

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет»

В. С. Климаш

**РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА,
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
В СРЕДЕ MATLAB ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ
ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Утверждено в качестве учебного пособия

Ученым советом Федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего профессионального образования
«Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет»

Комсомольск-на-Амуре
2015

УДК 621.314.5
ББК 31.264.54я7+31.264.8я7
К492

Рецензенты:

Кафедра «Автоматика и системотехника»
ФГБОУ ВПО «Тихоокеанский государственный университет»,
заведующий кафедрой доктор технических наук, профессор **Чье Ен Ун**;
С. В. Власьевский, доктор технических наук, профессор кафедры
«Электротехника, электроника и электромеханика»
ФГБОУ ВПО «Дальневосточный государственный университет
путей сообщения»

Климаш, В. С.

К492 Регулировочные свойства, энергетические показатели и моделирование в среде Matlab выпрямителей и регуляторов переменного напряжения : учеб. пособие / В. С. Климаш. – Комсомольск-на-Амуре : ФГБОУ ВПО «КнАГТУ», 2015. – 114 с.

ISBN 978-5-7765-1180-6

В учебном пособии дан вывод аналитических выражений для регулировочных характеристик и зависимостей коэффициентов искажения, фазового сдвига и мощности от угла управления однофазных и трехфазных выпрямителей и регуляторов переменного напряжения с естественной и искусственной коммутацией при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку.

Приведена обобщенная математическая модель в среде Matlab для всех видов преобразователей, ведомых сетью. Рассмотрены частные варианты этой модели и иллюстрации их физических процессов для трёхфазных и однофазных выпрямителей и регуляторов переменного напряжения.

Пособие предназначено для студентов электротехнических специальностей, изучающих дисциплины «Основы преобразовательной техники», «Энергетическая электроника», «Силовая электроника». Может быть использовано в курсовом и дипломном проектировании.

УДК 621.314.527

ББК 31.264.54я7+31.264.8я7

ISBN 978-5-7765-1180-6

© ФГБОУ ВПО «Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет»,
2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1. СХЕМЫ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	6
2. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ	8
2.1. Регулировочные характеристики однофазных двухполупериодных выпрямителей	8
2.2. Регулировочные характеристики трехфазных нулевых выпрямителей	12
2.3. Регулировочные характеристики мостовых выпрямителей	17
3. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	22
3.1. Регулировочные характеристики тиристорных регуляторов переменного напряжения с нулевым проводом	22
3.2. Регулировочные характеристики тиристорных регуляторов переменного напряжения без нулевого провода	26
3.3. Трёхфазный тиристорный регулятор переменного напряжения с искусственной коммутацией, управляемый углами включения (α) и выключения (β)	38
4. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ И КОММУТАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	45
5. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА МОСТОВЫХ ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ТРЁХФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ	46
5.1. Регулировочные характеристики инверторов напряжения при работе на нагрузку с нулевым проводом	46
5.2. Регулировочные характеристики коммутаторов переменного тока при работе на нагрузку с нулевым проводом	47
5.3. Регулировочные характеристики инверторов напряжения при работе на нагрузку без нулевого провода	48
5.4. Регулировочные характеристики мостовых коммутаторов переменного тока при работе на нагрузку без нулевого провода ...	50
6. АНАЛИТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	53
7. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОФАЗНЫХ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ	54
7.1. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку	54

7.2. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активно-индуктивную нагрузку с бесконечно большой индуктивностью	56
7.3. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на активную нагрузку	57
7.4. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью	58
8. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЕХФАЗНЫХ НУЛЕВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ	59
8.1. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку	59
8.2. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью ...	62
8.3. Трёхфазный нулевой выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на активную нагрузку	64
8.4. Трёхфазный нулевой выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью....	65
9. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОСТОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ	66
9.1. Трёхфазная мостовая схема с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку	67
9.2. Трёхфазная мостовая схема с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью ...	71
9.3. Трёхфазная мостовая схема с искусственной коммутацией при работе на активную нагрузку	72
9.4. Трёхфазная мостовая схема с искусственной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью....	73
10. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	80
11. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СРЕДЕ MATLAB	82
11.1. Моделирование выпрямителей	86
11.2. Моделирование регуляторов переменного напряжения	102
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	108
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	109
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОДНОФАЗНЫХ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ.....	110
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТРЁХФАЗНОГО НУЛЕВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ...	111
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТРЁХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ	113

ВВЕДЕНИЕ

Тиристорные регуляторы переменного напряжения и выпрямители (регуляторы постоянного напряжения) с естественной коммутацией находят широкое применение в электротехнологии, системах электро-снабжения, электрифицированном транспорте. Они малогабаритны, просты в эксплуатации, имеют высокое быстродействие. Вместе с тем им свойственны и недостатки, среди которых, прежде всего, следует выделить снижение входного коэффициента мощности и повышение процента высших гармонических составляющих в кривой выходного напряжения при увеличении угла управления тиристорами в процессе регулирования напряжения. К недостаткам естественной коммутации следует также отнести влияние характера нагрузки на величину выходного напряжения. Для устранения этого влияния, а также для повышения входного коэффициента мощности предназначают искусственную коммутацию. При симметричном управлении углами включения и выключения тиристоров регулирование напряжения производится с поддержанием максимального $\cos\varphi$ сети. Однако при этом возрастают искажения входного тока, которые не дают ожидаемого существенного повышения входного коэффициента мощности по сравнению с естественной коммутацией. Рациональным в этом отношении может быть асимметричное управление углами коммутации тиристоров, при котором регулирование выходного напряжения как выпрямителей, так и регуляторов переменного напряжения производится с опережающим $\cos\varphi$ сети и ограничением искажений входного тока.

Этим вопросам посвящено данное учебное пособие. В нём дан сравнительный анализ регулировочных характеристик и зависимостей коэффициента мощности от степени регулирования для различных схем тиристорных преобразователей с естественной и искусственной коммутацией. Приведенные в учебном пособии расчёты и характеристики позволяют правильно выбрать схему выпрямителя или регулятора переменного напряжения при решении конкретных практических задач.

1. СХЕМЫ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Наибольшее практическое применение получили мостовые однофазные и трехфазные выпрямители, схемы которых приведены на рис. 1.1, а, в. Не менее распространенной, особенно в многофазных системах, является нулевая схема, трехфазный вариант которой представлен на рис. 1.1, б. В этой схеме нагрузка включена между нулевым проводом и вентильной группой, которая может быть катодной или анодной.

Трехфазные тиристорные регуляторы переменного напряжения (ТРН) имеют много общего с мостовым выпрямителем. Это можно заметить из сравнения схем, приведенных на рис. 1.1, в, е. На этих схемах по шесть тиристоров, обозначенных по перекрестному принципу. Алгоритмы управления и системы управления этими схемами также имеют много общего.

ТРН может быть выполнен по двум схемам (рис. 1.1, г и 1.1, е), в которых тиристоры включены соответственно до или после трехфазной нагрузки. В остальных схемах, представленных на рис. 1.1, г, е, идентичны. Принципиальное отличие в процессах трехфазных схем и регулировочных свойствах наблюдается при наличии нулевого провода (на схемах нулевой провод показан пунктирной линией). Трехфазный ТРН с нулевым проводом содержит три однофазных ТРН (рис. 1.1, д) с нагрузкой, включенной в звезду или треугольник. В схемах с нулевым проводом в процессе формирования напряжения каждой фазы участвуют тиристоры, относящиеся только к этой фазе. В схеме без нулевого провода наблюдается междуфазный обмен энергией вследствие того, что в процессе формирования напряжения каждой фазы участвуют тиристоры всех фаз.

Коммутационные особенности однофазных и трехфазных схем выпрямителей и ТРН нашли отражение в уравнениях, описывающих регулировочные характеристики этих устройств.

При анализе способов регулирования напряжения для выпрямителей определяют среднее значение напряжения нагрузки, а для регуляторов переменного напряжения – действующее значение, которые соответственно равны среднеарифметическому и среднеквадратичному значениям:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^T u_1(\theta) d\theta \quad \text{и} \quad U_{2\alpha} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^T u_1^2(\theta) d\theta},$$

где $u_1 = U_m \sin \theta$ – мгновенное значение выпрямленного напряжения; $\theta = \omega t$.

