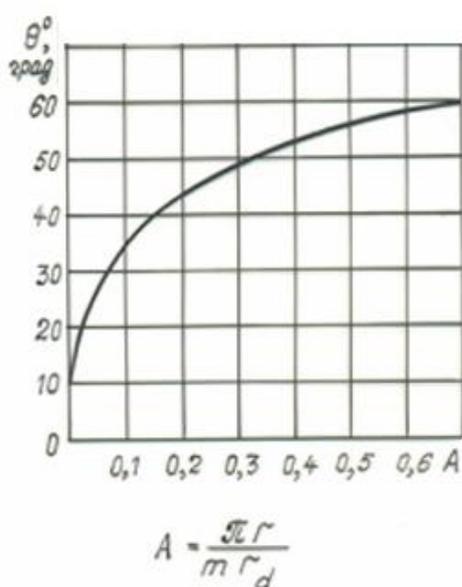


Рис.6.2

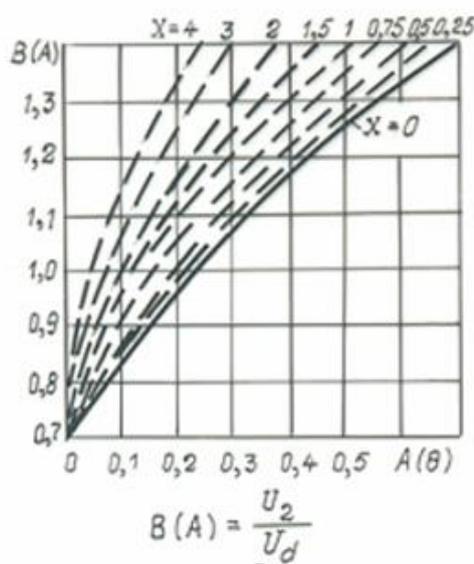


Рис.6.3

По кривой рис.6.2 определяем угол отсечки

$$\Theta = 28$$

Определяем угол проводимости вентиля

$$\lambda = 2 \cdot \Theta = 2 \cdot 28 = 56^\circ$$

Проверяем условие, чтобы угол проводимости вентиля не превышал периодичности кривой выпрямленного напряжения

$$\lambda \leq \left(\frac{360^\circ}{m_2} = \frac{360^\circ}{6} = 60^\circ \right)$$

Условие выполняется

Определяем коэффициент x

$$x = \frac{\omega L}{r} = \frac{X_s}{r} = \frac{5,76}{11,7} = 0,493$$

По кривой рис.6.3 определяем коэффициент фазной ЭДС

$$B = \frac{U_2}{U_d} = 0,8$$

$$U_d = \frac{U_2}{B} = \frac{296}{0,8} = 380B$$

Напряжение на нагрузке

- меньше заданного (не учтено падение напряжение на активном сопротивлении обмоток и индуктивности рассеивания), поэтому необходимо увеличить напряжение вторичной обмотки. При определении нового значения напряжения вторичной обмотки используется программа в Mathcad (приложение 2).

После пересчета получим новые значения $K_{тр}$; r ; x ; A ; U_d .

$$U_2 = 320B; K_{тр} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{115\sqrt{3}}{320} = 0,62; r = 13,3 \text{ Ом}; x = 0,49; U_d = 400B \quad M = 8$$

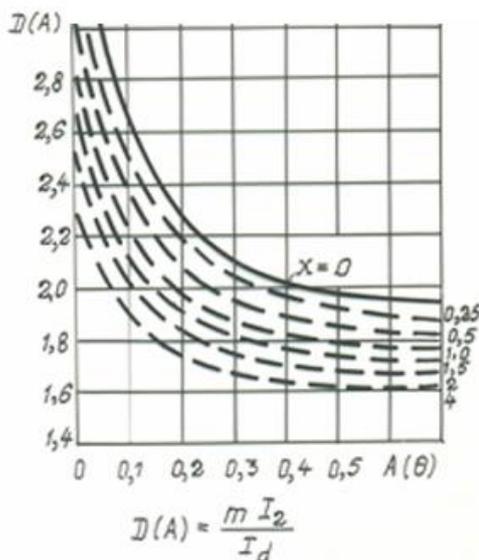


Рис.6.4

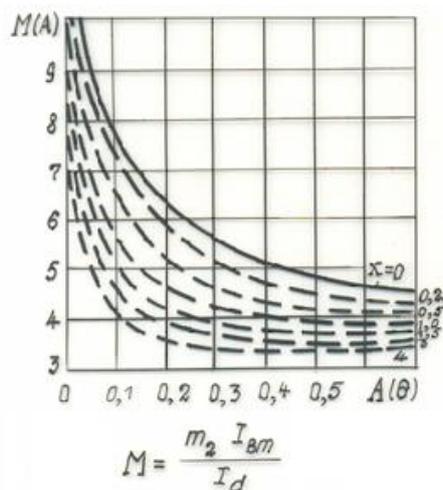


Рис.6.5

По кривой рис.6.4 определяем коэффициент формы фазного тока для шести-фазного выпрямителя

$$D = \frac{m_2 \cdot I_2}{I_d} = 2,8$$

Ток вторичной обмотки

$$I_2 = \frac{D \cdot I_d}{m_2} = \frac{2,8 \cdot 3}{6} = 1,4 \text{ А}$$

Действующее значение тока вентиля

$$I_v = I_2 = 1,4 \text{ А}$$

По кривой рис.6.5 определяем коэффициент M постоянной составляющей тока вентиля для шестифазного выпрямителя

$$M = \frac{m_2 \cdot I_{v \max}}{I_d} = 8$$

Амплитудное значение тока диода

$$I_{v \max} = \frac{M \cdot I_d}{m_2} = \frac{8 \cdot 3}{6} = 4 \text{ А}$$

Если перегрузка по току (рис. 6.5) для диода будет велика, необходимо включить дополнительно токоограничивающее сопротивление.

Коэффициент трансформации

$$K_{tr} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{115 \sqrt{3}}{320} = 0,62$$

6.3. Расчет параметров вентиляльного комплекта

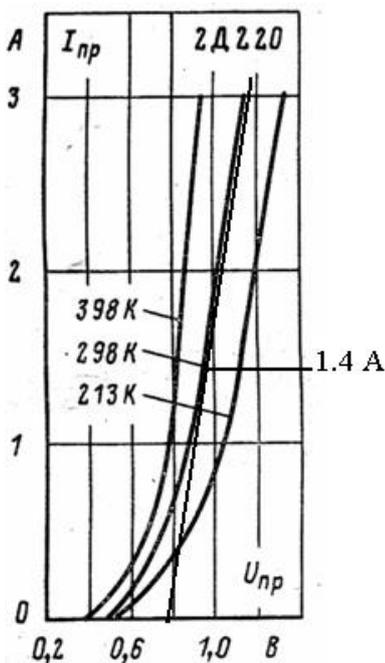


Рис.6.6

Среднее значение тока через ventиль

$$I_{vcp} = I_d / m_2 = 0,5 \text{ А.}$$

Действующее значение $I_v = I_2 = 1,4 \text{ А.}$

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к вентилю

$$U_{маобр} = 2,09 \cdot 400 = 836 \text{ В.}$$

Выбираем из справочника [7] диод типа 2Д220Г предназначенный для электротехнических и радиоэлектронных устройств в цепях постоянного и переменного тока частотой до 50 кГц.

Параметры и характеристики диода:

Повторяющееся импульсное обратное напряжение $U_{махобр}=1000\text{В}$

Максимально допустимый средний прямой ток $I_{махср}=3\text{А}$.

Из ВАХ рис. 6.6 прямое напряжение $U_0=0.8\text{В}$,
динамическое сопротивление $R_{дин}=0.2/0.8=0.25\text{Ом}$.

