Лекции по курсу :

Силовые преобразователи в электроснабжении

Кафедра электроснабжения промышленных предприятий

Энергетический институт

Томского политехнического университета

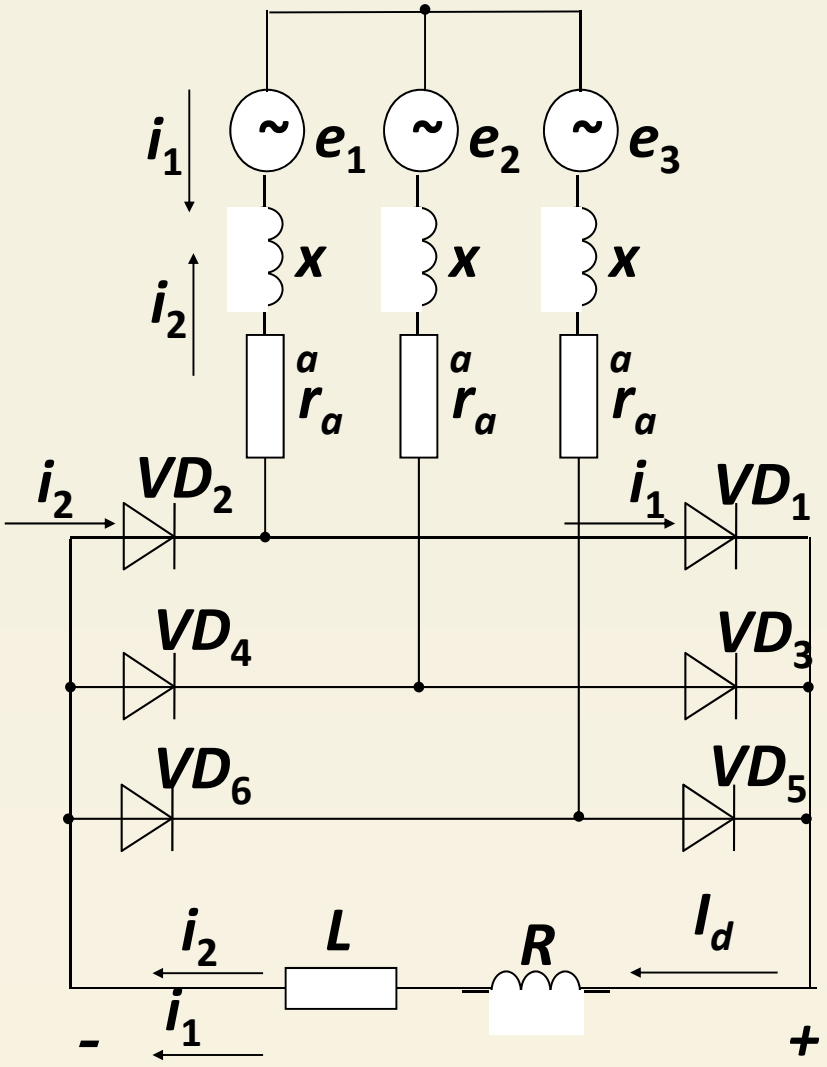
Составлено по следующим источникам:

1. Лукутин Б.В., Обухов С.Г. Силовые преобразователи в электроснабжении. Учебное пособие. – Томск, Изд. ТПУ, 2006.
2. Чебовский О.Г. и др. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. – Ленинград, Энергия, 1985.
3. Руденко В.И. и др. Основы преобразовательной техники. Учебник для ВУЗов, 2-е издание М.: Высш. шк., 1980 – 286 с.
4. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. Второе издание, стереотипное.-М.: ООО ИД «Альянс», 2008. -496 с., ил.

Тема Выпрямители

- ✓ Трехфазная мостовая схема выпрямления.
- ✓ Трехфазный управляемый мостовой преобразователь.
- ✓ Специальные схемы выпрямителей с уменьшенными пульсациями выпрямленного напряжения и улучшенным коэффициентом мощности.
- ✓Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики.

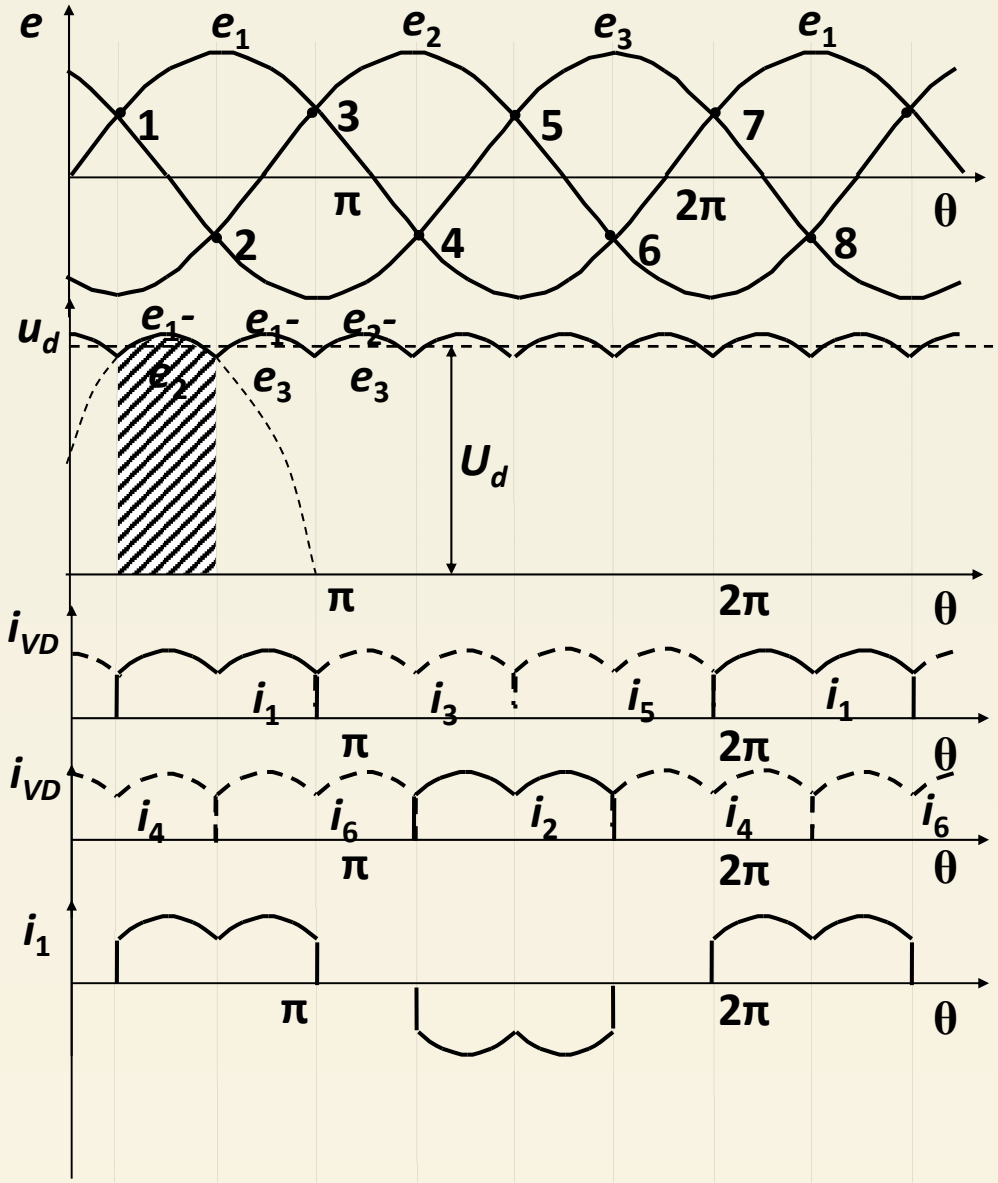
Трехфазная мостовая схема выпрямления



а

Трехфазный мостовой выпрямитель при активной нагрузке ($r_a = 0$, $L_a = 0$, $L = 0$, $r_{пр} = 0$): *а* – эквивалентная схема; *б* – диаграммы токов и напряжений