Анализ регулировочных свойств удобно производить в относительных единицах, оперируя степенью регулирования ε от угла управления α , которая для выпрямителей и регуляторов соответственно определяется по выражениям:

$$\varepsilon = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \bar{U}_{d\alpha} \quad \text{и} \quad \varepsilon = \frac{U_{2\alpha}}{U_{20}} = \bar{U}_{2\alpha}.$$

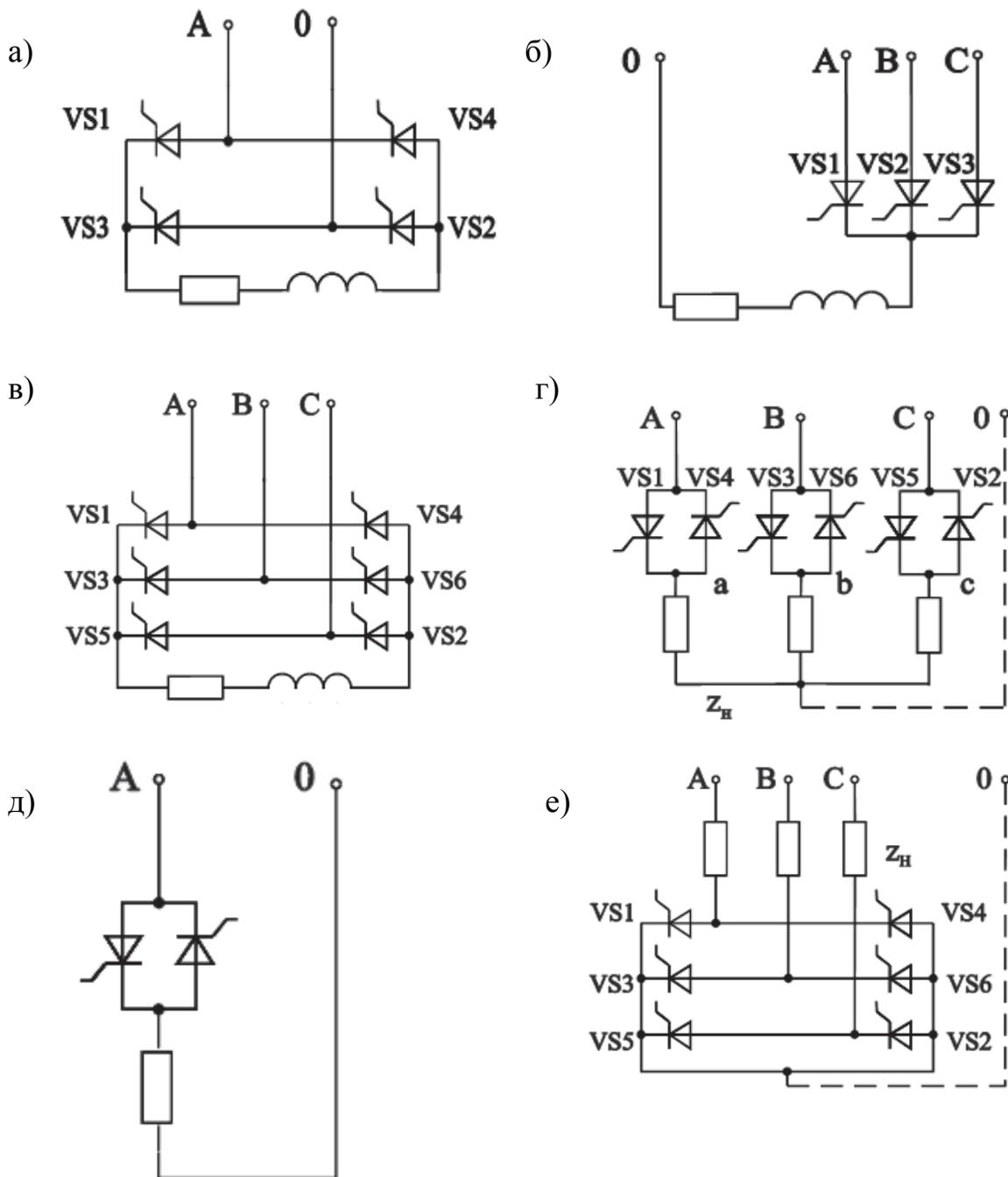


Рис. 1.1. Схемы тиристорных выпрямителей и ТРН

2. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В данном разделе выведены аналитические выражения зависимости среднего выпрямленного напряжения на нагрузке от угла включения (α) и угла выключения (β) для различных схем тиристорных выпрямителей.

2.1. Регулировочные характеристики однофазных двухполупериодных выпрямителей

Рассмотрим процесс формирования выпрямленного напряжения при произвольных углах включения (α) и выключения (β) тиристоров.

На рис. 2.1, а приведены временные диаграммы выпрямленного напряжения $U_{d(\alpha,\beta)}$ при искусственной коммутации вентилей.

При асимметричном управлении, когда $\alpha \neq \pi - \beta$, возможны два режима работы:

- 1) регулирование потребляемой из сети реактивной мощности в случаях, когда $\beta > \pi - \alpha$;
- 2) генерация в сеть регулируемой реактивной мощности при выполнении условия, что $\beta < \pi - \alpha$.

Запишем выражение для среднего значения выпрямленного напряжения на нагрузке:

$$U_{d(\alpha,\beta)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2} U_1 \sin \theta d\theta, \quad (2.1)$$

где $\theta = \omega t$ – угол, изменяющийся во времени t с круговой частотой ω ; U_1 – действующее значение напряжения сети.

После раскрытия в выражении (2.1) интеграла и домножения числителя и знаменателя на 2 получим:

$$U_{d(\alpha,\beta)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_1 \left(\frac{\cos \alpha - \cos \beta}{2} \right),$$

где $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_1 = 0,9 U_1 = U_{d0}$,

или в относительных единицах это запишется как

$$\varepsilon = \frac{U_{d(\alpha,\beta)}}{U_{d0}} = \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{2}. \quad (2.2)$$

Рассмотрим частные случаи регулировочных характеристик для однофазной схемы с естественной коммутацией (ЕК) и искусственной коммутацией (ИК) тиристоров.

2.1.1. Тиристорный однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку

Временная диаграмма мгновенного значения выпрямленного напряжения показана на рис. 2.1, в, в соответствии с которой $\beta = \pi$.

Тогда с учетом (2.2) выражение для ε будет выглядеть таким образом:

$$\varepsilon = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad 0 \leq \alpha \leq \pi.$$

2.1.2. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

Этот режим работы иллюстрирует рис. 2.1, з, из которого наблюдается процесс обмена реактивной мощностью между сетью и нагрузкой на интервалах от α до $\pi + \alpha$.

С учетом того, что $\beta = \pi + \alpha$, на основании (2.2) получим:

$$\varepsilon = \cos \alpha, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}.$$

2.1.3. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при произвольной RL-нагрузке

Временная диаграмма для данного режима приведена на рис. 2.1, д. Степень регулирования ε определим по выражению (2.2) при $\beta = \pi + \delta$:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos(\pi + \delta)] = \frac{1}{2} (\cos \alpha + \cos \delta),$$

где δ – угол задержки перехода тока через ноль, который определяется из решения дифференциального уравнения вида [1]:

$$\sqrt{2}U_1 \sin \theta = \left| \sqrt{2}U_1 \sin \theta \right|_{\alpha} = R_d i + L_d \frac{di}{dt}.$$

Ток в нагрузке представим суммой решений частного неоднородного и общего однородного уравнений $i = i_{\text{чн}} + i_{\text{оо}}$, которые в электротехнике

получили название соответственно принужденной и свободной составляющих тока $i = i_{пр} + i_{ср}$.