6.4. Ток первичной обмотки

$$K_{mp} = \frac{I_2}{I_1}$$

В первичной обмотке шестифазной схемы (первичные обмотки соединены треугольником) ток определяется током двух вторичных обмоток:

$$I_1 = \frac{I_2 \sqrt{2}}{K_{mp}} = \frac{1,4 \sqrt{2}}{0,62} = 3,18 \text{ А}$$

Габаритная мощность первичной и вторичной обмоток соответственно

$$S_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot 115 \cdot \sqrt{2} \cdot 3,18 = 1,9 \cdot 10^3 \text{ ВА}$$

$$S_2 = 3 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot \sqrt{2} = 6 \cdot 320 \cdot 1,4 \cdot \sqrt{2} = 1,9 \cdot 10^3 \text{ ВА}$$

Габаритная мощность трансформатора

$$S_{mp1} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,9 + 1,9}{2} \cdot 10^3 = 1,9 \cdot 10^3 \text{ ВА}$$

Коэффициент завышения мощности трансформатора

$$\frac{S_{mp1}}{Pd} = \frac{1,9 \cdot 10^3}{1,2 \cdot 10^3} = 1,6$$

6.5. Расчет фильтра

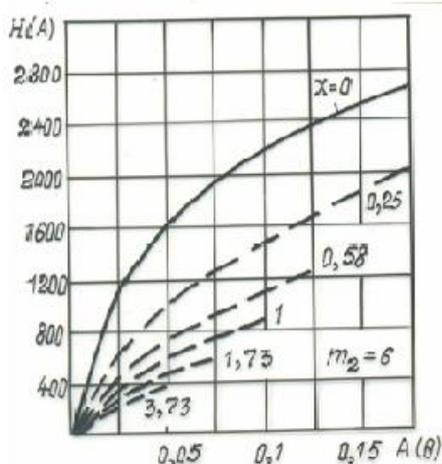


Рис.6.7

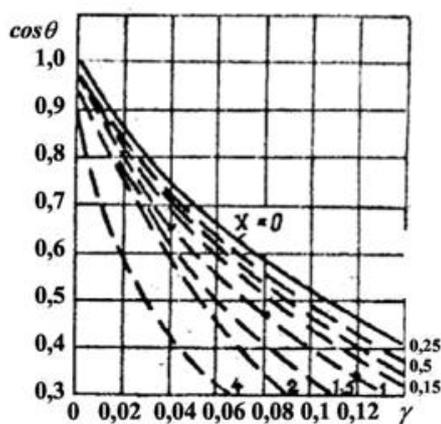


Рис.6.8

Коэффициент для расчета коэффициента пульсаций напряжения на нагрузке из рис.6.7 $H=800$. Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке

$$k'_i = \frac{H}{r \cdot f \cdot C}$$

Определяем емкость С

$$C = \frac{H}{r \cdot f \cdot k'_n} = \frac{800}{5,15 \cdot 400 \cdot 0,01} = 15 \text{ мкФ}$$

Постоянная составляющая напряжения равна напряжению на нагрузке

$$U_d = 400 \text{ В}$$

Амплитуда переменной составляющей напряжения

$$k'_n = \frac{\Delta U / 2}{U_d} \approx \frac{U_{1m}}{U_d}$$

$$U_n = k'_n \cdot U_d = 0,01 \cdot 400 = 4 \text{ В}$$

Частота переменной составляющей

$$f_1 = m_n \cdot f = 6 \cdot 400 = 2400 \text{ Гц}$$

Выбираем из справочника [6] оксидно-электролитический алюминиевый конденсатор К50-7, предназначенный для работы в цепях постоянного и пульсирующего напряжений, а также в импульсных режимах.

Параметры конденсатора: номинальная емкость: $C = 20 \text{ мкФ}$

номинальное напряжение : $U_{с ном} = 450 \text{ В}$

6.6. Расчет потерь мощности в вентилях

Потери мощности на одном вентиле

$$P_{v1} = U_0 I_{всп} + R_{дин} I_v^2 = 0,8 \cdot 0,5 + 0,25 \cdot 1,4^2 = 0,8 \text{ Вт}$$

Потери мощности на вентилях всех фаз

$$P_v = m_2 P_{v1} = 4,8 \text{ Вт.}$$

6.7. Внешняя характеристика выпрямителя

Внешнюю характеристику выпрямителя с емкостным фильтром можно построить по рис.6.8 .

Выбираем кривую, соответствующую рассчитанному параметру x . Задавшись несколькими значениями угла отсечки ($\theta < \pi/m_2$), находим величины $\cos \theta$ и γ .

$$\gamma = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi}$$

Точки нагрузочной характеристики $U_d = f(I_d)$ получаются пересчетом

$$U_d = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \theta \quad I_d = \frac{m \cdot \sqrt{2} \cdot U_2}{r} \cdot \gamma$$

Тогда по оси абсцисс будет отложен выходной ток выпрямителя $-I_d [A]$, а по оси ординат $U_d [B]$. Полученная кривая будет являться внешней (нагрузочной) характеристикой выпрямителя с емкостным фильтром при:

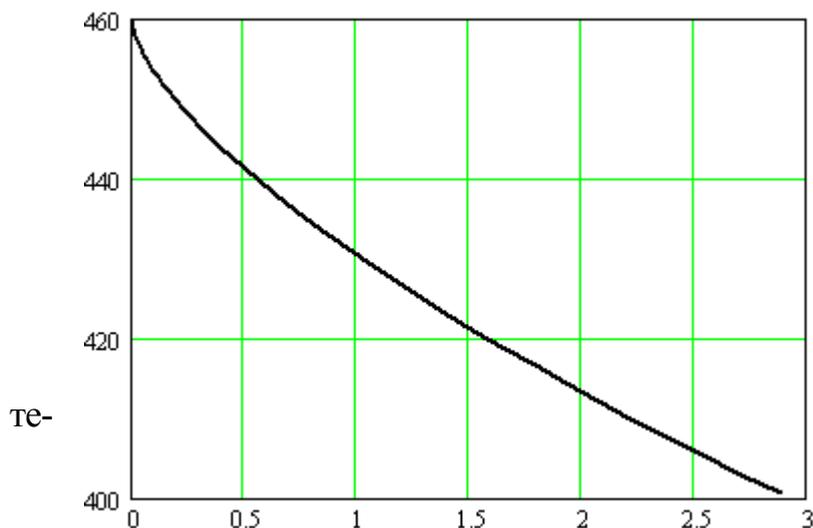


Рис. 6.9. Внешняя характеристика выпрямителя с емкостным фильтром.

6.8. Расчет КПД

Потери в трансформаторе, фильтре:

$$\Delta P_{mp} = (P_{xx} + P_{кз}) \cdot m2 = (10,02) \cdot 6 = 60,12 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_{\phi} = I_d^2 \cdot r = 3^2 \cdot 13,3 = 119,7 \text{ Вт}$$

КПД выпрямителя

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_{mp} + \Delta P_v + \Delta P_{\phi}} \cdot 100\% = \frac{1200}{1200 + 60,12 + 7,2 + 119,7} \cdot 100\% = 86,5 \%$$

Коэффициент мощности

$$K_M = \frac{P_d + \Delta P_{mp} + \Delta P_v + \Delta P_{\phi}}{m2 \cdot U1 \cdot \sqrt{3} \cdot I1} = \frac{1200 + 60,12 + 7,2 + 119,7}{3 \cdot 115 \cdot \sqrt{3} \cdot 3,18} = 0,73$$

Определение типа, используемой модели

Подставим в условие $r \omega C > 1$ следующие значения:

$r = 13,3 \text{ Ом}; \omega = m2\pi f = 15072; C = 20\text{мкФ},$ тогда:

$$13,3 \cdot 15072 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 4 > 1.$$

Условие выполняется, значит, рассматриваемая модель выпрямителя соответствует области существования первой модели. Допустимая погрешность отображения меньше 5 %.

7. ПРИМЕР РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Исходные данные к расчету:

Схема – трехфазная нулевая при соединении первичных обмоток треугольником с индуктивным фильтром.

Среднее значение выпрямленного напряжения: $U_d = 60\text{В}$

Среднее значение выпрямленного тока: $I_d = 100\text{А}$

Напряжение сети: $U_1 = 115\text{В}$

Частота сети: 50Гц .

Коэффициент пульсаций: 0.01 .

7.1. Выпрямленное напряжение

Падение выпрямленного напряжения на активных сопротивлениях

$$\Delta U_r = I_d \cdot (r_{mp} + r_{дин} + r_{\phi}) = 100 \cdot (0,025 + 0,004 + 0,132) = 100 \cdot 0,058 = 5,8\text{В}$$

Угол коммутации определяемый активными сопротивлениями фазы трансформатора

$$\gamma_r := 2 \cdot \arcsin \left(\frac{I_d \cdot r}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \left(\frac{\pi}{m} \right)} \right) \left(\frac{180}{\pi} \right) \quad \gamma_r = 2.047$$

Падение напряжения от коммутации при учете индуктивности рассеивания

$$\Delta U_x = \frac{I_d \cdot X_s}{\lambda} = \frac{I_d \cdot X_s m_2}{2\pi} = \frac{100 \cdot 0,00672 \cdot 3}{2\pi} = 0.318\text{В}$$

Величину угла перекрытия фаз (угла коммутации) найдем из выражения

$$\gamma_x = \arccos \left(1 - \frac{2\Delta U_x}{U_{d0x}} \right) = \arccos \left(1 - \frac{2 \cdot 0,318}{66,383} \right) = 7,937^\circ$$

$$U_d = U_2 m \frac{m_2}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{m} \right) - I_d \left(r + \frac{X_s m}{2\pi} + r_{дин} + R_{dr} \right) - E_0$$

$$U_d = 61,3\text{В}$$

Перерасчета можно не делать.