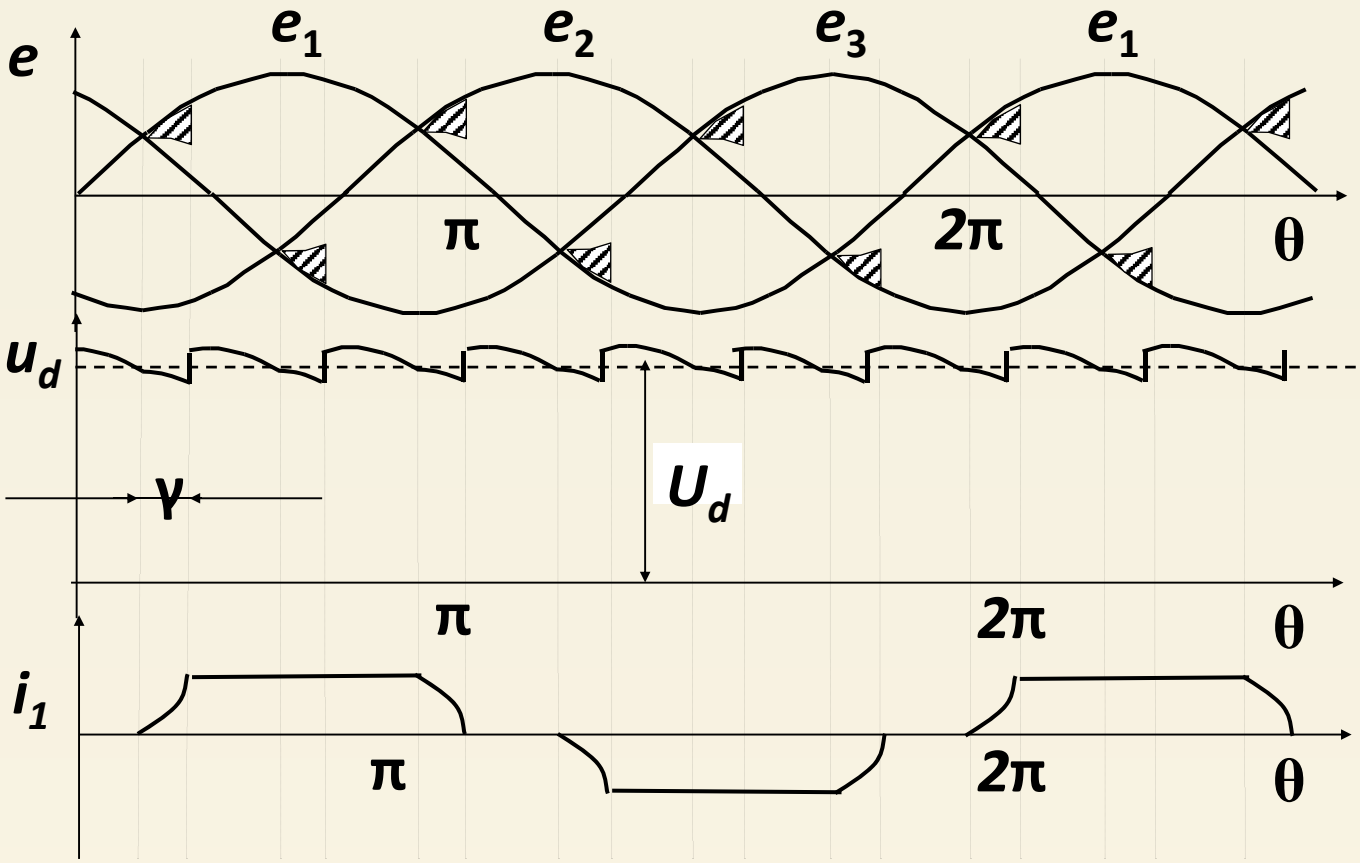
Трехфазная мостовая схема выпрямления



б

Трехфазный мостовой выпрямитель при активной нагрузке ($r_a = 0$, $L_a = 0$, $L = 0$, $r_{пр} = 0$): *а* – эквивалентная схема; *б* – диаграммы токов и напряжений

Эпюры токов и напряжений трехфазного мостового выпрямителя при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$



Основные параметры схем выпрямителей при активной нагрузке ($r_a = 0$, $L_a = 0$, $L = 0$, $r_{пр} = 0$)

Схема выпрямителя	Трансформатор			Вентили		
	k_I	k_U	$k_{ис}$	$\frac{U_{обр.max}}{U_d}$	$\frac{I_{ср}}{I_d}$	$\frac{I_m}{I_d}$
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	0,790	1,110	0,578	3,14	0,5	1,57
Однофазная мостовая	1,110	1,110	0,813	1,57	0,5	1,57
Трехфазная с нулевым выводом	0,583	0,855	0,676	2,09	0,33	1,21
Трехфазная мостовая	0,817	0,427	0,950	1,05	0,33	1,04

Трехфазный управляемый мостовой преобразователь

Рассмотрим электромагнитные процессы в системе электроснабжения, содержащей трехфазный мостовой преобразователь с управляемыми вентилями.

Управляемые вентили позволяют регулировать величину выпрямленного напряжения в зависимости от угла регулирования – $U_d = f(\alpha)$

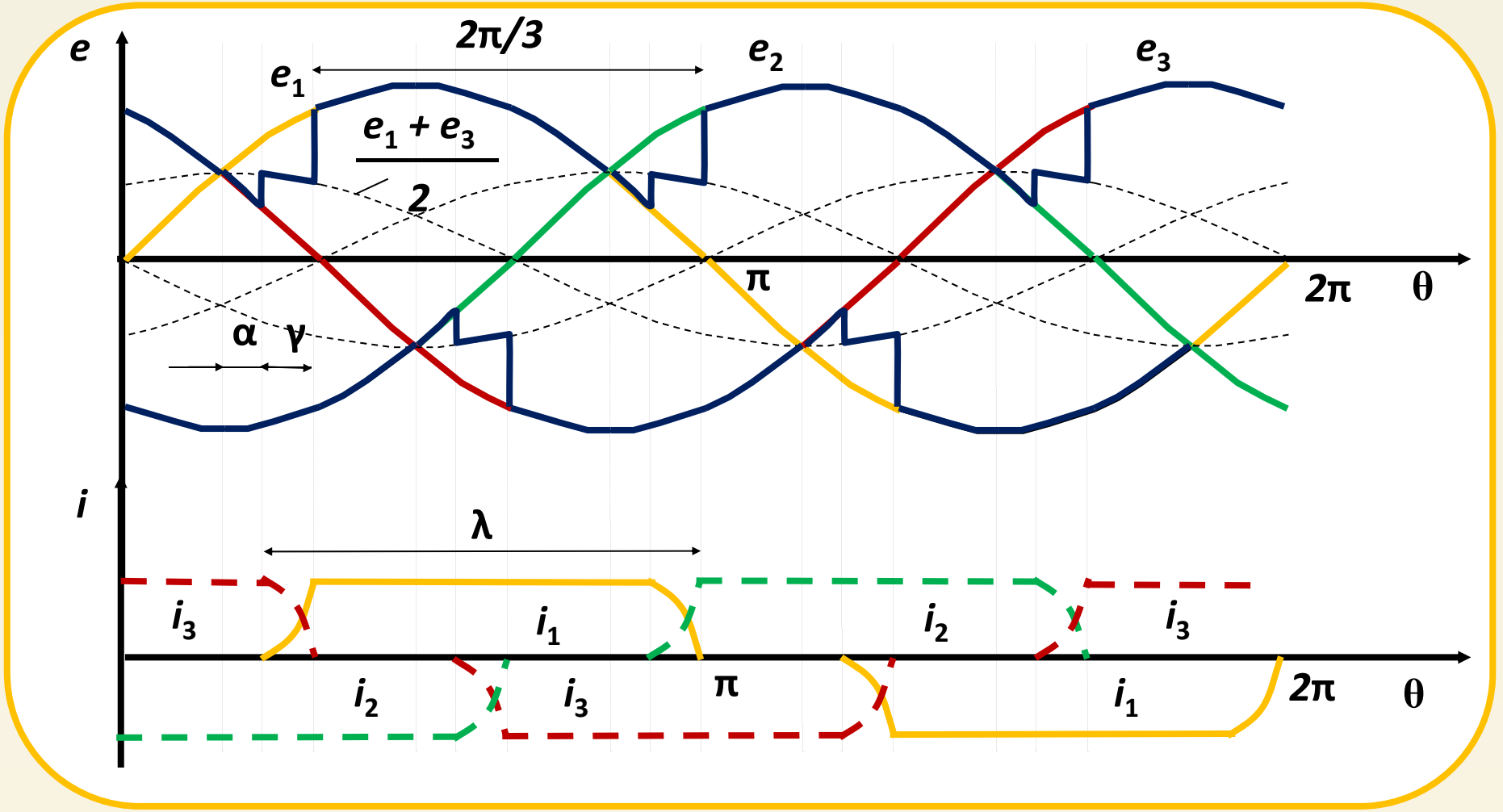
Трехфазный управляемый мостовой преобразователь