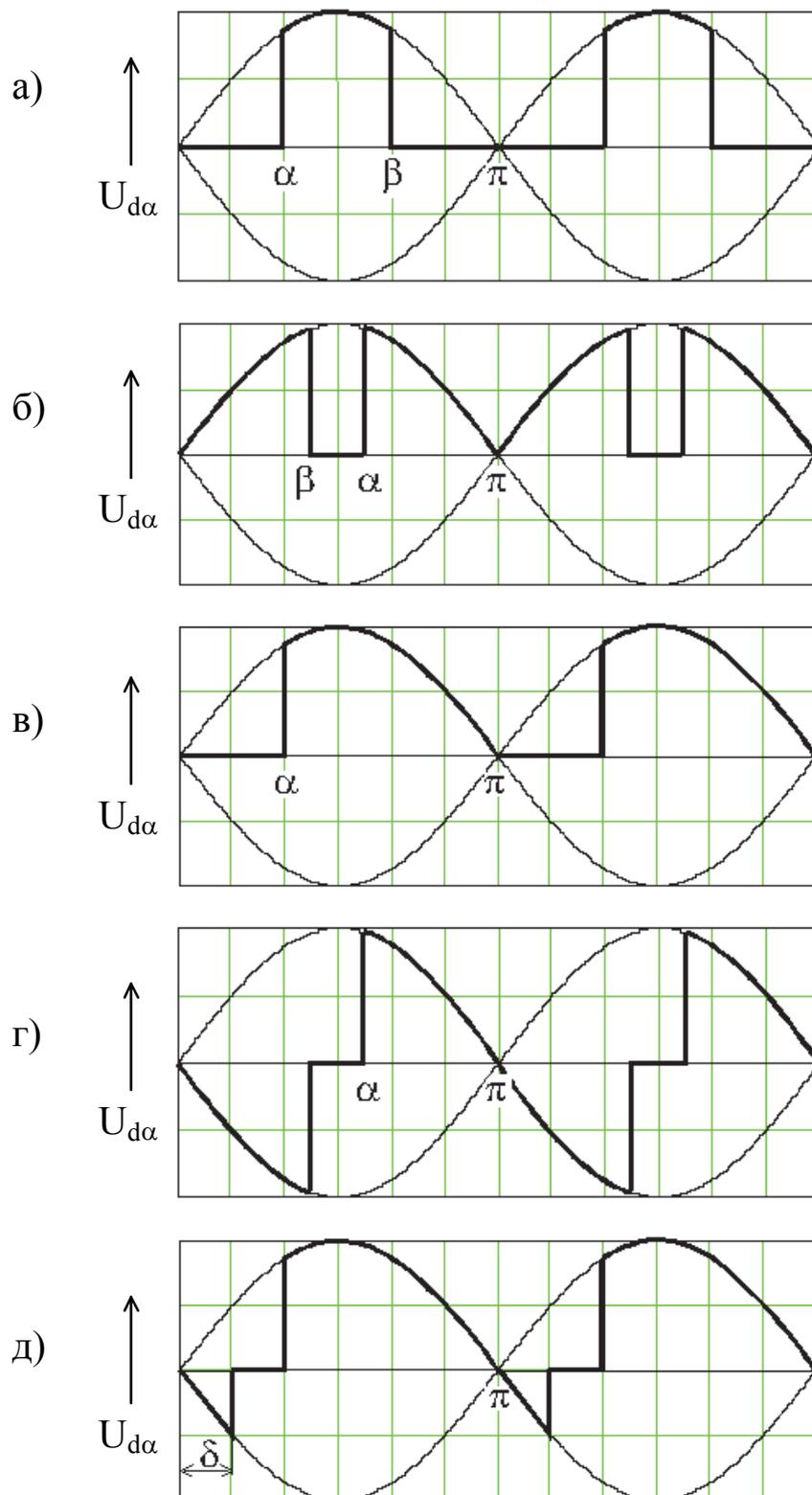


Рис. 2.1. Временные диаграммы однофазного двухполупериодного выпрямителя

Принужденная составляющая отстает на угол $\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega L_d}{R_d}\right)$ от напряжения питания:

$$i_{\text{чн}} = i_{\text{пр}} = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z_d} \sin(\omega t - \varphi).$$

Свободная составляющая:

$$i_{\text{оо}} = i_{\text{св}} = A e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\omega \tau}},$$

где $\tau = \frac{L_d}{R_d} = \frac{\operatorname{tg}\varphi}{\omega}$ и $Z_d = \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}$.

Постоянную A находим из начальных условий коммутации:

$$\omega t = \alpha, \quad i = 0;$$

$$A = -\frac{\sqrt{2}U_1}{Z_d} \sin(\alpha - \varphi).$$

В общем случае:

$$i = \frac{\sqrt{2}U_{2\text{ТМ}}}{Z_d} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\operatorname{tg}\varphi}} \right].$$

Тиристор выключается при переходе тока через ноль. При этом $\omega t = \pi + \delta$, тогда

$$\sin(\delta - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\pi + \delta - \alpha}{\operatorname{tg}\varphi}} = 0.$$

Из этого трансцендентного уравнения при заданных значениях α и φ можно определить δ и построить зависимость $\varepsilon(\alpha)$.

2.1.4. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с искусственной коммутацией и симметричным управлением при произвольной RL -нагрузке

Временные диаграммы для данного управления приведены на рис. 2.1, *а*, *б*. При $\beta > \alpha$ (см. рис. 2.1, *а*) и $\beta < \alpha$ (см. рис. 2.1, *б*) углы связаны выражением: $\alpha + \beta = \pi$.

Для этих двух случаев выходное напряжение с учетом (2.2) описывается выражением

$$\varepsilon' = \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos(\pi - \alpha)] = \cos \alpha, \quad (2.3)$$

где угол включения (α) изменяется в пределах $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ при $\beta > \alpha$, и выражением

$$\varepsilon'' = 1 + \cos \alpha, \quad (2.4)$$

где изменение угла α производится в пределах $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$ при $\beta < \alpha$.

Из (2.3) и (2.4) следует:

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = 1.$$

2.2. Регулировочные характеристики трёхфазных нулевых выпрямителей

Для этой схемы определим общий случай формирования выпрямленного напряжения при произвольных углах включения (α) и выключения (β) тиристорov.

Исходя из приведенной на рис. 2.2, а временной диаграммы, имея в виду, что началом отсчета угла включения (α) является точка $\frac{\pi}{6}$, запишем выражение для среднего значения выпрямленного напряжения на нагрузке:

$$U_{d(\alpha,\beta)} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\beta} \sqrt{2} U_1 \sin \theta d\theta = \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} U_1 \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \beta \right]$$

или в относительных единицах, имея в виду, что

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_1 = 1,17 U_1,$$

$$\varepsilon = \frac{U_{d(\alpha,\beta)}}{U_{d0}} = \frac{\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \beta}{\sqrt{3}}. \quad (2.5)$$

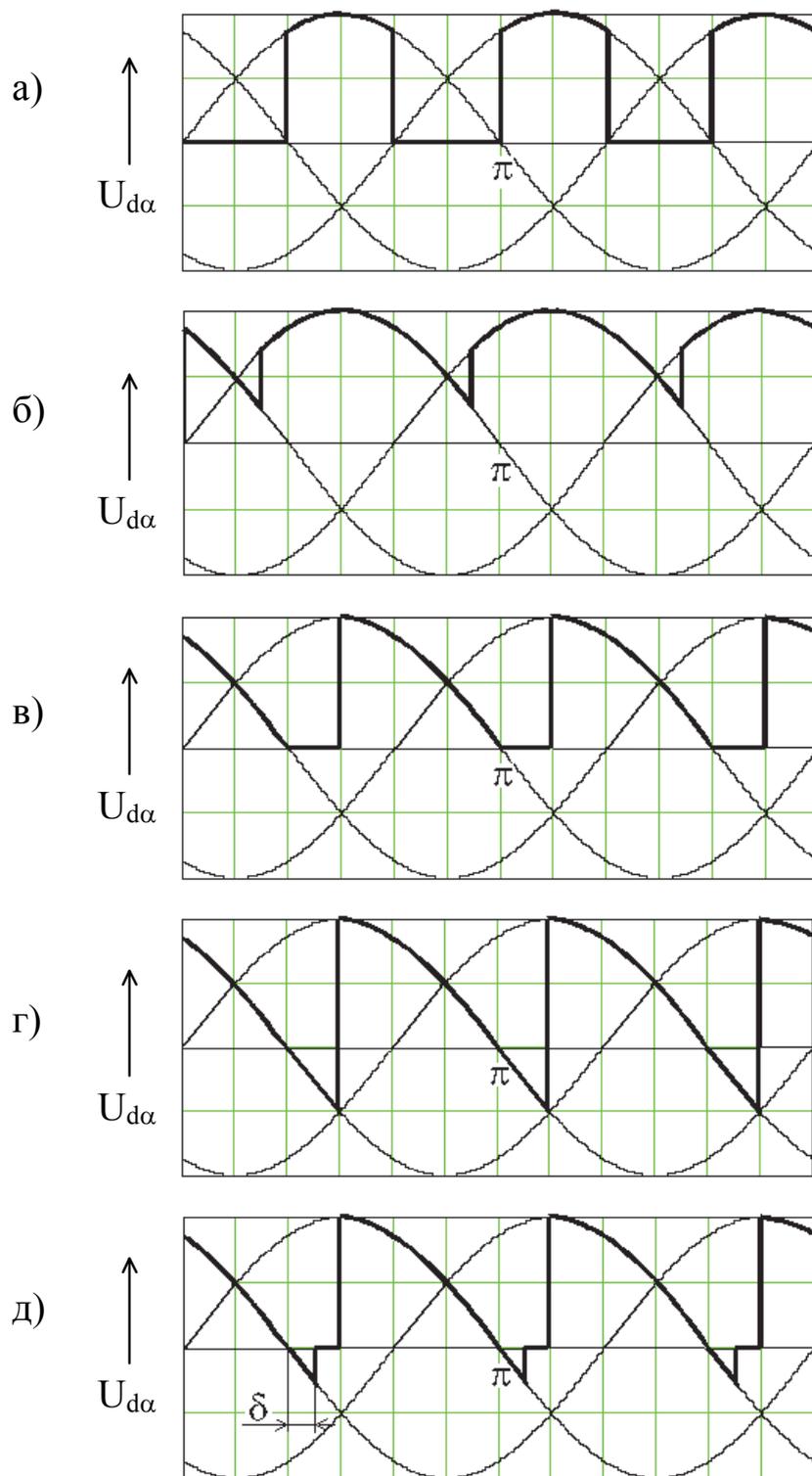


Рис. 2.2. Временные диаграммы трёхфазного нулевого выпрямителя с ИК (а); с ЕК в режимах непрерывного тока (б, г); с ЕК в режимах прерывистого тока (в, д)

Рассмотрим частные случаи зависимостей среднего значения выпрямленного напряжения от характера нагрузки при ЕК и ИК.

2.2.1. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку

Следует различать режим непрерывного тока $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$ и $\beta = \frac{5\pi}{6} + \alpha$ (см. рис. 2.2, б) и режим прерывистого тока при $\beta = \pi$ (см. рис. 2.2, в).