Расчет потерь мощности в вентилях

Для расчета потерь мощности в вентилях находим (приложение 2) действующее значение тока вентиля

$$\frac{I_B}{I_d} = 0,45 \Rightarrow I_B = 0,45 \cdot 100 = 45\text{А}$$

Среднее значение тока вентиля

$$\frac{I_{Bcc}}{I_d} = \frac{I_{B\approx}}{I_d} = 0,333, \Rightarrow I_{Bcc} = 0,333 \cdot I_d = 0,333 \cdot 100 = 33,3 \text{ А}$$

Потери мощности на одном вентиле

$$\Delta P_{B1} = \Delta U_O \cdot I_{Bcp} + r_{дин} \cdot I_B^2 = 0,86 \cdot 33,3 + 0,004 \cdot (45)^2 = 28,7 + 8,1 = 36,8 \text{ Вт}$$

Потери мощности на вентилях всех фаз

$$\Delta P_B = \Delta P_{B1} \cdot m_2 = 3 \cdot 36,8 = 110,4 \text{ Вт}$$

Расчет падений выпрямленного напряжения

7.2. Выбор вентиля

Среднее значение тока через вентиль, согласно приложению 2

$$\frac{I_{Bcc}}{I_d} = 0,333; \text{ откуда}$$

$$I_{Bcc} = 0,333 \cdot I_d = 33,3 \text{ А}$$

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к вентилю

$$\frac{U_{мооб}}{U_d} = 2,3, \text{ откуда}$$

$$U_{мооб} = 2,3 \cdot U_d = 2,3 \cdot 100 = 230 \text{ В}$$

Выбираем предварительно [10] вентиль типа В50-3, который имеет следующие предельно допустимые параметры:

Повторяющееся импульсное обратное напряжение

$$U_{обр\ m\ доб} = 300 \text{ В}$$

Максимально допустимый средний прямой ток

$$I_{B\text{ ср доп}} = 50 \text{ А}$$

Вольтамперная характеристика диода [10] представлена на рис.3.

Аппроксимируем ВАХ линейной функцией

$$\Delta U = \Delta U_0 + r_{дин} \cdot i$$

где

$$r_{дин} = \frac{\Delta U_{\max} - \Delta U_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}} = \frac{\Delta U_{\max} - \Delta U_{\min}}{1,5\pi I_{CP\ доп} - 0,5\pi I_{CP\ дин}} = \frac{1,5 - 0,9}{236 - 79} = \frac{0,6}{157} = 0,004 \text{ Ом}$$

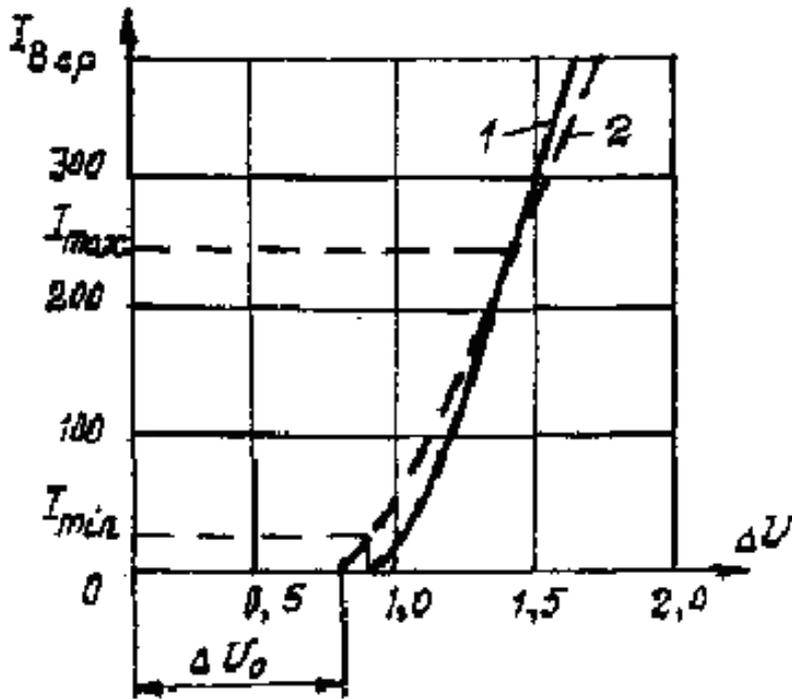


Рис. 3. 1 – при температуре 25С, 2 – при $t=T_{max}$

Аппроксимирующее выражение примет вид

$$\Delta U = 0,86 + 0,004 \cdot i$$

Первый, предварительный этап расчета

На этом этапе задаемся потерями напряжения на уровне (0.05-0.10)Ud

Действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора на холостом ходу

Выпрямленное напряжение холостого хода найдем из выражения

$$U_{d0} = U_{dном} + \Delta U_r + \Delta U_x + \Delta U_o$$

$$U_{d0} = (1.05 - 1.10)Ud + Id * Rdr = 66В$$

После предварительного этапа расчета принимаем $U_{d0}=70В$

из приложения 2

$$\frac{U_2}{U_{d0}} = 0,86$$

$$U_2 = 0,86 \cdot U_{d0} = 0,86 \cdot 66 = 57В \text{ } 60В$$

Уточненный коэффициент трансформации для полуобмотки

$$K_{TP} = \frac{U_{1л}}{U_2} = \frac{200}{57} = 3.53.3$$

Действующее значение тока вторичных обмоток -приложение2.

$$\frac{I_2}{I_D} = 0,58, \Rightarrow I_2 = 0,58 \cdot I_d = 0,58 \cdot 100 = 58А$$

Действующее значение тока первичных обмоток

$$\frac{I_1 n}{I_d} = 0,47 \Rightarrow I_1 = \frac{0,47 \cdot I_d}{n} = \frac{47}{3,5} = 13,5 \text{ A } 14,35 \text{ A}$$

Габаритная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot 200 \cdot 13,5 = 8910 \text{ VA } 8572$$

Габаритная мощность вторичных обмоток трансформатора

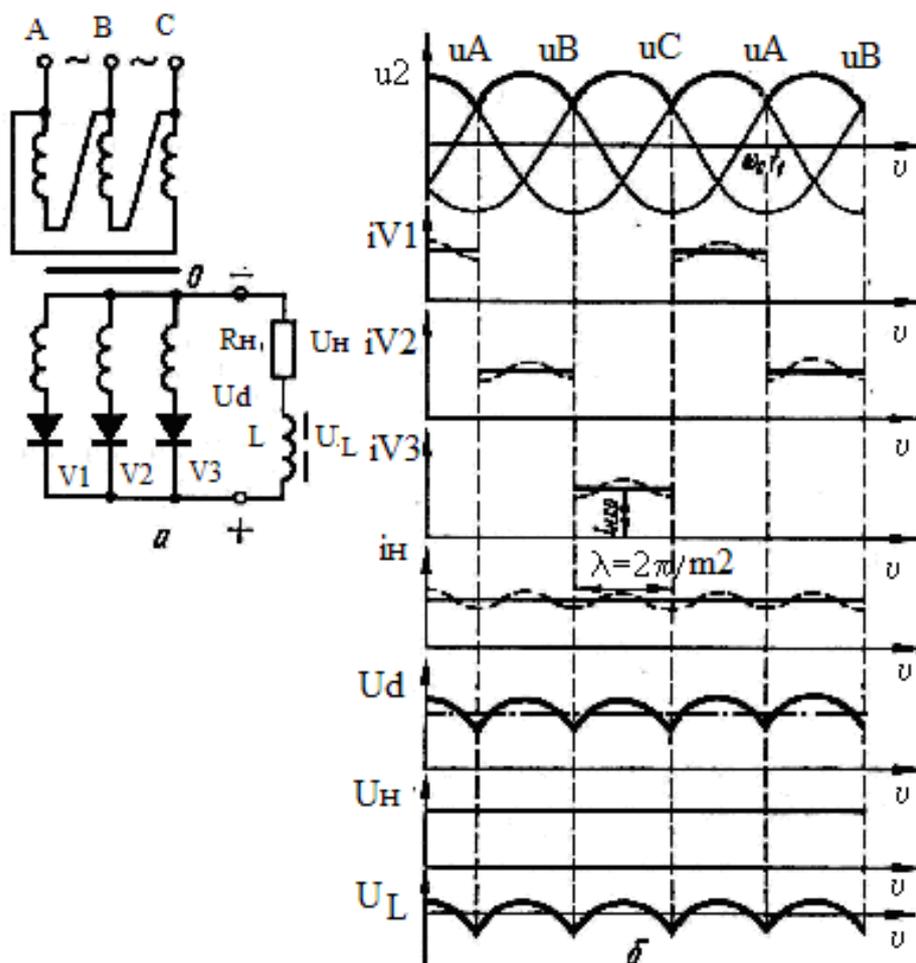
$$S_2 = m_2 \cdot U_2 \cdot I_2 = 3 \cdot 60 \cdot 58 = 9876 \text{ VA } 10470$$