Анализ трехфазного мостового преобразователя будем проводить при следующих общепринятых допущениях: нагрузка активно–индуктивная $L = \infty$,

- ✓ **вентили – идеальные,**
- ✓ **активное сопротивление фазы трансформатора равно 0,**
- ✓ **индуктивное – x_a.**

Кривые ЭДС, напряжения и токов в схеме выпрямителя, работающего с углом управления тиристорами α, показаны на рис.

Эпюры токов и напряжений выпрямителя, работающего с углом управления тиристорами α



Для нормального режима работы выпрямителя $\gamma < \frac{\pi}{3}$

с учетом принятых допущений, законы изменения фазных токов на интервале коммутации описываются выражением

$$i_1 = \frac{\sqrt{3}\,E_m}{2\,x_a}(\cos\alpha - \cos\theta)$$

Тогда кривая фазного тока трансформатора на протяжении половины периода может быть представлена по интервалам:

$$
\left.
\begin{aligned}
& i_1 = 0, \quad \theta = \left(\alpha + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \div \left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right); \\
& i_1 = \frac{\sqrt{3}\,E_m}{2\,x_a}\left[\cos\alpha - \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right], \quad \theta = \left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \div \left(\alpha - \frac{\pi}{3} + \gamma\right); \\
& i_1 = I_d, \quad \theta = \left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{3}\right) \div \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right); \\
& i_1 = \frac{\sqrt{3}\,E_m}{2\,x_a}\left[\cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - \cos(\alpha + \gamma)\right], \quad \theta = \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \div \left(\alpha + \frac{\pi}{3} + \gamma\right).
\end{aligned}
\right\}
$$

Выражения позволяют провести гармонический анализ кривой фазного тока выпрямителя и оценить степень его искажения. В силу симметрии относительно оси абсцисс питающий ток и напряжение не содержат ни постоянной составляющей, ни четных гармоник.

После интегрирования в окончательном виде можно получить следующие выражения для косинусных и синусных гармоник тока трансформатора:

$$B_k = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot k\, x_a} \sin k\frac{\pi}{3}\left[\frac{1}{k+1}\sin(k+1)\frac{\gamma}{2}\sin(k+1)\psi - \frac{1}{k-1}\sin(k-1)\frac{\gamma}{2}\sin(k-1)\psi\right];$$

$$B_k = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot k\, x_a} \sin k\frac{\pi}{3}\left[\frac{1}{k-1}\sin(k-1)\frac{\gamma}{2}\cos(k-1)\psi - \frac{1}{k+1}\sin(k+1)\frac{\gamma}{2}\cos(k+1)\psi\right],$$

где $\psi = \alpha + \frac{\gamma}{2}$

Нейман Л. Р., Глинтерник С. Р., Емельянов А. В., Новицкий В. Г. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем. – М.-Л. : Изд-во АН-СССР, 1962. – 340 с.

Косинусная и синусная составляющие основной гармоники переменного тока i_1 являются активной и реактивной составляющей основной гармоники тока относительно ЭДС.

Амплитудные значения гармонического спектра фазного тока можно представить в виде

$$I_{km} = \frac{2\sqrt{3}\,E_m}{\pi \cdot k\,x_a} \cdot \left|\sin\frac{k\pi}{3}\right| \cdot \sqrt{k_{k1} + k_{k2} \cdot \sin^2\psi}$$

Это выражение обращается в нуль при *k*, кратных трем, что говорит об отсутствии в спектре тока гармоник, кратных трем. С учетом этого значения амплитуда *k* –й гармоники тока может быть представлена выражением

$$I_{km} = \frac{3 E_m}{\pi \cdot k\, x_a} \sqrt{k_{k1} + k_{k2} \cdot \sin^2 \psi}$$

где *k* = 1, 5, 7, 11, 13, 17, ...

Коэффициенты k_{k1}, k_{k2} в формуле являются функциями угла коммутации и зависят от номера гармоники тока:

$$k_{k1} = \left[\frac{\sin\left[(k-1)\frac{\gamma}{2}\right]}{k-1} - \frac{\sin\left[(k+1)\frac{\gamma}{2}\right]}{k+1} \right]^2;$$

$$k_{k2} = 4 \cdot \left[\frac{\sin\left[(k-1)\frac{\gamma}{2}\right]}{k-1} \cdot \frac{\sin\left[(k+1)\frac{\gamma}{2}\right]}{k+1} \right].$$

Выражение для определения амплитуды основной гармоники тока, потребляемого выпрямителем, имеет вид

$$I_{1m} = \frac{3E_m}{2\pi \cdot x_a}\sqrt{(\gamma - \sin\gamma)^2 + 4\gamma \sin\gamma \cdot \sin^2\psi}$$

Угол сдвига фаз между ЭДС и основной гармоникой тока трансформатора определяется соотношением

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg}\left[\left(1 + \frac{\gamma - \sin\gamma}{2\sin\gamma \sin^2\psi}\right)\operatorname{tg}\psi\right]$$

Если приближенно считать, что $\gamma \approx \sin\gamma$, то

$$\varphi_1 \approx \psi = \alpha + \frac{\gamma}{2}$$

Искажения напряжения сети, питающей выпрямитель, можно оценить по методике, которая состоит в том, что высшие гармоники тока и напряжения связаны соотношением

$$U_{km} = I_{km} k x_a$$

где U_{km} – падение напряжения от k – й гармоники тока на сопротивлении фазы для этой гармонической составляющей $k \odot x_a$.

Из анализа работы выпрямителя следует, что для расчета гармонического состава токов и напряжений, энергетических и других характеристик необходимо определять угол коммутации γ. Этот угол зависит от выпрямленного тока I_d и угла управления α:

$$I_d = \frac{\sqrt{3}\,E_m}{2\,x_a}\left[\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma)\right]$$

откуда

$$\gamma = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{2\,x_a I_d}{\sqrt{3}\,E_m}\right) - \alpha$$

С другой стороны, ток определяется выпрямленным напряжением U_d, величина которого регулируется углом α по закону:

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}$$

Из выражений (слайд 93,94) можно получить уравнение внешней характеристики выпрямителя для нормального режима работы:

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left(\cos\alpha - \frac{x_a I_d}{\sqrt{3} E_m} \right)$$

Графически внешние характеристики выпрямителя при разных α представляют собой семейство прямых, параллельных друг другу.

Расчет режима работы выпрямителя по приведенным выражениям целесообразно осуществлять методом последовательных итераций с помощью ЭВМ.

С ростом тока нагрузки выпрямителя увеличивается длительность процесса коммутации, характеризуемая одновременной работой трех вентилей.