По выражению (2.5) для режима непрерывного тока при $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$ среднее значение выпрямленного напряжения:

$$\varepsilon = \cos \alpha, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6},$$

а для режима прерывистого тока

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{3}}{3} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right], \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}.$$

2.2.2. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

Временные диаграммы для этого режима приведены на рис. 2.2, б, г. Из этих диаграмм видно, что для любых значений α угол естественного выключения тиристорov (β) связан с углом управления (α) выражением $\beta = \frac{5\pi}{6} + \alpha$. Используя уравнение (2.5), определим степень регулирования:

$$\varepsilon = \cos \alpha, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}.$$

2.2.3. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при произвольной RL-нагрузке

У этого выпрямителя в области управления $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} + \delta$ предыдущие тиристоры выключаются после включения последующих, и ток в нагрузке – непрерывный. Для режима непрерывного тока, как и в

предыдущем случае, степень регулирования (ε) связана с углом α выражением $\varepsilon = \cos \alpha$, $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} + \delta$. Характер нагрузки начинает проявлять себя при $\alpha > \frac{\pi}{6} + \delta$ в режимах прерывистого тока.

В этом случае степень регулирования выходного напряжения с учетом выражения (2.5) запишется в виде

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos(\pi + \delta) \right],$$

где δ – угол задержки перехода тока через ноль, который определен из решения дифференциального уравнения, описывающего переходные процессы в схеме:

$$u_{d\alpha} = \left| \sqrt{2}U_1 \sin \theta \right|_{\alpha} = R_d i + L_d \frac{di}{dt}.$$

Ток в нагрузке на интервале проводимости удобно представить в виде суммы его принужденной и свободной составляющих $i = i_{св} + i_{пр}$, которые соответственно равны:

$$i_{пр} = \frac{\sqrt{2}U_{2\phi}}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{и} \quad i_{св} = A e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{6} - \alpha}{\omega \tau}},$$

где $\tau = \frac{L_d}{R_d} = \frac{\text{tg} \varphi}{\omega}$; $\varphi = \text{arctg} \frac{\omega L_d}{R_d}$.

Постоянную интегрирования A находим из начальных условий коммутации, полагая, что в момент включения тиристорov $\left(\omega t = \alpha + \frac{\pi}{6} \right)$ ток отсутствовал ($i = 0$):

$$A + \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin \left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) = 0.$$

Отсюда находим коэффициент A :

$$A + \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \delta - \varphi \right),$$

и общее решение для тока:

$$i = \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \delta - \varphi\right) e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{6} - \alpha}{\omega \tau}} \right].$$

После подстановки в последнее выражение значения $\omega t = \pi + \delta$, при котором тиристоры выключаются и ток переходит через ноль ($i = 0$), получаем уравнение:

$$\sin(\pi + \delta - \varphi) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \delta - \varphi\right) e^{-\frac{5\pi + \delta - \alpha}{6\omega\tau}} = 0.$$

2.2.4. Трёхфазный нулевой выпрямитель с искусственной коммутацией при произвольной RL -нагрузке

Мгновенное значение выходного напряжения изображено на рис. 2.2, *a*. Из этого рисунка можно установить связь между углами коммутации $\alpha + \beta = \frac{5\pi}{6}$. С учетом этого и выражения (2.5) степень регулирования описывается выражением

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right]$$

или после использования формул преобразования

$$\varepsilon = \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right), \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}.$$

При двухполярном формировании мгновенного значения выпрямленного напряжения на 120-градусном периоде коммутации $T_k = \frac{2\pi}{3} = t_1 + t_2$ (см. рис. 2.2, *a* с учетом пунктирных линий) с увеличением α t_1 уменьшается, а t_2 увеличивается. В этом случае

$$\varepsilon = 2 \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right), \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}.$$

2.3. Регулировочные характеристики мостовых выпрямителей

Сначала рассмотрим общий случай формирования выходного напряжения на нагрузке при произвольных углах α и β (рис. 2.3, а).

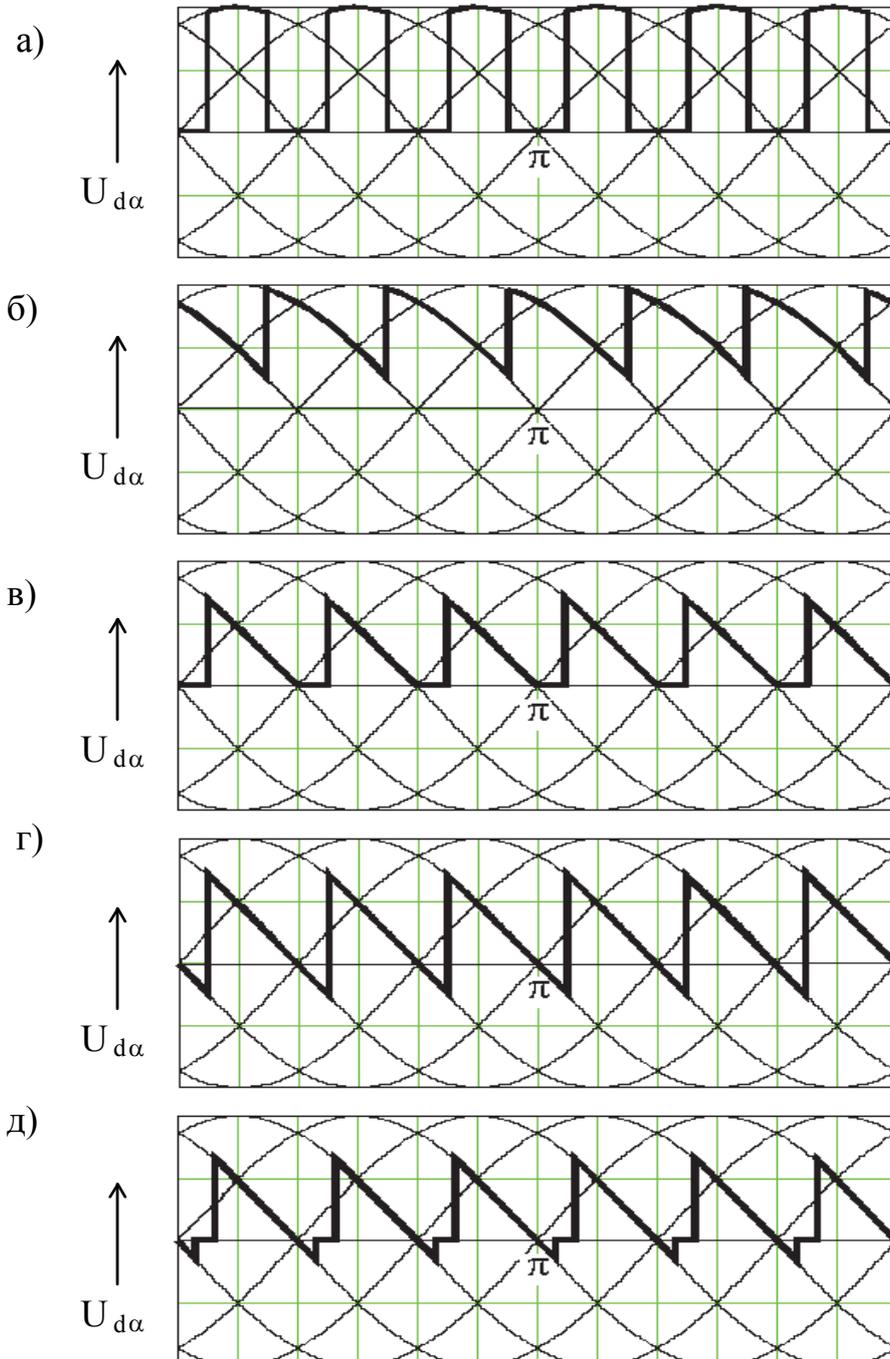


Рис. 2.3. Временные диаграммы трёхфазного мостового выпрямителя

Для него среднее выпрямленное напряжение определится выражением

$$U_{d(\alpha,\beta)} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\beta} \sqrt{6}U_1 \sin \theta d\theta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_1 \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\beta \right]$$

или в относительных единицах

$$\varepsilon = \frac{U_{d(\alpha,\beta)}}{U_{d0}} = \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\beta, \quad (2.6)$$

где $U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_1 = 2,34U_1$.

Далее рассмотрим частные случаи регулировочных характеристик для мостовой схемы с ЕК и ИК при различном характере нагрузки.

2.3.1. Трёхфазная мостовая схема с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку

Рассмотрим два интервала изменения угла включения тиристоров α от 0 до $\frac{\pi}{3}$ и от $\frac{\pi}{3}$ до $\frac{2\pi}{3}$.

При $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ наблюдается режим непрерывного тока (см. рис. 2.3, б), при котором $\beta = \frac{2\pi}{3} + \alpha$, и из выражения (2.6) видно, что изменение регулировочной характеристики происходит по косинусоидальному закону:

$$\varepsilon = \cos \alpha, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}.$$

При $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$ вследствие выключения тиристоров в точке $\beta = \pi$ наблюдается режим прерывистого тока (см. рис. 2.3, в). Для данного режима выражение (2.6) преобразуется к виду

$$\varepsilon = \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) + 1 \right], \quad \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}.$$

Из полученного выражения видно, что при $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ $\varepsilon = 0$.