Габаритная мощность трансформатора

$$S_{TP} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{8910 + 9876}{2} = 8979 \text{ Bm } 9523$$

Полученные величины близки к взятым ориентировочно

$$S_{TP} = 8910 \text{ VA } 9450,$$



7.3. Расчет фильтра

Для расчета индуктивности дросселя фильтра известно (из прил.2), что в реальной схеме коэффициент пульсаций на входе фильтра $K_{\Pi}=0,25$.

По заданию нужно получить, коэффициент пульсаций на нагрузке $K'_{\Pi}=0,01$, откуда необходимый коэффициент сглаживания

$$K_{сгл} = \frac{K_{\Pi}}{K'_{\Pi}} = \frac{0,25}{0,01} = 25$$

Для L- фильтра [6]

$$L \geq \frac{K_{СГЛ} \cdot r_d}{m_n \cdot \omega_c} = \frac{25 \cdot 0,6}{3 \cdot 8 \cdot 314} \cong 2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$$

Действующее эффективное значение тока протекающего по обмотке дросселя

$$I_{LЭЭ} = \sqrt{I_d^2 + I_{\sim}^2},$$

где I_d - среднее значение выпрямленного тока;

I_{\sim} - действующее значение переменной составляющей тока нагрузки;

Вспомним, что коэффициент пульсаций на нагрузке

$$K_{\Pi}' = \frac{U_{m\sim}'}{U_d'} = \frac{I_{m\sim}' \cdot r_d}{I_d' \cdot r_d} = \frac{I_{m\sim}'}{I_d'} = \frac{I_{\sim}' \cdot \sqrt{2}}{I_d'}, \text{ откуда получаем}$$

$$I_{\sim}' = \frac{I_d \cdot K_{\Pi}'}{\sqrt{2}} = \frac{100 \cdot 0,01}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7 \text{ А}$$

Таким образом

$$I_{LЭЭ} = \sqrt{100^2 + 0,7^2} \approx 100 \text{ А}$$

Теперь, по известным L, U, ПЭФ необходимо подобрать по приложениям 3 и 9 - стандартный дроссель, у которого

$$L_{НОМ} \geq L; \quad I_{НОМ} \geq I_{LЭЭ} \quad R_{др}=0.012$$

или выполнить дроссель из последовательно и параллельно соединенных стандартных дросселей.

Выбираем дроссели Д268:0.0006Гн, 25А, 0.0048Ом, 110*4=56 шт. четыре параллельно соединенных ветви из 14 последовательно соединенных дросселей. Общая индуктивность 0.021Гн СС допустимым значением тока 100А, сопротивлением 0.0168 Ом.

7.4. Расчет КПД

Коэффициент полезного действия выпрямителя найдем по выражению

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_{TP} + \Delta P_B + \Delta P_{\Phi}},$$

где $\Delta P_{TP} \cong (P_{ХХ} + P_{КЗ}) \cdot m_2 \cdot 2$

$\Delta P_{TP} \cong (58 + 68) \cdot 3 = 384 \text{ Вт}$ Вт - потери в трансформаторе;

$\Delta P_B = 110 \text{ Вт}$ Вт - потери в вентилях;

$\Delta P_{\Phi} = I_d^2 \cdot r_{\Phi} = (100)^2 \cdot 0,012 = 120 \text{ Вт}$, откуда

$$\eta = \frac{6000}{6000 + 384 + 110 + 120} = 0,91$$

8. МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ В LT SPICE. СВИЧ КАД

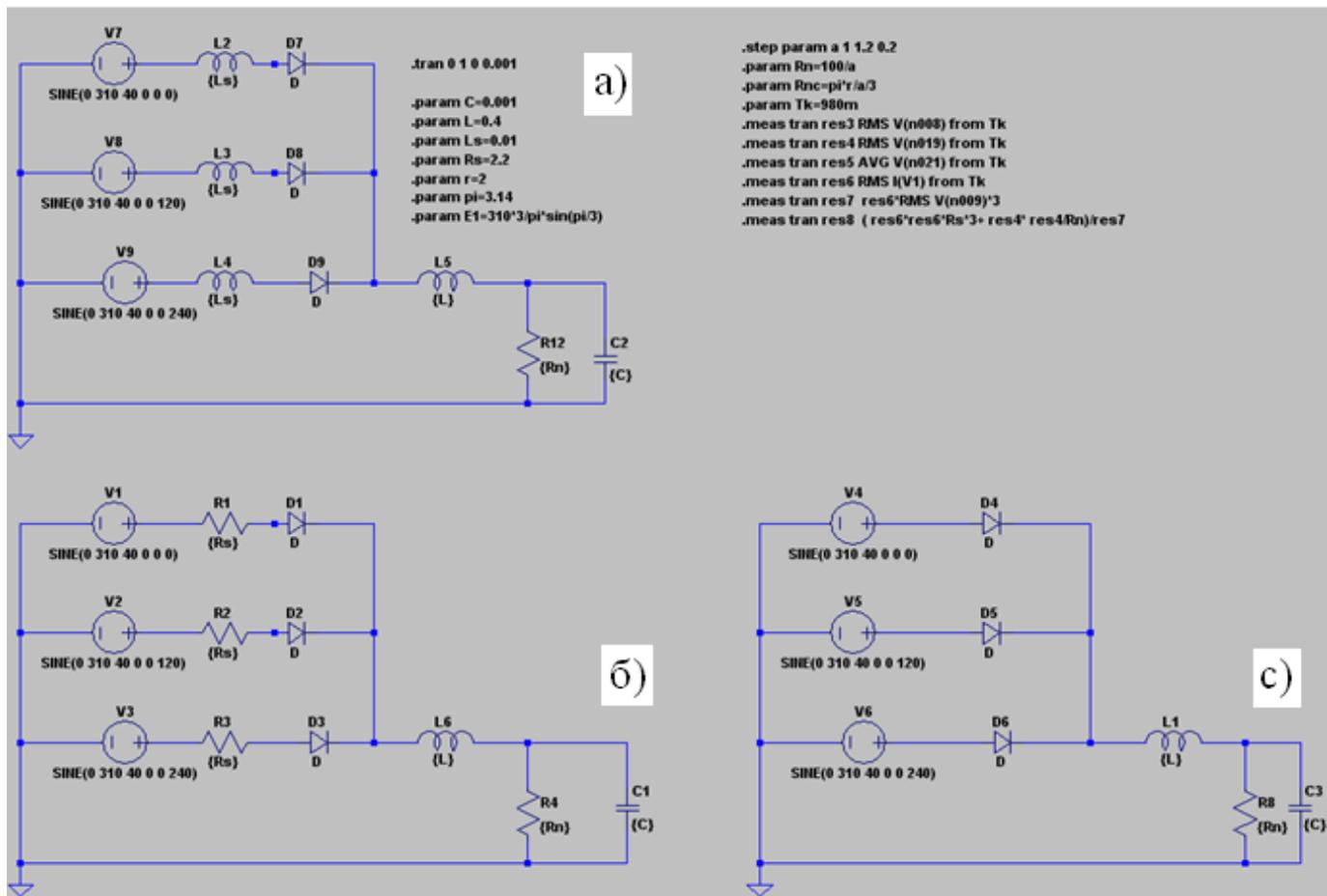


Рис.8.1 Трехфазная схема выпрямителя с LC фильтром с учетом индуктивности рассеивания -а, активного сопротивления потерь –б, идеального –с.

В эквивалентной схеме выпрямителя трансформатор не отображается, иначе существенно увеличивается степень дифференциальных уравнений, описывающих схему выпрямителя и время на расчет.