Соответственно, меняется режим работы вентильного преобразователя. В частности, при достижении величины $\gamma = \frac{\pi}{3}$

в схеме постоянно проводят ток три вентиля. При дальнейшем увеличении тока нагрузки, в случае если $\alpha < \frac{\pi}{6}$

угол коммутации не изменяется, поскольку в схеме не возникает условий для открытия четвертого вентиля.

Внешняя характеристика выпрямителя в этом режиме описывается уравнением эллипса

$$\frac{4x_a^2 I_d^2}{3E_m^2} + \frac{4\pi^2 U_d^2}{81E_m^2} = 1$$

Режим работы $\gamma > \frac{\pi}{3}$

характеризуемый поочередной работой трех и четырех вентилей, начинается с момента, когда

$$\alpha + \gamma \geq \frac{\pi}{2}$$

Зависимость величины выпрямленного напряжения от тока нагрузки в этом режиме вновь становится линейной, но более круто падающей по сравнению с нормальным двух–трехвентильным режимом работы выпрямителя. Уравнение внешней характеристики для значения

$$\alpha = \frac{\pi}{6}$$

имеет вид

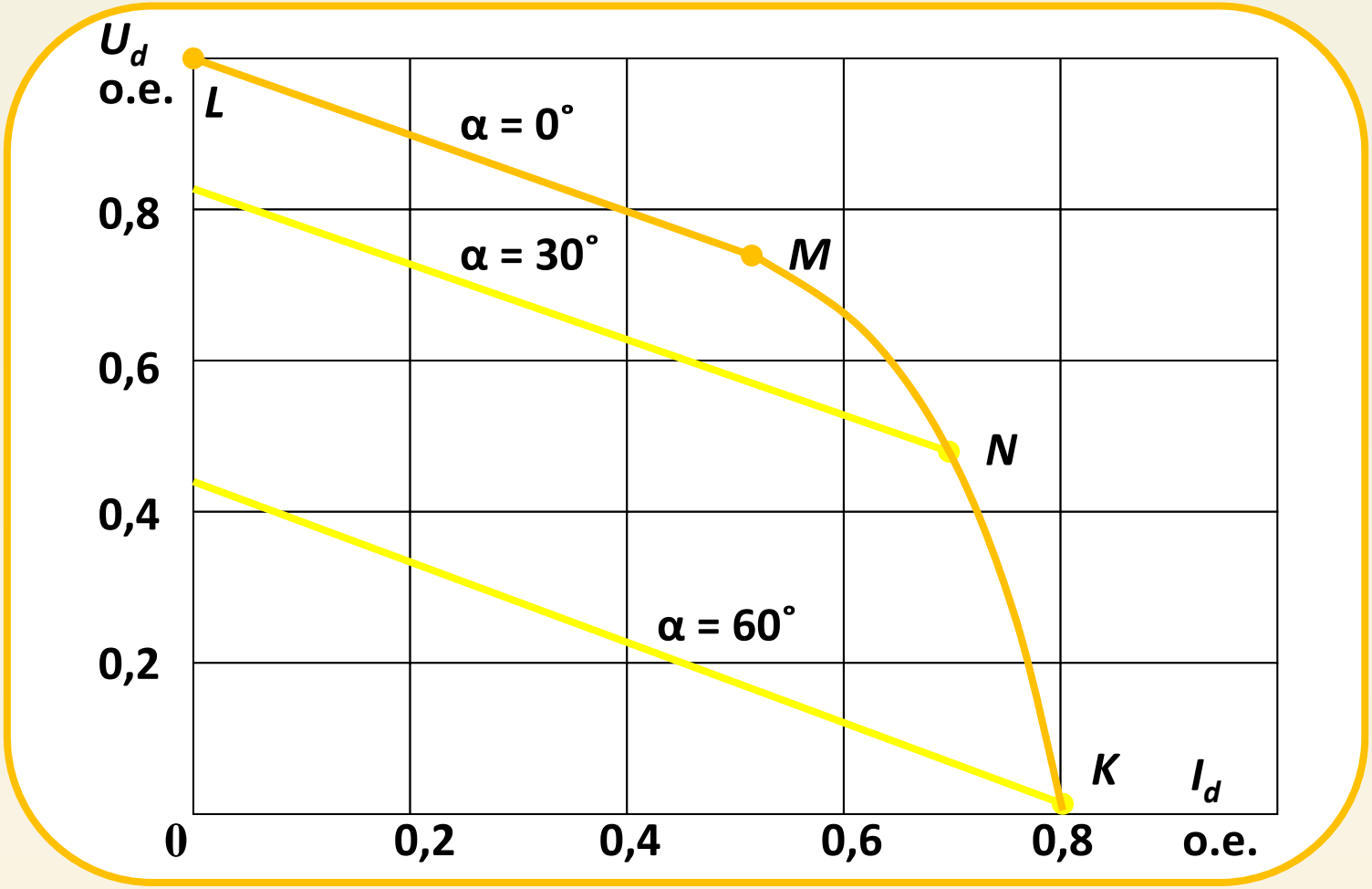
$$U_d = \frac{9E_m}{\pi}\left(1 - \frac{x_a I_d}{E_m}\right)$$

Графические зависимости внешних характеристик (в относительных единицах) управляемого выпрямителя для различных углов управления α показаны на рис. При

$$\alpha < \frac{\pi}{6}$$

внешние характеристики включают все режимы работы выпрямителя: двух-трехвентильный (нормальный) – участок *L – M*, трех-трехвентильный – участок *M – N*, трех-четырехвентильный – участок *N – K*.

Внешние характеристики трехфазного мостового преобразователя



При $\frac{\pi}{6} < \alpha < \frac{\pi}{3}$

во внешних характеристиках исчезает эллиптический участок *M – N*. При $\alpha \geq \frac{\pi}{3}$

внешняя характеристика описывается только одним уравнением, соответствующим первому линейному участку.

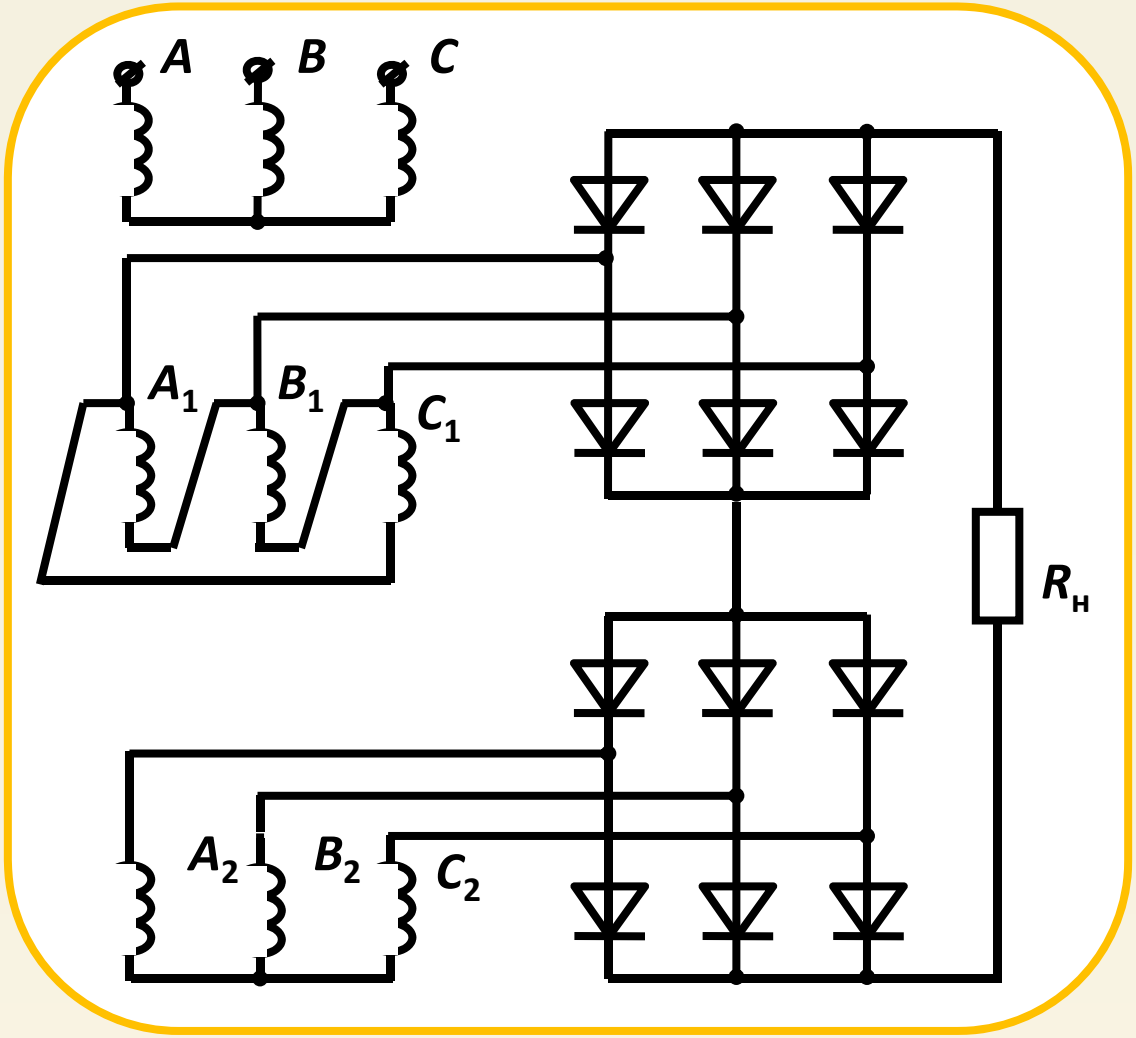
Специальные схемы выпрямителей с уменьшенными пульсациями выпрямленного напряжения и улучшенным коэффициентом мощности