2.3.2. Трёхфазная мостовая схема с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

При таком идеализированном условии работы схемы угол выключения тиристорov определяется выражением: $\beta = \frac{2\pi}{3} + \alpha$ при любых значениях угла включения α (рис. 2.3, з), поэтому регулировочная характеристика во всем диапазоне изменения α имеет, согласно (2.6), только одно уравнение:

$$\varepsilon = \cos \alpha, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}.$$

Для этого режима имеет смысл применить арккосинусное управление, при котором выходное напряжение будет изменяться по линейному закону:

$$\alpha = \arccos kU_y,$$

и тогда

$$\varepsilon = kU_y,$$

где k – коэффициент пропорциональности; U_y – сигнал управления.

2.3.3. Схема тиристорного трёхфазного мостового выпрямителя с естественной коммутацией при произвольной RL -нагрузке

Временная диаграмма при $\alpha > \frac{\pi}{3}$ приведена на рис. 2.3, д. Степень регулирования ε определим по выражению (2.6), в котором угол выключения $\beta = \pi + \delta$ не однозначен, так как угол задержки выключения (δ) зависит от соотношения между R_d и L_d :

$$\varepsilon = \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos(\pi + \delta).$$

Угол (δ) задержки перехода тока через ноль определяется из решения неоднородного дифференциального уравнения:

$$u_{d\alpha} = \left| \sqrt{6}U_1 \sin \theta \right|_{\alpha} = R_d i + L_d \frac{di}{dt}.$$

Общее решение неоднородного уравнения определяется суммой общего однородного и частного неоднородного уравнений:

$$i = i_{OH} = i_{OO} + i_{CH}.$$

Эти составляющие:

$$i_{\text{оо}} = Ae^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha}{\omega \tau}} \quad \text{и} \quad i_{\text{чн}} = \frac{\sqrt{6}U_1}{Z_d} \sin(\omega t - \varphi),$$

и их сумма:

$$i = Ae^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha}{\omega \tau}} + \frac{\sqrt{6}U_1}{Z_d} \sin(\omega t - \varphi),$$

где

$$\tau = \frac{L_d}{R_d} = \frac{\text{tg}\varphi}{\omega}, \quad Z_d = \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}, \quad \varphi = \text{arctg} \frac{\omega L_d}{R_d}.$$

При включении тиристора $\omega t = \frac{\pi}{3} + \alpha$; $i = 0$ и, следовательно,

$$A = -\frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{Z_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right),$$

а общее решение:

$$i = \frac{\sqrt{6}U_{2\phi}}{Z_d} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) e^{-\frac{\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha}{\omega \tau}} \right].$$

При выключении тиристора $\omega t = \pi + \delta$; $i = 0$, и тогда

$$\sin(\pi + \delta - \varphi) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) e^{-\frac{\frac{2\pi}{3} + \delta - \alpha}{\omega \tau}} = 0.$$

Это уравнение устанавливает связь между δ и α при заданном значении φ и используется при аналитических расчетах $\varepsilon(\alpha)$.

2.3.4. Трёхфазная мостовая схема выпрямителя с искусственной коммутацией при произвольной RL -нагрузке

При ИК форма выпрямленного напряжения определяется значениями углов коммутации тиристорov α и β и не зависит от характера нагрузки (см. рис. 2.3, а).

При симметричном управлении мостовой схемой углы коммутации связаны выражением: $\beta = \frac{2\pi}{3} - \alpha$ и степень регулирования выходного напряжения определяется по формуле

$$\varepsilon = \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right).$$

Регулировочные характеристики выпрямителей приведены на рис. 2.4.

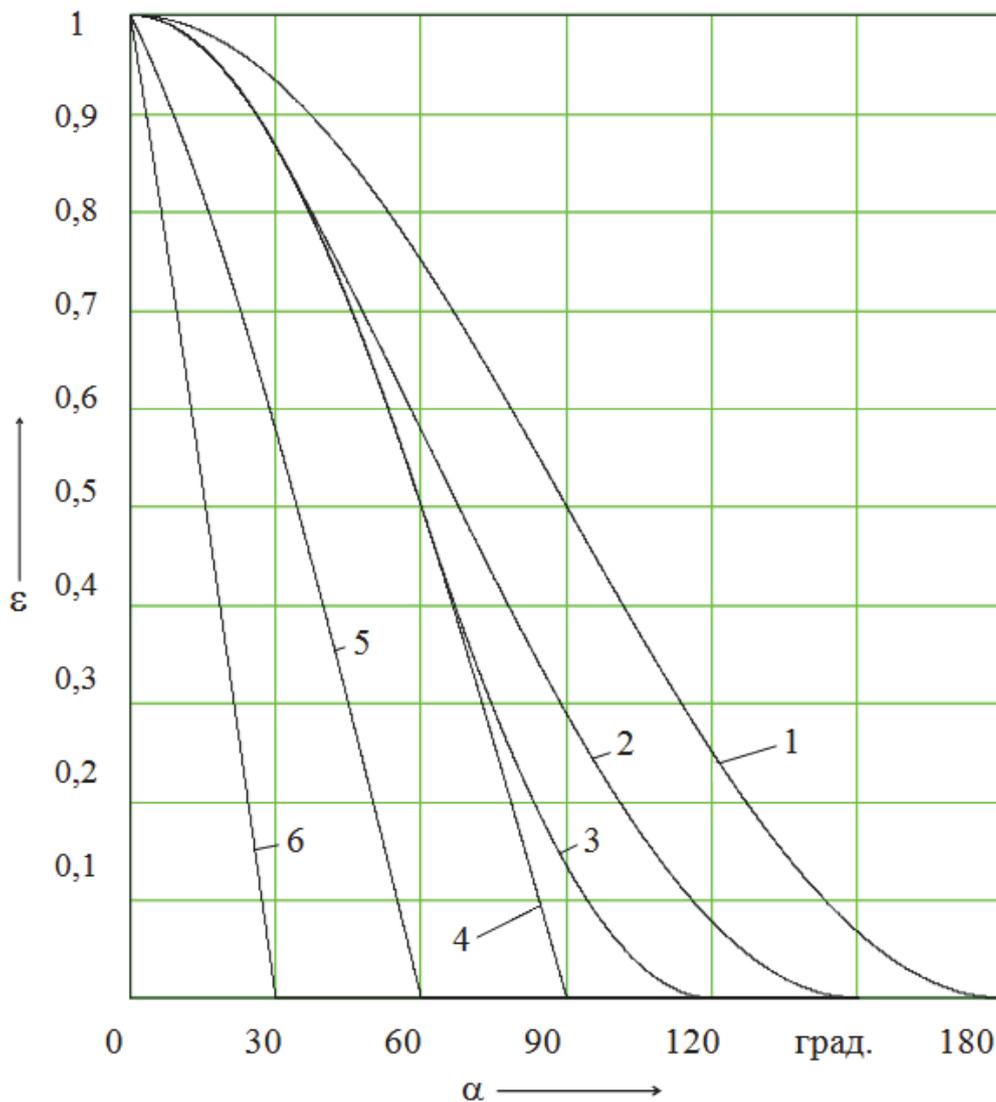


Рис. 2.4. Регулировочные характеристики выпрямителей:
 1, 2, 3 – однофазный и трёхфазные нулевой и мостовой выпрямители с ЕК и R -нагрузкой; 4 – все схемы выпрямителей с ЕК на L -нагрузку и однофазный выпрямитель с ИК; 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК; 6 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК

После упрощения с помощью формул приведения получим:

$$\varepsilon = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right), \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}.$$

3. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Этот раздел посвящен выводу аналитических выражений для зависимости действующего значения напряжения на нагрузке от угла включения α и угла выключения β в различных схемах ТРН.

3.1. Регулировочные характеристики тиристорных регуляторов переменного напряжения с нулевым проводом

Трехфазный ТРН с нулевым проводом представляет собой три однофазных регулятора. Для него определим действующее значение напряжения на нагрузке одной фазы для наиболее общего случая при произвольных углах α и β .

Для этого запишем исходное выражение для регулировочной характеристики однофазного ТРН, используя диаграммы, приведенные на рис. 3.1 и 3.2:

$$\begin{aligned} U_{2(\alpha,\beta)} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (\sqrt{2}U_1)^2 \sin^2 \theta \, d\theta} = U_1 \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{\theta}{2} \Big|_{\alpha}^{\beta} - \frac{2}{\pi} \frac{\sin 2\theta}{4} \Big|_{\alpha}^{\beta}} = \\ &= U_1 \sqrt{\frac{\beta - \alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\beta - \sin 2\alpha}{2\pi}}, \end{aligned} \quad (3.1)$$

где U_1 – действующее значение напряжения сети.