Директивы

.step param a 1 1.2 0.2	Параметр а изменяется от 1 до 1.2 через 0.2
.param Rn=100/a	Сопротивление нагрузки
.param Tk=980m	Задается момент отсчета
.meas tran res3 RMS V(n008) from Tk	RMS -действ. значение определяется за последний период от Tk до Stop Time
.meas tran res4 RMS V(n019) from Tk	
.meas tran res5 AVG V(n021) from Tk	AVG -среднее значение
.meas tran res6 RMS I(V1) from Tk	Ток от источника V1
.meas tran res7 res6*RMS V(n009)*3	Полная мощность ????
.meas tran res8 (res6*res6*Rs*3+res4*res4/Rn)/res7	Коэффициент мощности

Результаты расчета в View/Spice Error Log

Литература

Валентин Володин. Краткое руководство по симулятору LTspice.

valvolodin@narod.ru

Калинин М.П. Полупроводниковые ключи в ЭС.pdf.

<http://ie.tusur.ru/docs/svd/ppk.rar>

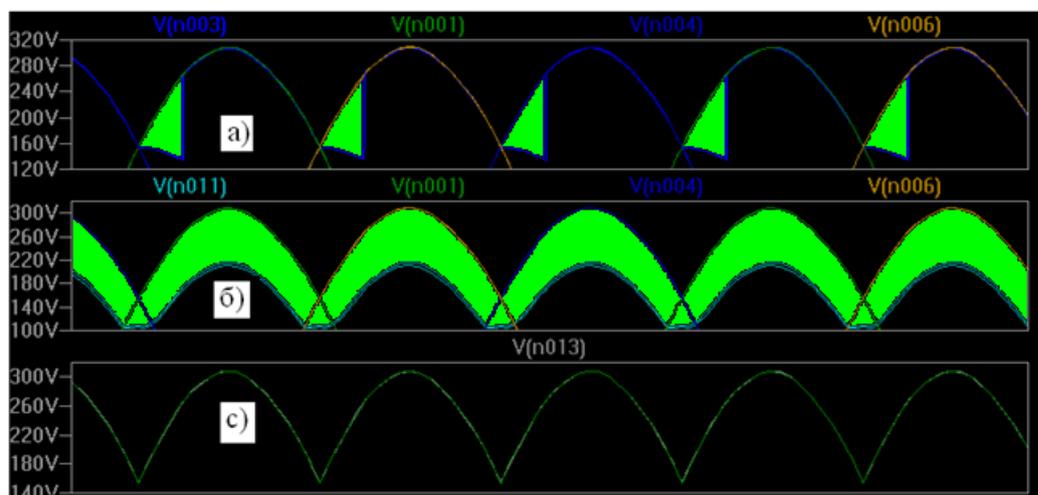


Рис.8.2 Выходное напряжение выпрямителя –ud с учетом: индуктивности рассеивания –а, активного сопротивления потерь –б, идеального –с. Зеленым выделено потери напряжения.

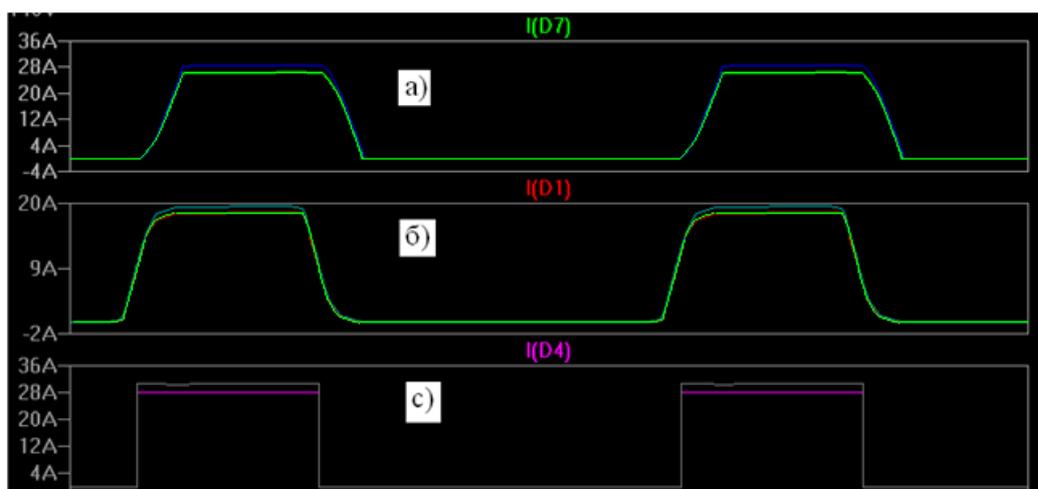


Рис.8.3 Ток в диодах с учетом: индуктивности рассеивания –а, активного сопротивления потерь –б, идеального –с.

Фронты: по косинусоиде –а, линейные –б, мгновенное переключение –с.

Угол коммутации относительно ТЕК: со смещением –а, симметричный –б, нулевой –с.

ТЕК –точки естественной коммутации.

Выпрямитель с LC фильтром на рабочем участке нагрузочной характеристики имеет индуктивный характер нагрузки. До критического значения тока нагрузки напряжение линейно увеличивается с уменьшением тока нагрузки. При меньшем значении тока нагрузки: характер нагрузки изменяется на емкостной. Напряжение в этом случае нелинейно растет до амплитудного значения входного напряжения фильтра.

Критическое значение тока нагрузки:

$$Id_{кр} = \frac{U_{1m}}{w_n Ld} = \frac{2}{m_n^2 - 1} \frac{Ud}{w_n Ld} = \frac{Ud}{Rd_{кр}} \Rightarrow Ld = \frac{2}{m_n^2 - 1} \frac{Rd_{кр}}{w_n}$$

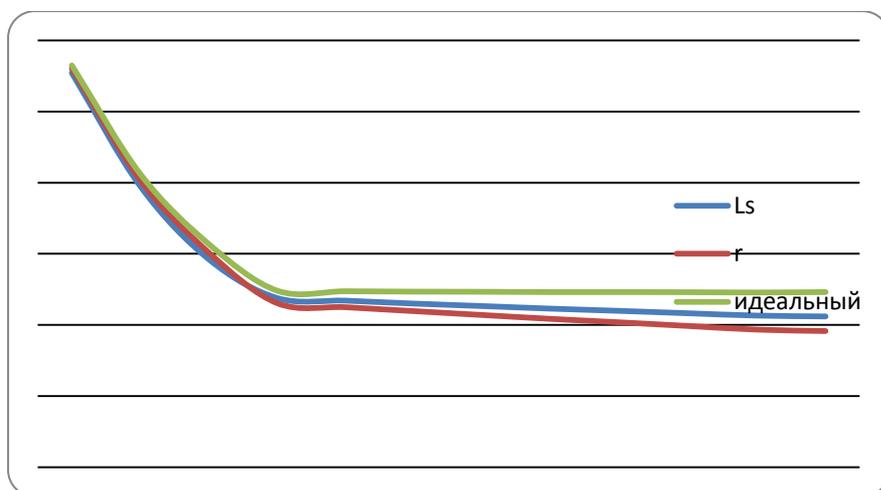


Рис.8.4 Нагрузочная характеристика

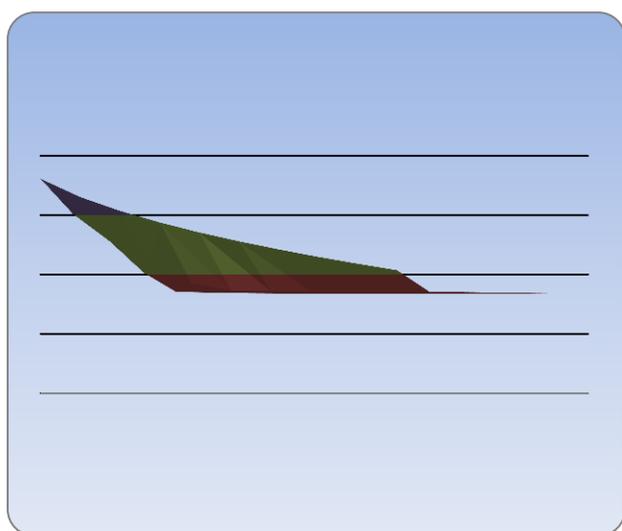


Рис.8.5 Нагрузочная характеристика

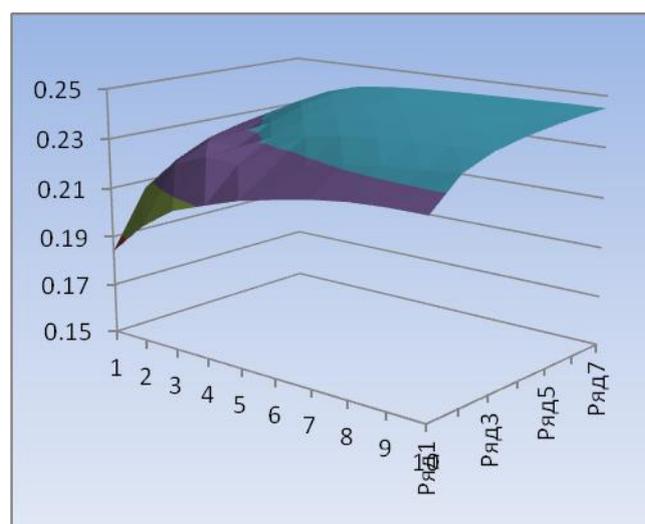


Рис.8.6 Коэффициент мощно-

сти

Из диаграммы рис. 8.5 и 8.6 хорошо видно области с индуктивным характером нагрузки (плоская часть) и емкостным. С уменьшением тока нагрузки, при емкостной реакции резко увеличивается напряжение и уменьшается коэффициент мощности.