Стремление улучшить какие-либо параметры выпрямителей приводит к усложнению их схем, которые получаются в результате комбинаций элементарных нулевых и мостовых схем выпрямления.

Одним из важнейших показателей выпрямителя является величина пульсаций выпрямленного напряжения.

Эффективным методом сглаживания кривой выпрямленного напряжения является увеличение числа фаз питающего источника переменного тока.

Сложная мостовая схема выпрямления



Например, на рис. показана схема выпрямителя с 12-кратными пульсациями по отношению к частоте питающего напряжения.

Схема представляет собой последовательное соединение двух-трехфазных мостовых схем, работающих на одну нагрузку $R_н$. В схеме используется трансформатор с тремя обмотками. Одна из вторичных обмоток соединена в звезду, другая в треугольник. Поэтому системы вторичных напряжений оказываются сдвинутыми по фазе относительно друг друга на угол 30°.

В результате выпрямленное напряжение содержит 12-кратные пульсации. Коэффициент пульсаций по основной гармонике при этом составляет 0,0135 против 0,057 для трехфазной мостовой схемы. Аналогичные результаты можно получить при параллельном соединении двух-трехфазных мостовых схем.

Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники: учебное пособие для специальности «Промышленная электроника». – М. : Высш. шк., 1974. – 430 с.

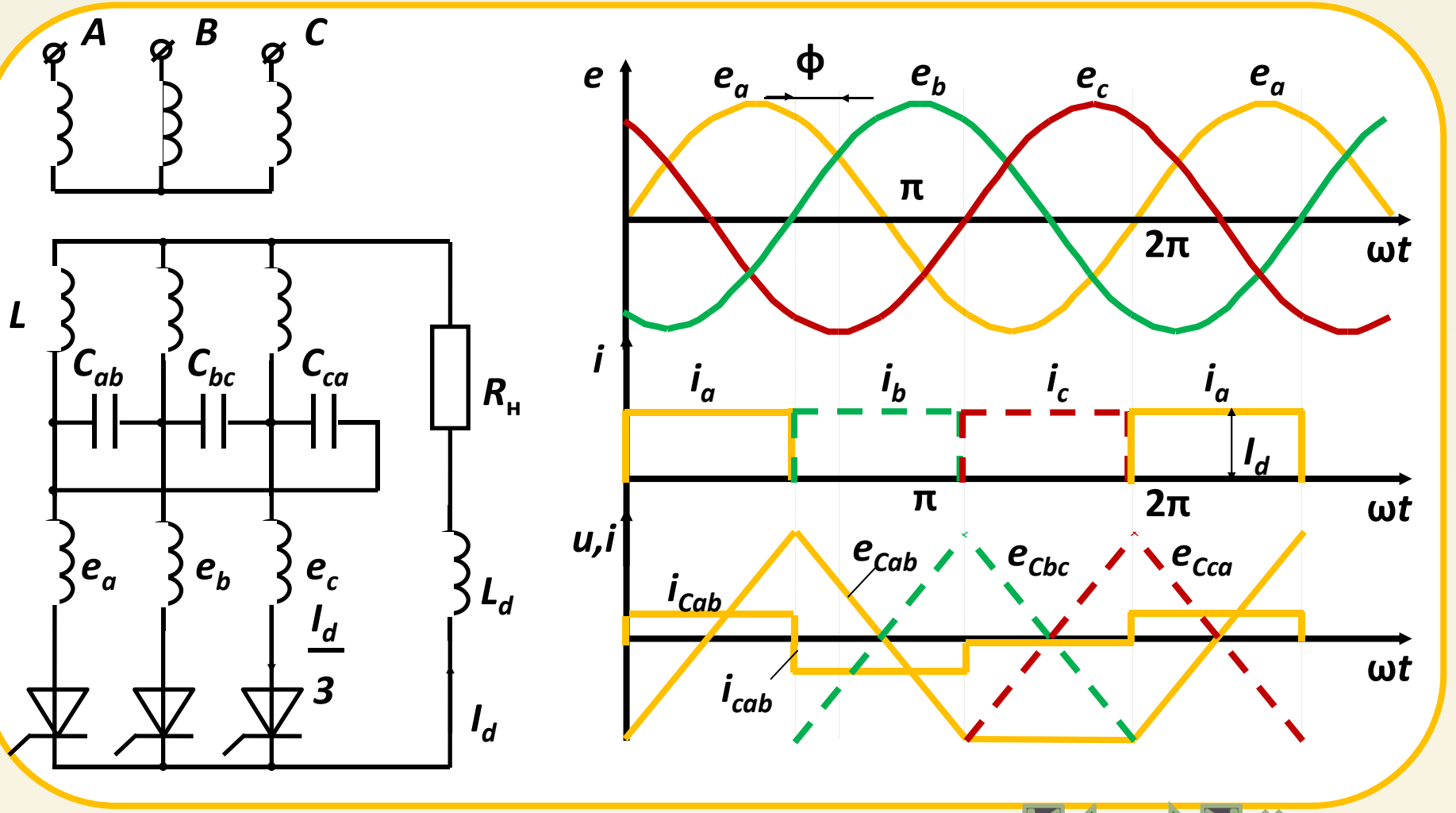
Специальные схемы выпрямителей с уменьшенными пульсациями выпрямленного напряжения и улучшенным коэффициентом мощности

Используя более сложные комбинации выпрямителей, можно получить выпрямленное напряжение с числом пульсаций 18, 24 и т. д.

Величина пульсаций напряжения на нагрузке будет уменьшаться, но, как было показано выше, коэффициент использования мощности питающего трансформатора снижается.

Для компенсации реактивной мощности управляемого выпрямителя используются компенсационные схемы. На рис. показана простейшая трехфазная схема с улучшенным коэффициентом мощности, которая служит основой для построения более сложных компенсационных выпрямителей.

Трехфазный нулевой выпрямитель с улучшенным коэффициентом мощности



Отличительной особенностью схемы является уравнительный трехфазный реактор L и трехфазная группа конденсаторов, что влияет на процесс коммутации вентилей выпрямителя. Это объясняется тем, что в коммутационном процессе кроме фазных ЭДС, участвует соответствующий заряженный конденсатор. При допущении, что $L = L_d = \infty$, а фазная индуктивность рассеяния равна нулю, фазные токи выпрямителя имеют прямоугольную форму.