Выражение (3.1) в относительных единицах имеет вид

$$\varepsilon = \bar{U}_{2(\alpha,\beta)} = \frac{U_{2(\alpha,\beta)}}{U_1} = \sqrt{\frac{\beta - \alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\beta - \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (3.2)$$

При симметричном управлении $\beta = \pi - \alpha$ и при $\alpha < \beta$ (рис. 3.2) получим:

$$U_{2\alpha} = \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}, \quad 0 \leq \alpha \leq \pi.$$

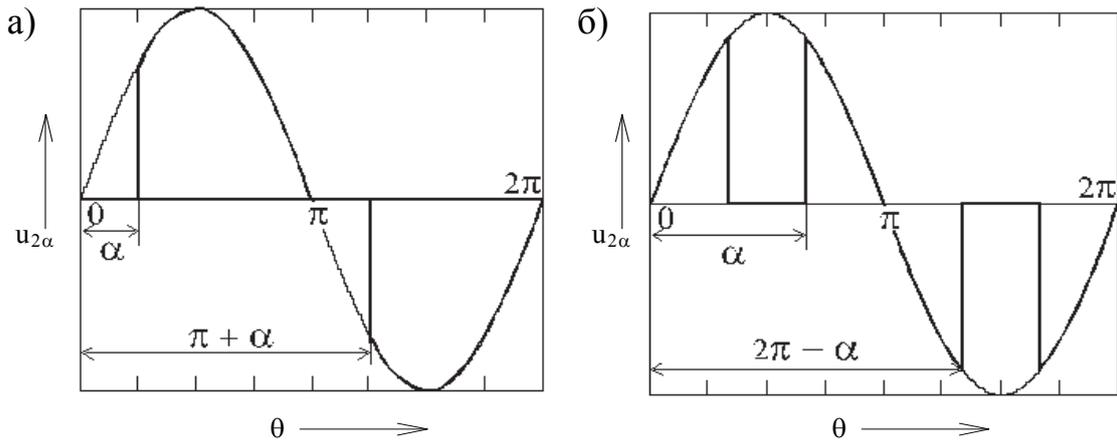


Рис. 3.1. Временные диаграммы однофазных регуляторов переменного напряжения с естественной коммутацией:
 а – при R -нагрузке; б – при L -нагрузке

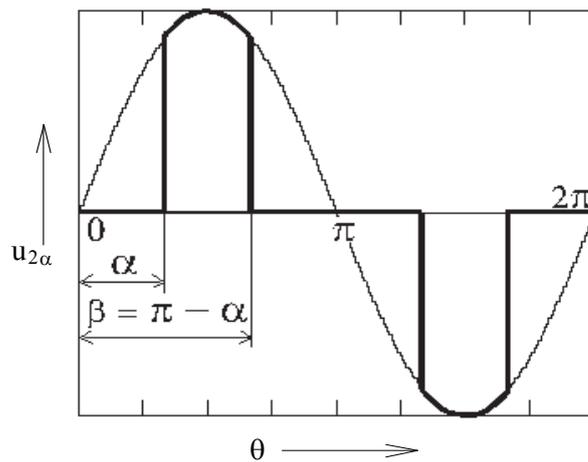


Рис. 3.2. Временные диаграммы однофазных регуляторов переменного напряжения с искусственной коммутацией

3.1.1. Однофазный тиристорный регулятор переменного напряжения с естественной коммутацией при работе на R -нагрузку

Частный случай выражения (3.2), когда $\beta = \pi$ (см. рис. 3.1, а):

$$U_{2(\alpha,\beta)} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad 0 \leq \alpha \leq \pi.$$

3.1.2. Однофазный тиристорный регулятор переменного напряжения с естественной коммутацией при работе на L-нагрузку

При работе на индуктивную нагрузку угол включения α изменяется в пределах $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$, а угол выключения $\beta = 2\pi - \alpha$ (см. рис. 3.1, б).

На основании этого выражение (3.2) запишется в виде

$$U_{2(\alpha,\beta)} = \sqrt{2 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}, \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi.$$

Следует отметить, что это выражение справедливо и для ИК при $\alpha > \beta$ и симметричном управлении, когда $\beta = \pi - \alpha$ (см. рис. 3.1, б).

3.1.3. Однофазный тиристорный регулятор переменного напряжения с естественной коммутацией при работе на RL-нагрузку

Степень регулирования напряжения:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} \sin^2 \theta \, d\theta}.$$

После интегрирования получим:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{\alpha - \delta}{\pi} + \frac{1}{2\pi} (\sin 2\alpha - \sin 2\delta)},$$

где δ – угол запаздывания перехода тока нагрузки через ноль относительно напряжения сети.

Угол δ является функцией α и φ_2 и находится из решения дифференциального уравнения [1]:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = \sqrt{2} U_1 \sin \theta. \quad (3.3)$$

Решением общего неоднородного уравнения является сумма из решений общего однородного и частного неоднородного

$$i_{\text{OH}} = i_{\text{OO}} + i_{\text{CH}},$$

которые соответственно равны:

$$i_{00} = C e^{-\frac{(\theta-\alpha)R}{\omega L}}, \quad (3.4)$$

$$i_{\text{чн}} = \frac{\sqrt{2}U}{Z} \sin(\theta - \varphi_2), \quad (3.5)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$.

Из уравнений (3.3), (3.4) и (3.5) находим общий ток:

$$i_{00} = C e^{-\frac{(\theta-\alpha)R}{\omega L}} + \frac{\sqrt{2}U}{Z} \sin(\theta - \varphi_2), \quad (3.6)$$

где $C = -\frac{\sqrt{2}U}{Z} \sin(\theta - \varphi_2)$ – постоянная интегрирования, определяемая из начального условия в момент включения тиристорov, т.е. при $\theta = \alpha$, $i = 0$.

Зная, что тиристоры выключаются в момент $\beta = \pi + \delta$, когда ток переходит через ноль, из выражения (3.6) получим трансцендентное уравнение

$$\sin(\varphi_2 - \delta) = \sin(\alpha - \varphi_2) e^{-\frac{\pi + \delta - \alpha}{\text{tg}\varphi_2}},$$

из которого при заданных значениях φ_2 и α можно найти угол δ , необходимый для нахождения $U_{2\alpha}$ и ϵ .

Характеристики ТРНЕ с нулевым проводом для различных φ_2 приведены на рис. 3.3.

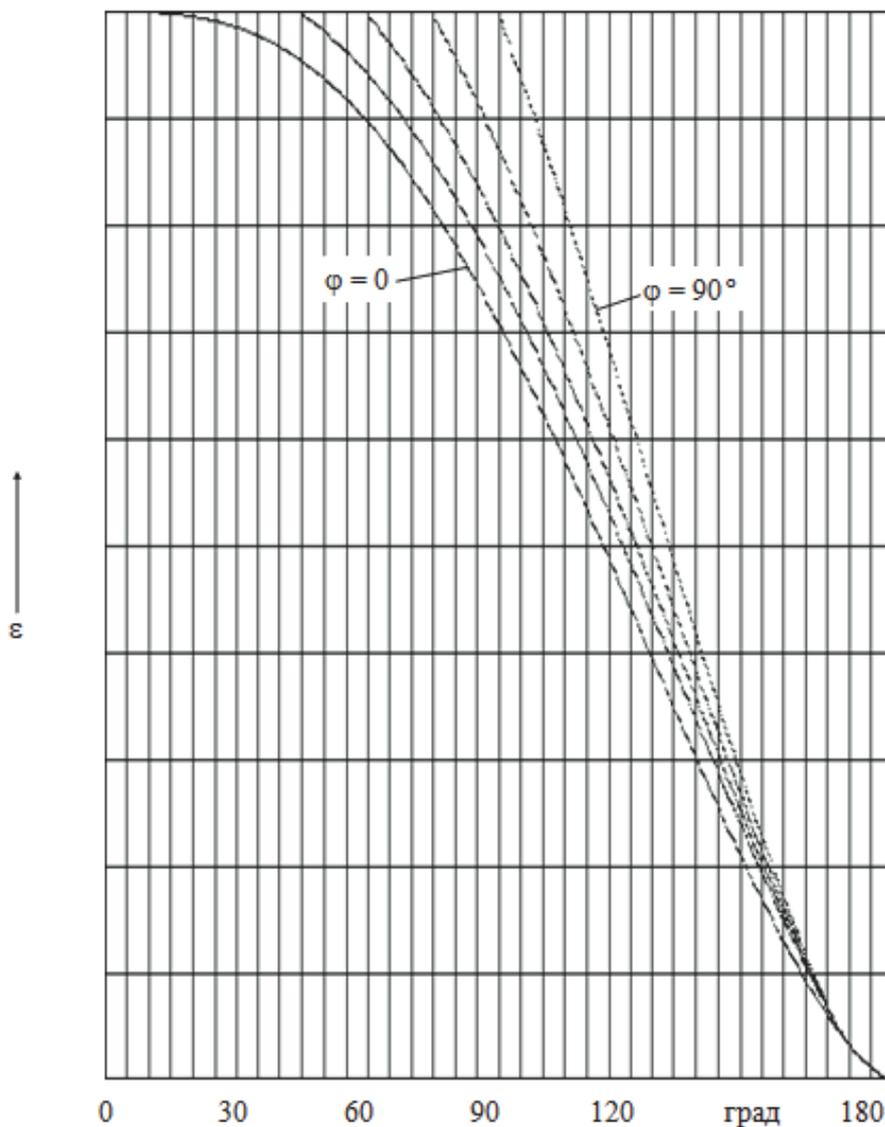


Рис. 3.3. Семейство регулировочных характеристик ТРНЕ с нулевым проводом при произвольной RL -нагрузке

3.2. Регулировочные характеристики тиристорных регуляторов переменного напряжения без нулевого провода

3.2.1. Работа трехфазного тиристорного регулятора переменного напряжения с естественной коммутацией на R -нагрузку

При активной нагрузке следует различать три режима работы трехфазного ТРН:

1) режим с чередованием трехфазной проводимости с двухфазной, когда угол α изменяется в пределах $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$;

2) дограничный режим с двухфазной проводимостью, который наблюдается при изменении угла α на интервале $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$;

3) сверхграничный режим с двухфазной проводимостью при изменении угла α в пределах $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$.