Диаграммы рис. 8.5 и 8.6 построены в Excel. Данные к построению взяты в View/Spice Error Log. Время для их получения достаточно велико (десятки минут). То же самое в маткаде получено быстрее на порядок с выводом в графическом виде – рис.8.7, но при этом существенно труднее написать и отладить программу расчета.

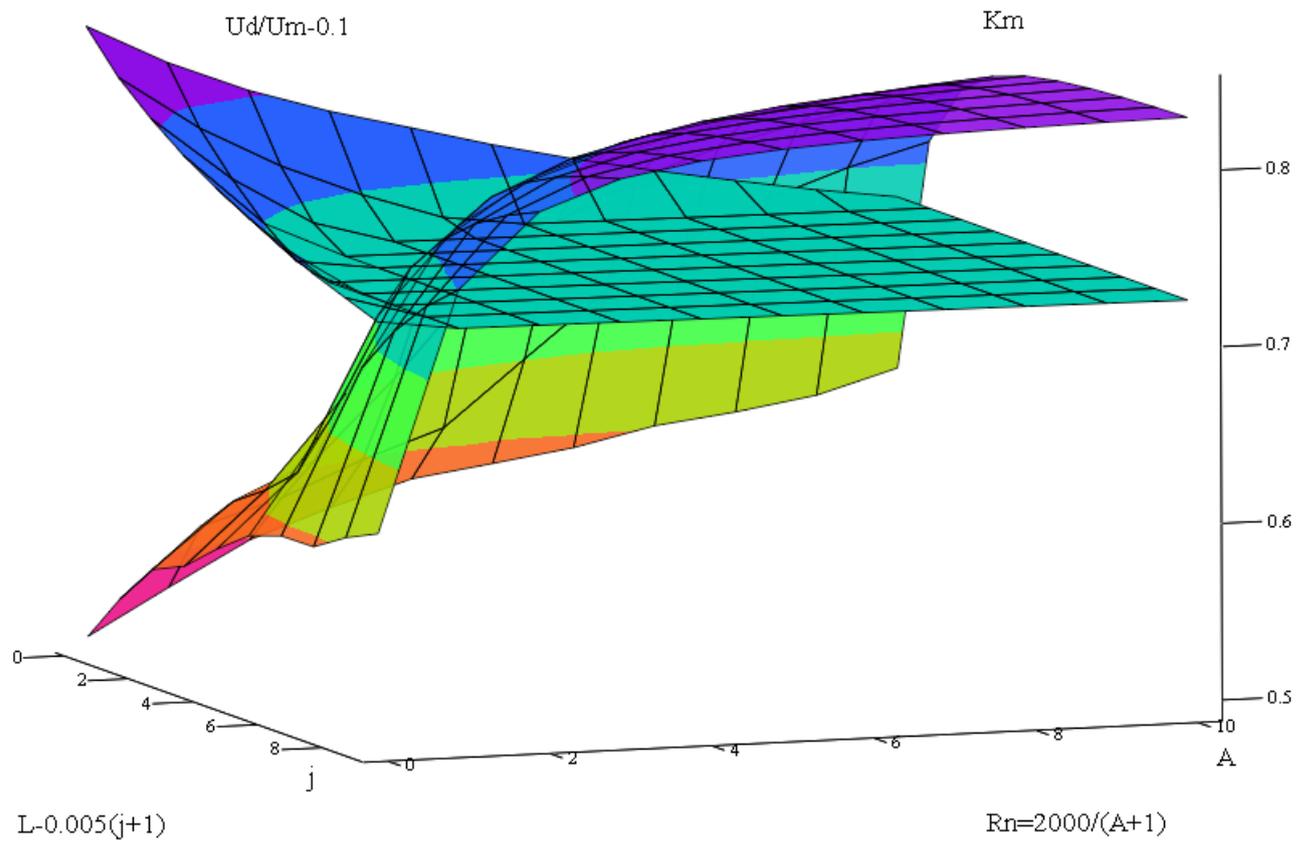


Рис.8.7

9. РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

9.1. Обрусник В.П., Шадрин Г.А. Стабилизированные источники питания радиоэлектронных устройств. –Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2011.-280с.

10. СПИСОК ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

10.1. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.: Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.; ил.

10.2. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г., Недошивин Р.П. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.; ил.

10.3. Сидоров И.Н., Мукосеев В.В., Христинин А.А. Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник. – М.: Радио и связь, 1985. – 416 с.

10.4. Справочник по электрическим конденсаторам/ М.Н. Дьяконов, В.И. Коробанов, В.И. Присняков и др.; Под общ ред. И.И. Четвертокова и В.Ф. Смирнова. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.

10.5. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды: Справочник/ Б.А. Бородин, В.М. Ломакин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985.

10.6. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммуникационные устройства РЭА: Справочник/ Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренок. – Минск, Беларусь, 1994. – 591 с.; ил.

10.7. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник/ В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский и др.; Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. –656 с.: илл.

10.8. Справочные данные по элементной базе преобразовательной техники. На компакт-диске с программным обеспечением в разделе ОПТ.

10.9. Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». 4-е изд., перераб. и доп.-М.: Высш.шк., 1991.-272 с.:ил.

10.10. К.М. Акулич, С.С. Лехан, А.Г. Зубакин. Аварийный режим выпрямителя с емкостной нагрузкой. XIII Всероссийская конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и образование», (20—24 апреля 2009г.): материалы конференции: в 6 т. –Том I: Естественные и точные науки; ГОУ ВПО «Томский государственный педагогический университет». –Томск: Издательство ТГПУ, 2009. -412 с.

10.11. Иноземцев В.А., Кондаков Н.Н., Овчаренко А.А. Уточненный расчет выпрямителя с емкостной нагрузкой. XVI Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука и образование», посвященная 110-летию ТГПУ(23—27 апреля 2012г.): материалы конференции: в 5т. –Том III: Естественные и точные науки; ФГБОУ ВПО «Томский государственный педагогический университет». –Томск: Издательство ТГПУ, 2012. -416 с.

10.12. Семенов В.Д. Преобразовательная техника: Руководство к организации самостоятельной работы. – Томск: Томский центр дистанционного образования, 2006. – 97 с.

10.13. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник/ В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский и др.; Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. –656 с.: илл.

10.14. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник / А.В. Боноков, А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – 3-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 744 с.: илл.

10.15. **Технические характеристики силовых низкочастотных диодов В50.** <http://www.eandc.ru/catalog/detail.php?ID=4717>

10.16. Зубакин А.Г. Расчет управляемого выпрямителя в режиме стабилизации выходного напряжения.: Руководство к организации самостоятельной работы.– Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2010.-24с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1.