В этом случае напряжение на конденсаторах изменяется по линейному закону. Условием коммутации тока вентиля VS_1 на вентиль VS_2, в случае их идеальности, является равенство

$$e_a = e_b + e_{cab}$$

Момент времени, соответствующий равенству, наступает раньше точки естественной коммутации ($e_a = e_b$) на угол φ.

Таким образом, данная схема способна работать в емкостном режиме с опережающей основной гармоникой фазного тока.

Подбирая величину емкости конденсатора, можно изменять напряжение на них, регулируя величину угла φ.

Величина реактивной мощности, генерируемой выпрямителем, не намного больше мощности конденсаторов схемы. Отношение этих мощностей составляет 1,37. С ростом числа фаз компенсационного выпрямителя эффективность использования уравнительного реактора и коммутирующих конденсаторов повышается.

Специальные схемы выпрямителей с уменьшенными пульсациями выпрямленного напряжения и улучшенным коэффициентом мощности

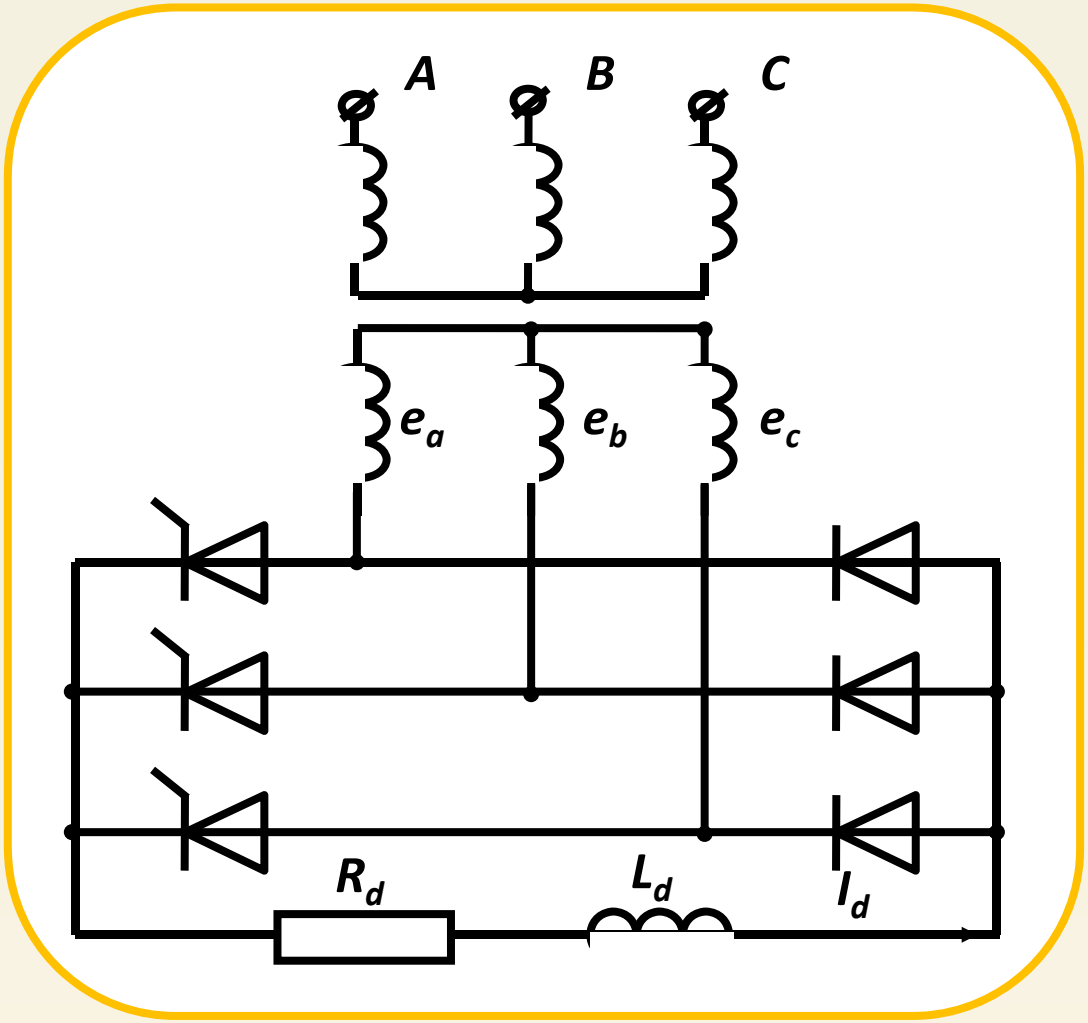
Другим способом уменьшения реактивной мощности, потребляемой выпрямителем при глубоком фазовом регулировании, является применение несимметричных преобразователей. Несимметричные преобразователи могут быть получены:

- ✓**использованием несимметричного регулирования углов управления вентилями;**
- ✓**использованием несимметричной системы питающих напряжений;**
- ✓**применением специальных несимметричных схем.**

Наиболее часто используется несимметричное регулирование углов включения в обычных симметричных схемах выпрямления.

Например, частный случай несимметричного преобразователя – полууправляемый выпрямитель, изображенный на рис.

Несимметричный выпрямитель



В данной схеме анодная группа вентилей неуправляема, а катодная –управляема, с углом управления α. Соответственно, неуправляемая часть выпрямителя не изменяет своего напряжения, а выпрямленное напряжение катодной группы определяется углом α. Напряжение на нагрузке U_d определяется как сумма выпрямленных напряжений управляемого и неуправляемого нулевых выпрямителей.

Тогда при идеальных условиях, когда $L_d = \infty$, $x_a=0$, можно записать для напряжения нагрузки:

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m (1+\cos\alpha)$$

Первая гармоника фазного тока определится как

$$I_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos\alpha$$

а ее фазовый сдвиг относительно ЭДС $\varphi_1 \approx \alpha/2$, что в два раза меньше, чём для симметричного преобразователя.

Недостатком рассмотренной схемы является появление в спектре переменного тока дополнительно к нечетным еще и четных гармоник.

Этот недостаток устраняется в более сложных двух- и четырехмостовых несимметричных схемах, состоящих из последовательно-параллельного соединения рассмотренной несимметричной схемы.

Часто требуется настолько глубокое регулирование управляемых выпрямителей, что они переходят в качественно новый режим работы, характеризующийся встречным направлением тока относительно преобразованной ЭДС.

Такой режим работы называется *инверторным*.

В более широком смысле инвертор в преобразовательной технике – это устройство для преобразования постоянного тока в переменный.

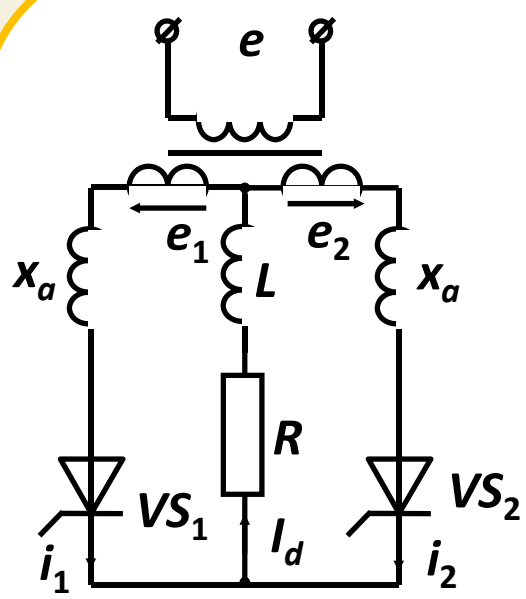
Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики

Инверторный режим управляемого выпрямителя возможен только в тех преобразователях, у которых в цепи нагрузки имеется либо источник ЭДС, либо индуктивность, либо то и другое.