Получим зависимости $U_{2\alpha} = f(\alpha)$ для каждого из режимов:

1) Режим с чередованием трехфазной проводимости с двухфазной, когда в работе то три, то два тиристора.

В данном режиме формирования напряжения фазы А изображено на рис. 3.4, а. Для этой фазы действующее значение напряжения на нагрузке в относительных единицах, запишется следующим образом:

$$U_{2\alpha} = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} u_a^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \left[\frac{u_{ab}}{2} \right]^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} u_a^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \left[\frac{u_{ac}}{2} \right]^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} u_a^2 d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}},$$

где $u_a = \sqrt{2}U_1 \sin \theta$ – мгновенное значение фазного напряжения;
 $u_{ab} = \sqrt{6}U_1 \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$ и $u_{ac} = \sqrt{6}U_1 \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$ – мгновенные значения линейных напряжений с амплитудой $\sqrt{6}U_1$.

Переходя к действующим значениям напряжений, в относительных единицах получим:

$$\varepsilon = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \frac{3}{2} \sin^2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{3}{2} \sin^2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3.7)$$

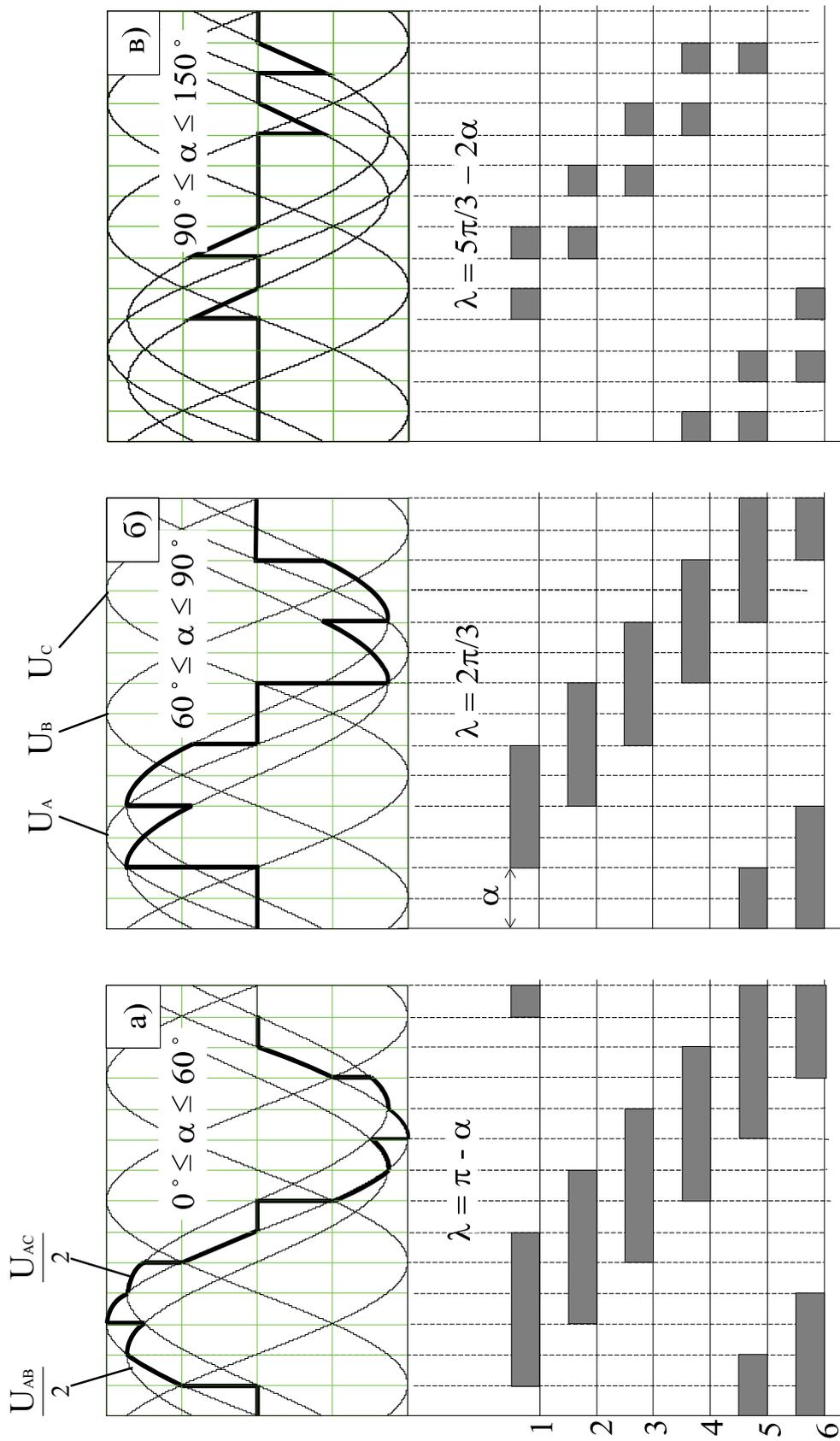


Рис. 3.4. Временные диаграммы трехфазных ТРНЕ при активной нагрузке

Произведем следующие преобразования:

$$\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta \, d\theta = \frac{\pi}{3} - \alpha - \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{2};$$

$$\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta \, d\theta = \frac{\pi}{3} - \alpha - \frac{\sin \frac{4\pi}{3}}{2} + \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right)}{2};$$

$$\int_{\frac{2\pi}{3} + \alpha}^{\pi} 2 \sin^2 \theta \, d\theta = \frac{\pi}{3} - \alpha - \frac{\sin 2\pi}{2} + \frac{\sin\left(\frac{4\pi}{3} + 2\alpha\right)}{2};$$

$$\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \frac{3}{2} \sin^2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \, d\theta = \frac{3}{4} \left(\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right);$$

$$\int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \frac{3}{2} \sin^2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \, d\theta = \frac{3}{4} \left(\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right).$$

На основании (3.7) после сложения результатов интегрирования и последующего преобразования получим:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3 \sin 2\alpha}{4\pi}}, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}. \quad (3.8)$$

2) Дограничный режим с двухфазной проводимостью.

В соответствии с временной диаграммой (рис. 3.4, б) можно записать выражение для действующего значения напряжения нагрузки.

Исходное выражение:

$$U_{2\alpha} = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \left[\frac{u_{ac}}{2} \right]^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \left[\frac{u_{ab}}{2} \right]^2 d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Переходя от мгновенных значений к действующим, запишем:

$$\varepsilon = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}},$$

$$\varepsilon = \left[\frac{3}{4\pi} \left(\theta - \frac{\sin \left(2\theta + \frac{\pi}{3} \right)}{2} \right) \Big|_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} + \frac{3}{4\pi} \left(\theta - \frac{\sin 2\theta - \frac{\pi}{3}}{2} \right) \Big|_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Используя выражение:

$$\sin \left(2\alpha + \frac{\pi}{3} \right) = \frac{\sin 2\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha, \quad (3.9)$$

после последующих преобразований получим:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3 \sin 2\alpha}{4\pi} + \frac{3 \sin \left(2\alpha + \frac{\pi}{3} \right)}{4\pi}}$$

или

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \sin \left(2\alpha + \frac{\pi}{6} \right)}, \quad \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}. \quad (3.10)$$

3) Сверхграничный режим с двухфазной проводимостью.

Диаграмма этого режима представлена на рис. 3.4, в. По этой диаграмме установим пределы интегрирования и запишем выражение:

$$U_{2\alpha} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{5\pi}{6}} \left[\frac{u_{ab}}{2} \right]^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \left[\frac{u_{ac}}{2} \right]^2 d\theta \right)}.$$

Осуществим переход к степени регулирования:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta \right)}.$$

Используя выражение (3.9), после интегрирования получим:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin \left(2\alpha + \frac{\pi}{3} \right)}, \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6} \quad (3.11)$$

Из выражений (3.8) и (3.10) следует, что при $\alpha = \frac{\pi}{3}$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right)}, \quad (3.12)$$

а из выражений (3.10) и (3.11) следует, что при $\alpha = \frac{\pi}{2}$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right)}. \quad (3.13)$$

Выражение (3.12) позволяет определить численное значение точки перехода ε из первого режима во второй, а выражение (3.13) – соответственно из второго в третий. Эти точки соединяют участки регулировочной характеристики ТРНЕ при работе на R – нагрузку без нарушения плавности изменения ε в функции угла α .

Регулировочные характеристики ТРНЕ будут представлены далее.