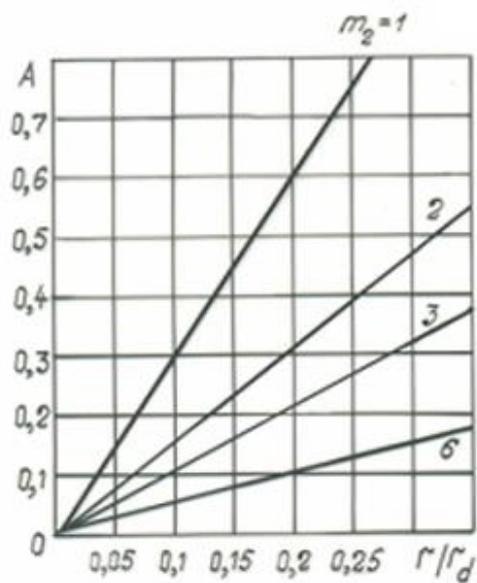
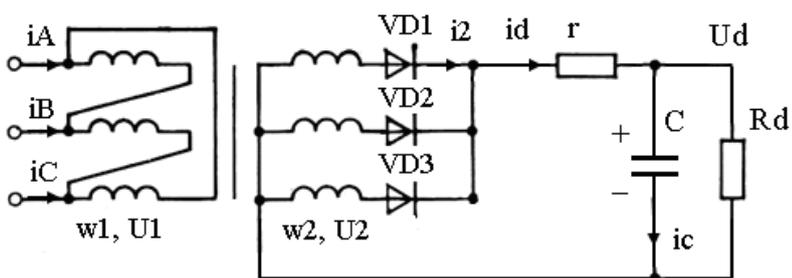
Таблица 1. Расчетные соотношения для многофазного идеального выпрямителя при активной нагрузке.

m2	Нулевые схемы выпрямления					Мостовые	
	1	2	3	4	6	Гр еца	Лари- онова
U2/Ud	2,22	1,11	0,86	0,79	0,74	1,11	0,43
I2/Id	1,57	0,79	0,59	0,50	0,41	1,11	0,83
I2cp/Id	1,00	0,50	0,33	0,25	0,17	0,50	0,33
I2/I2cp	1,57	1,57	1,76	2,01	2,45	0,00	0,00
I1*n/Id	1,21	1,11	0,48	0,71	0,58	1,11	0,83
P2/Pd	3,49	1,74	1,51	1,58	1,82	1,23	1,06
P1/Pd	2,69	1,23	1,24	1,23	1,28	1,23	1,06
Pr/Pd	3,09	1,49	1,37	1,41	1,55	1,23	1,06
Uмобр/Ud	3,14	3,14	2,09	2,22	2,09	1,57	1,05
Iv/I2	1,11	1,11	0,77	0,64	0,51	0,79	0,54
Iv/Id	1,74	0,87	0,45	0,32	0,21	0,87	0,45
Imv/Id	3,14	1,57	1,21	1,11	1,05	1,57	1,21
Ivcp/Id	1,00	0,50	0,33	0,25	0,17	0,50	0,33
mπ	1,00	2,00	3,00	4,00	6,00	2,00	6,00
Kπ	1,57	0,67	0,25	0,13	0,06	0,67	0,06

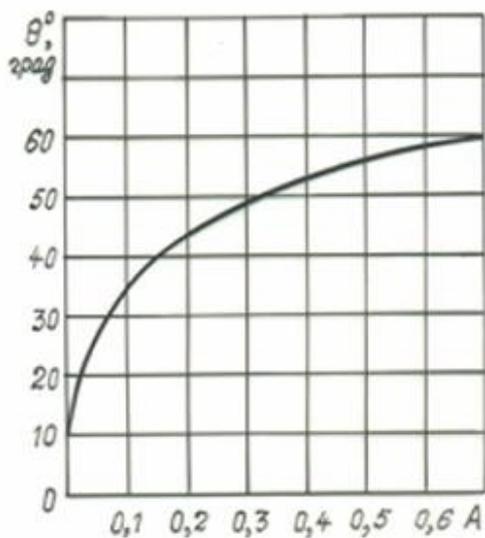
Таблица 2. Расчетные соотношения для многофазного идеального выпрямителя при активно -индуктивной нагрузке.

m2	Нулевые схемы выпрямления					Мостовые	
	1	2	3	4	6	Гр еца	Ларионова
U2/Ud	2,22	1,11	0,86	0,79	0,74	1,11	0,43
I2/Id	1,57	0,71	0,58	0,50	0,41	1,00	0,82
I2cp/Id	1,00	0,50	0,33	0,25	0,17	0,50	0,33
I2/I2cp	1,57	1,41	1,73	2,00	2,45	0,00	0,00
I1*n/Id	1,21	1,00	0,47	0,71	0,58	1,00	0,82
P2/Pd	3,49	1,57	1,48	1,57	1,81	1,11	1,05
P1/Pd	2,69	1,11	1,21	1,11	1,28	1,11	1,05
Pr/Pd	3,09	1,34	1,35	1,34	1,55	1,11	1,05
Uмобр/Ud	3,14	3,14	2,09	2,22	2,09	1,57	1,05
Iv/I2	1,11	1,11	0,77	0,64	0,51	0,79	0,54
Iv/Id	1,74	0,79	0,44	0,32	0,21	0,79	0,44
Imv/Id	1	1	1	1	1	1	1
Ivcp/Id	1,00	0,50	0,33	0,25	0,17	0,50	0,33
mπ	1,00	2,00	3,00	4,00	6,00	2,00	6,00
Kπ	1,57	0,67	0,25	0,13	0,06	0,67	0,06

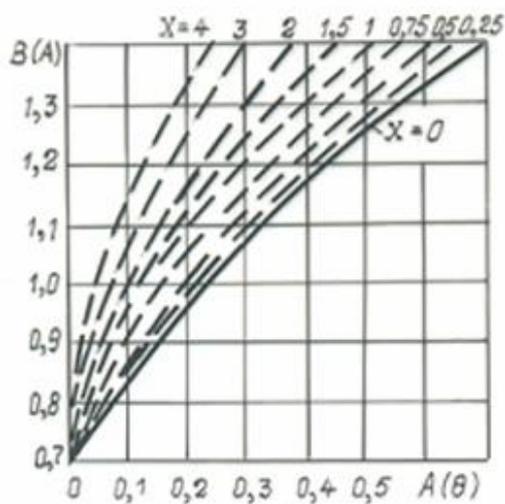
Расчет многофазного выпрямителя по схеме с нулем вторичной обмотки при емкостной нагрузке



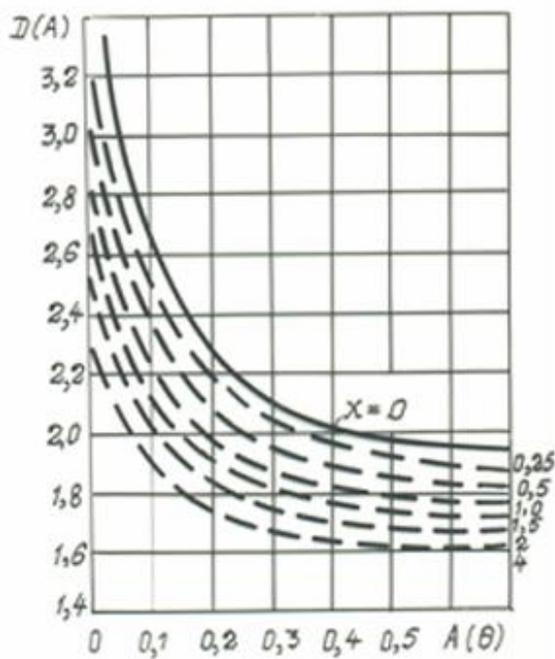
$$A = \frac{\pi r}{m r_d}$$



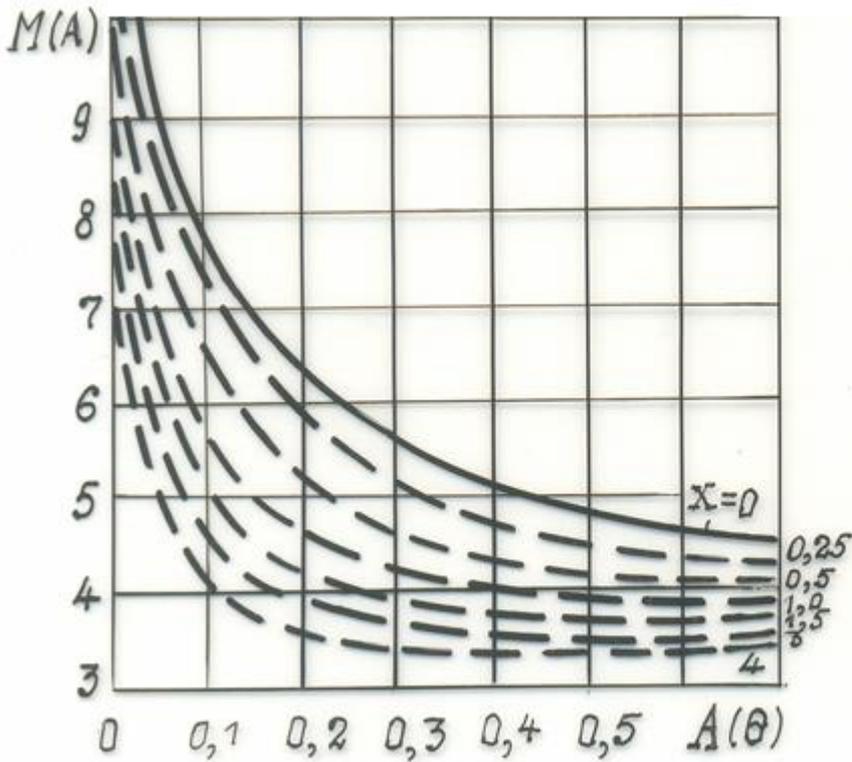
$$A(\theta) = \text{tg } \theta - \theta$$