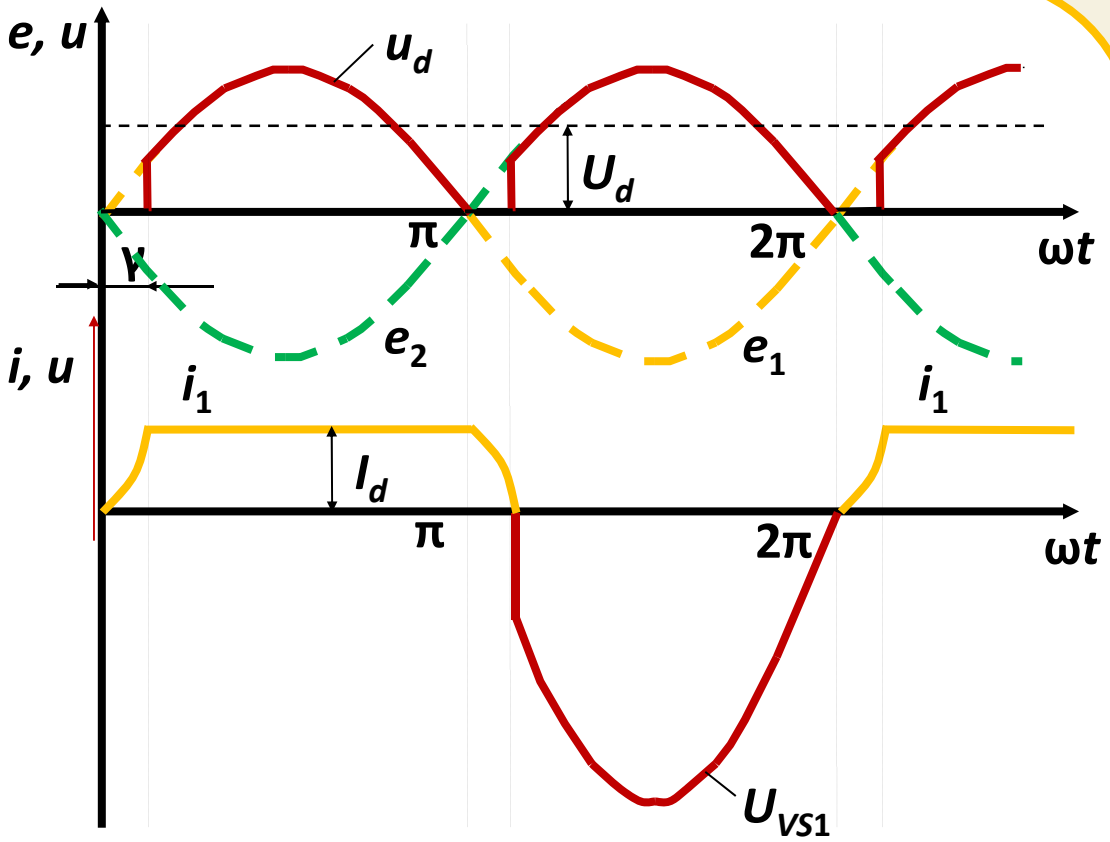
Рассмотрим работу однофазного нулевого преобразователя с активно-индуктивной нагрузкой (см. рис. *а*).

Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики

Управляемый однофазный преобразователь с нулевым выводом:
а **– эквивалентная схема;** ***б*** **– выпрямительный режим при** $\alpha = 0^{o}$



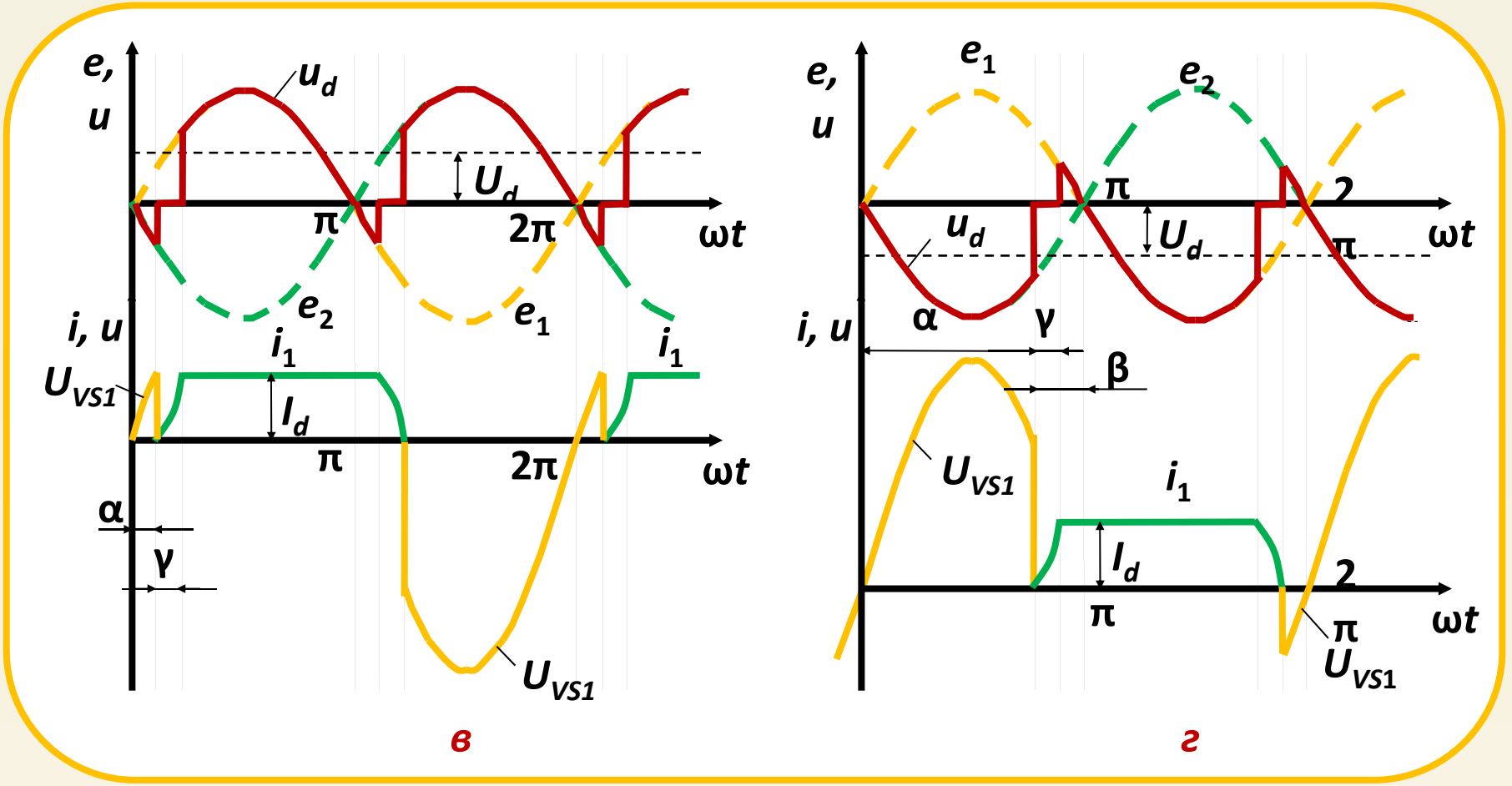
а



б

Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики

Управляемый однофазный преобразователь с нулевым выводом:
в **– выпрямительный режим при** $\alpha \neq 0^{o}$; ***г*** **– инверторный режим**



В выпрямительном режиме, при α = 0° (рис. *б*), переключение вентилей происходит в точках естественной коммутации. Длительность коммутационного процесса определяется углом коммутации γ.

Выпрямленное напряжение совпадает с ЭДС работающей полуобмотки трансформатора. Во время коммутации напряжение на нагрузке равно нулю, так как оба вентиля выпрямителя открыты и

$$\frac{e_1 + e_2}{2} = 0$$

Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики

С ростом α точка переключения вентилей смещается вправо, среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается. С переходом кривой напряжения через нуль проводящий вентиль не закрывается за счет действия ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки *L*, обеспечивающей идеально сглаженный ток I_d (см. рис. *в*). Очевидно, что при α = 90° (с учетом угла коммутации γ, несколько раньше – α+γ = 90°) положительная часть выпрямленного напряжения становится равной отрицательной: среднее значение или постоянная составляющая напряжения на нагрузке будет равна нулю.

Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики

При α > 90° среднее значение выпрямленного напряжения меняет знак и выпрямитель переходит в инверторный режим.

В этом режиме большую часть работы вентиля его ток направлен против фазной ЭДС и активная мощность из цепи нагрузки передается в анодные цепи преобразователя, т. е. в источник переменного тока (рис. *г*).

Процесс инвертирования представляет собой преобразование постоянного тока, протекающего в нагрузке преобразователя, в переменный ток, протекающий в анодных цепях преобразователя.

Инверторный режим управляемого выпрямителя, внешние характеристики

Поскольку коммутация вентилей в рассмотренной схеме происходит естественным образом за счет фазных ЭДС e_1, e_2, то такой инвертор называют *ведомым сетью* в отличие от автономных инверторов, не содержащих источника питания в цепи переменного тока.

Обычно в инверторном режиме угол управления вентилями отсчитывается в сторону опережения (влево) относительно сдвинутых на π моментов естественной коммутации. Угол управления тогда называется *углом опережения* и обозначается $\beta = \pi - \alpha$.

Уравнения, характеризующие выпрямительный режим вентильного преобразователя, справедливы и для инверторного режима в силу идентичности физических процессов преобразования электроэнергии, если считать $\alpha = \pi - \beta$. В частности, для рассмотренной схемы в инверторном режиме

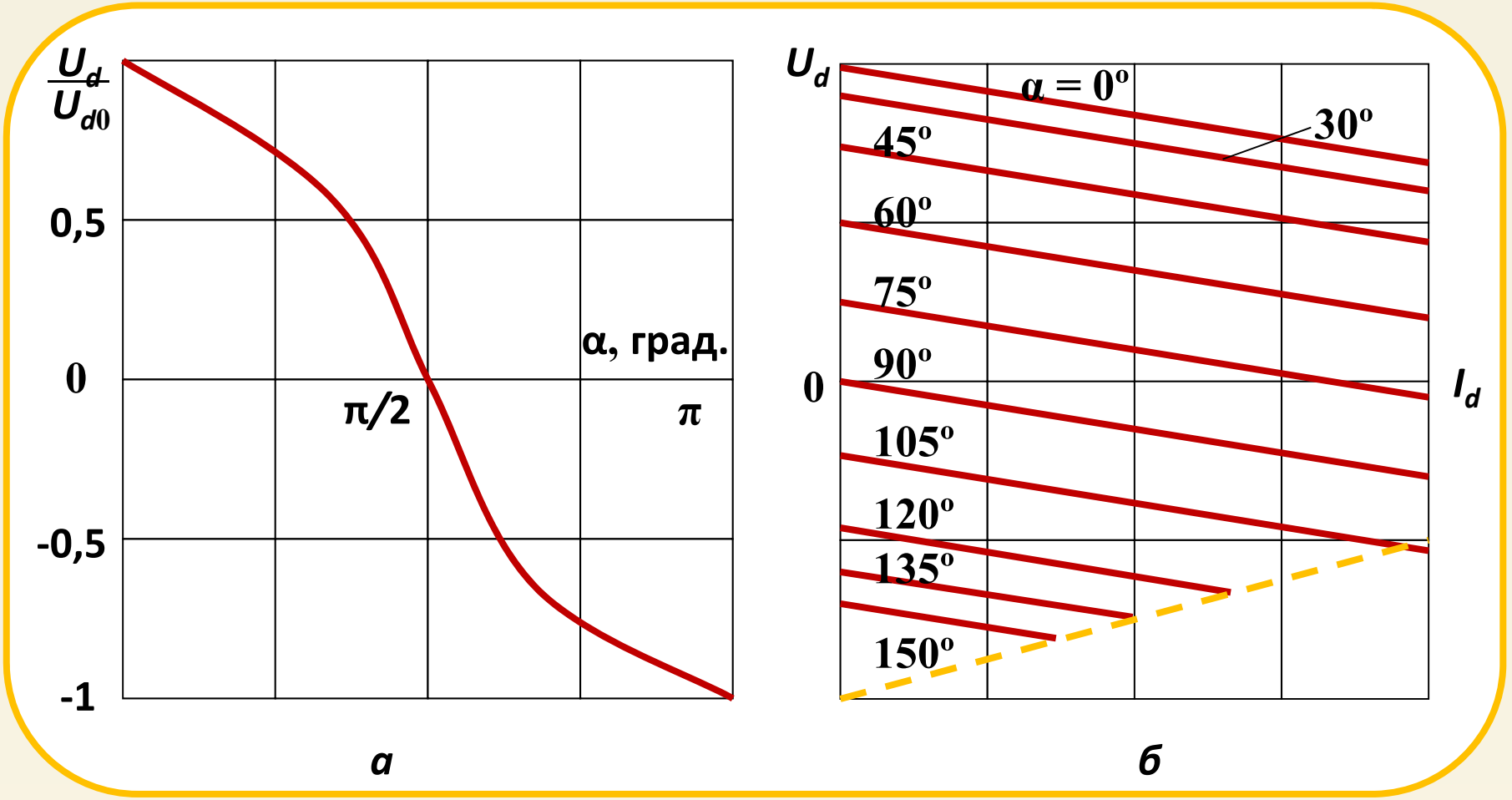
$$\left.\begin{aligned} I_d &= \frac{E_m}{x_a}\left[\cos(\beta-\gamma)-\cos\beta\right]; \\ U_d &= -\frac{2}{\pi}E_m\cos\beta-\frac{x_a I_d}{\pi}. \end{aligned}\right\}$$

Графическая зависимость напряжения в цепи постоянного тока преобразователя от угла управления показана на рис. *а*, а семейство внешних характеристик преобразователя – на рис. *б*.

Принцип действия более сложных инверторов, в том числе трехфазных, такой же, как и рассмотренного однофазного.

Характеристики всех инверторов также соответствуют характеристикам однофазного инвертора.

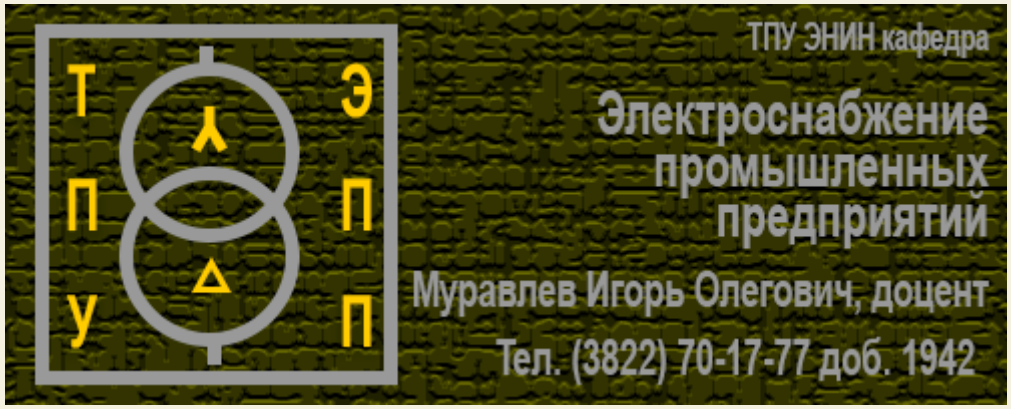
Регулировочная и внешние характеристики однофазного преобразователя с нулевым выводом



Благодаря возможности регулирования выпрямленного напряжения и обмена активной мощностью между цепями переменного и постоянного тока управляемые выпрямители широко используются в электроприводах постоянного тока.

Рассмотрим принцип действия реверсного управления двигателем постоянного тока с «электрическим» торможением.

Типичная схема такого электропривода с якорным управлением приведена на рис.



Кафедра
Электроснабжение промышленных предприятий