$$B(A) = \frac{U_2}{U_d}$$

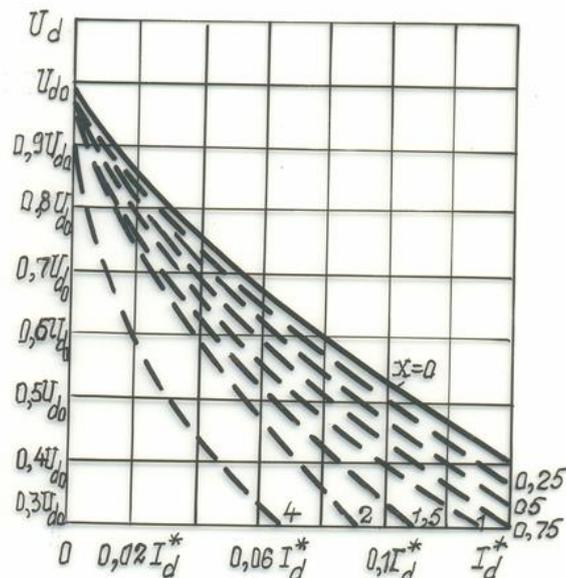
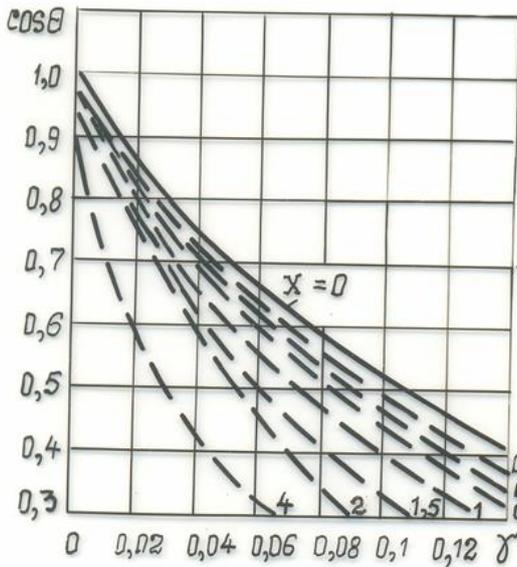


$$D(A) = \frac{m I_2}{I_d}$$



$$M = \frac{m_2 I_{Bm}}{I_d}$$

Построение нагрузочной характеристики



$$\gamma = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi}$$

$$I_d = \frac{m_2 U_2 \sqrt{2}}{r} \cdot \gamma = I_d^* \cdot \gamma;$$

$$U_d = U_2 \sqrt{2} \cos \theta$$

$$I_d^* = \frac{m_2 U_2 \sqrt{2}}{r}$$

θ	0	$\pi/18$	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$
$\cos \theta$	1	0,984	0,866	0,707	0,5	0
$(\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi$	0	0,00056	0,0148	0,0483	0,128	0,318

ПРИЛОЖЕНИЕ 2.

Программа 1 к расчету выпрямителя с емкостной нагрузкой

Исходные данные

$$U_d := 400 \quad I_d := 3 \quad U_1 := 115 \cdot \sqrt{3} \quad f := 400 \quad k_{p1} := 0.01 \quad m := 6$$

Расчет трансформатора

$$P_d := U_d \cdot I_d \quad P_d = 1.2 \times 10^3 \quad S_g := 1.55 \cdot P_d \quad S_g = 1.86 \times 10^3$$

$$S_{gf} := \frac{S_g}{m} \quad R_d := \frac{U_d}{I_d} \quad I_1 := \frac{S_{gf}}{U_1}$$

$$S_{gf} = 310 \quad R_d = 133.333 \quad I_1 = 1.556$$

Опыт XX

$$P_{xx} := 0.144 \cdot \frac{S_{gf}}{\sqrt{\sqrt{S_{gf}}}} \quad P_{xx} = 10.639 \quad I_{xx} := 0.2813 \cdot \frac{I_1}{\sqrt{\sqrt{S_{gf}}}} \quad I_{xx} = 0.104$$

$$S_{xx} := U_1 \cdot I_{xx} \quad r_0 := \frac{P_{xx}}{I_{xx}^2} \quad F_{xx} := \arccos\left(\frac{P_{xx}}{S_{xx}}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad X_0 := r_0 \cdot \tan\left(\arccos\left(\frac{P_{xx}}{S_{xx}}\right)\right)$$
$$S_{xx} = 20.782 \quad r_0 = 977.279 \quad F_{xx} = 59.209 \quad X_0 = 1.64 \times 10^3$$

Опыт КЗ

$$P_{kz} := 0.169 \cdot \frac{S_{gf}}{\sqrt{\sqrt{S_{gf}}}} \quad P_{kz} = 12.486 \quad U_{kz} := 0.0107 \cdot U_1 \cdot \sqrt{\sqrt{S_{gf}}} \quad U_{kz} = 8.943$$

$$S_{kz} := U_{kz} \cdot I_1 \quad r := \frac{P_{kz}}{I_1^2} \quad F_{kz} := \arccos\left(\frac{P_{kz}}{S_{kz}}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad X_s := r \cdot \tan\left(\arccos\left(\frac{P_{kz}}{S_{kz}}\right)\right)$$

$$S_{kz} = 13.918 \quad r = 5.155 \quad F_{kz} = 26.226 \quad X_s = 2.539$$

Расчет выпрямителя

$$U_2 := 0.74 \cdot U_d \quad K_{tr} := \frac{U_1 \cdot 1}{U_2}$$

$$U_2 = 296$$

$$K_{tr} = 0.673$$

$$U_2 := 330$$

$$K_{tr} := \frac{U_1 \cdot 1}{U_2} \quad r_2 := \frac{r}{K_{tr}^2} \quad A := \pi \cdot \frac{r_2}{m \cdot R_d} \quad x_2 := \frac{X_s}{K_{tr}^2} \quad x := \frac{x_2}{r_2}$$

$$K_{tr} = 0.604 \quad r_2 = 14.149 \quad A = 0.056 \quad x = 0.493$$

$$A := 0.05 \quad B := 0.8 \quad U_d := \frac{U_2}{B} \quad U_d = 412.5$$

$$D := 2.8 \quad I_2 := D \cdot \frac{I_d}{m} \quad M := 8 \quad I_{vm} := M \cdot \frac{I_d}{m} \quad S_2 := m \cdot U_2 \cdot I_2$$

$$I_2 = 1.4 \quad I_{vm} = 4 \quad S_2 = 2.772 \times 10^3$$

$$I_1 := I_2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{K_{tr}} \quad I_1 = 3.28$$

$$S_1 := 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \quad S_2 := 3 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot \sqrt{2} \quad S_g := \frac{(S_1 + S_2)}{2} \quad \frac{S_g}{P_{d.1}} = 1.633$$

$$S_1 = 1.96 \times 10^3 \quad S_2 = 1.96 \times 10^3 \quad S_g = 1.96 \times 10^3$$

$$H := 800 \quad C := \frac{H}{f \cdot k_{p1} \cdot r_2} \quad C = 14.136$$

Определение типа, используемой модели

$$r_2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot m \cdot C \cdot 10^{-6} = 3.016 > 1$$

Условие выполняется, значит, рассматриваемая модель выпрямителя соответствует области существования первой модели. Допустимая погрешность отображения меньше 5 %.

Построение нагрузочной характеристики

$$i := 0 \dots J \quad Q_i := \frac{\pi}{J-6} \cdot i \quad U_{d_i} := U_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(Q_i)$$

$$I_{d_i} := \frac{m \cdot U_2 \cdot \sqrt{2} \cdot (\sin(Q_i) - Q_i \cdot \cos(Q_i))}{r_2 \cdot \pi}$$