**3.2.2. Работа трёхфазного тиристорного регулятора
переменного напряжения с естественной коммутацией
на L-нагрузку**

При индуктивной нагрузке для данного ТРН характерны два режима работы:

1) режим чередования трехфазной и двухфазной проводимостей при изменении угла регулирования $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$;

2) дограничный режим с двухфазной проводимостью при изменении α в пределах $\frac{2\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$.

Используя временную диаграмму (рис. 3.5, а) для первого режима, составим исходное выражение, например, для фазы А:

$$U_{2\alpha} = \left[\frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\frac{2\pi}{3}-\alpha} u_a^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}-\alpha}^{\alpha-\frac{\pi}{3}} \left[\frac{u_{ac}}{2} \right]^2 d\theta + \int_{\alpha-\frac{\pi}{3}}^{\pi-\alpha} u_a^2 d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}}.$$

После раскрытия мгновенных величин определим степень регулирования переменного напряжения:

$$\varepsilon = \left[\frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\frac{2\pi}{3}-\alpha} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}-\alpha}^{\alpha-\frac{\pi}{3}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\alpha-\frac{\pi}{3}}^{\pi-\alpha} 2 \sin^2 \theta d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Имея в виду, что $\sin^2 \theta = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\alpha)$, получим:

$$\varepsilon = \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{5\pi}{4} - \frac{3}{2}\alpha + \frac{5}{4} \sin 2\alpha - \frac{\sin \left(\frac{4\pi}{3} - 2\alpha \right)}{2} + \frac{\sin \left(2\alpha - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}.$$

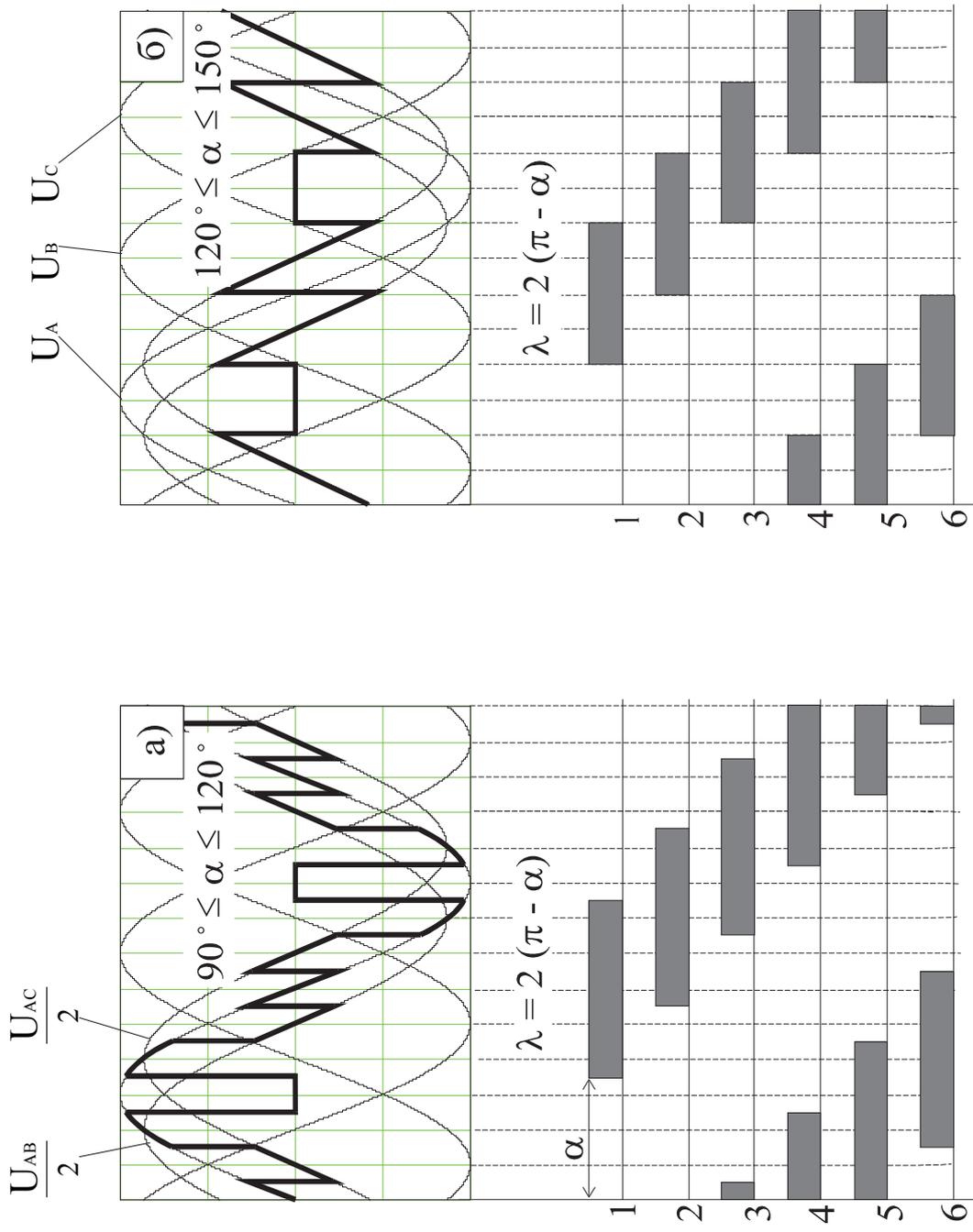


Рис. 3.5. Временные диаграммы трёхфазных ТРНЕ при индуктивной нагрузке

Произведем преобразования с учетом выражений:

$$\frac{\sin\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} = \frac{\sin 2\alpha \cos \frac{2\pi}{3} - \sin \frac{2\pi}{3} \cos 2\alpha}{2},$$

$$\frac{\sin\left(\frac{4\pi}{3} - 2\alpha\right)}{2} = \frac{\sin \frac{4\pi}{3} \cos 2\alpha - \sin 2\alpha \cos \frac{4\pi}{3}}{2}$$

и определим их сумму:

$$\frac{\sin\left(\frac{4\pi}{3} - 2\alpha\right)}{2} + \frac{\sin\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} = -\frac{\sin 2\alpha}{2}.$$

После подстановки и последующих преобразований окончательно получим:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{5}{2} - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin 2\alpha}, \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}. \quad (3.14)$$

Для дограничного режима (см. рис. 3.5, б) выражение для действующего значения напряжения нагрузки запишем через мгновенное линейное напряжение сети (u_{ab}):

$$U_{2\alpha} = \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha - \frac{2\pi}{3}}^{\pi - \alpha} \left[\frac{u_{ab}}{2} \right]^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{или} \quad U_{2\alpha} = U_1 \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha - \frac{2\pi}{3}}^{\pi - \alpha} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Степень регулирования для $U_{2\alpha}$ дограничного режима:

$$\varepsilon = \left[\frac{5}{2} - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin \left(2\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad \frac{2\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}. \quad (3.15)$$

По выражениям (3.14) и (3.15) строится регулировочная характеристика ТРНЕ при работе на L -нагрузку.

Представленные на рис. 3.5, а, б диаграммы напряжений можно также получить для любой произвольной нагрузки, если применить к ТРН искусственную коммутацию тиристоров с симметричным управлением, когда углы коммутации связаны выражением $\beta = \pi - \alpha$ и $\beta < \alpha$. В этом случае регулировочные характеристики аналогичны характеристикам ТРНЕ с рассмотренной L -нагрузкой.

3.2.3. Работа трехфазного тиристорного регулятора переменного напряжения с естественной коммутацией на RL -нагрузку

Определим действующее значение напряжения при произвольной RL -нагрузке.

В этом случае следует различать два режима работы:

1) дограничный режим при изменении угла управления α в пределах $\varphi_2 < \alpha < \alpha_{гр}$;

2) сверхграничный режим, когда $\alpha_{гр} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$.

Используя временную диаграмму (рис. 3.6, а) для первого режима запишем:

$$\varepsilon = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\delta} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\delta}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\delta} 2 \sin^2 \theta d\theta + \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}+\delta}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi+\delta} 2 \sin^2 \theta d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}},$$

где δ – угол дополнительной проводимости тиристорov, который находится из трансцендентного уравнения [2]:

$$k \sin(\alpha - \varphi_2) e^{\frac{\alpha - \delta}{\text{tg}\varphi_2}} = \sin(\theta - \varphi_2);$$

k и $\alpha_{гр}$ находятся из выражений

$$k = \frac{e^{-\frac{\pi}{3\text{tg}\varphi_2}} - e^{-\frac{2\pi}{3\text{tg}\varphi_2}} - 2e^{-\frac{\pi}{\text{tg}\varphi_2}}}{e^{\frac{\pi}{3\text{tg}\varphi_2}} - e^{\frac{2\pi}{3\text{tg}\varphi_2}} + 2} \quad \text{и} \quad \alpha_{гр} = \text{arctg} \frac{2}{\sqrt{3}} \left(e^{-\frac{\pi}{3\text{tg}\varphi_2}} - \frac{1}{2} \right).$$

Для второго режима (см. рис. 3.6, б) запишем:

$$\varepsilon = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\lambda+\frac{\pi}{3}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}},$$

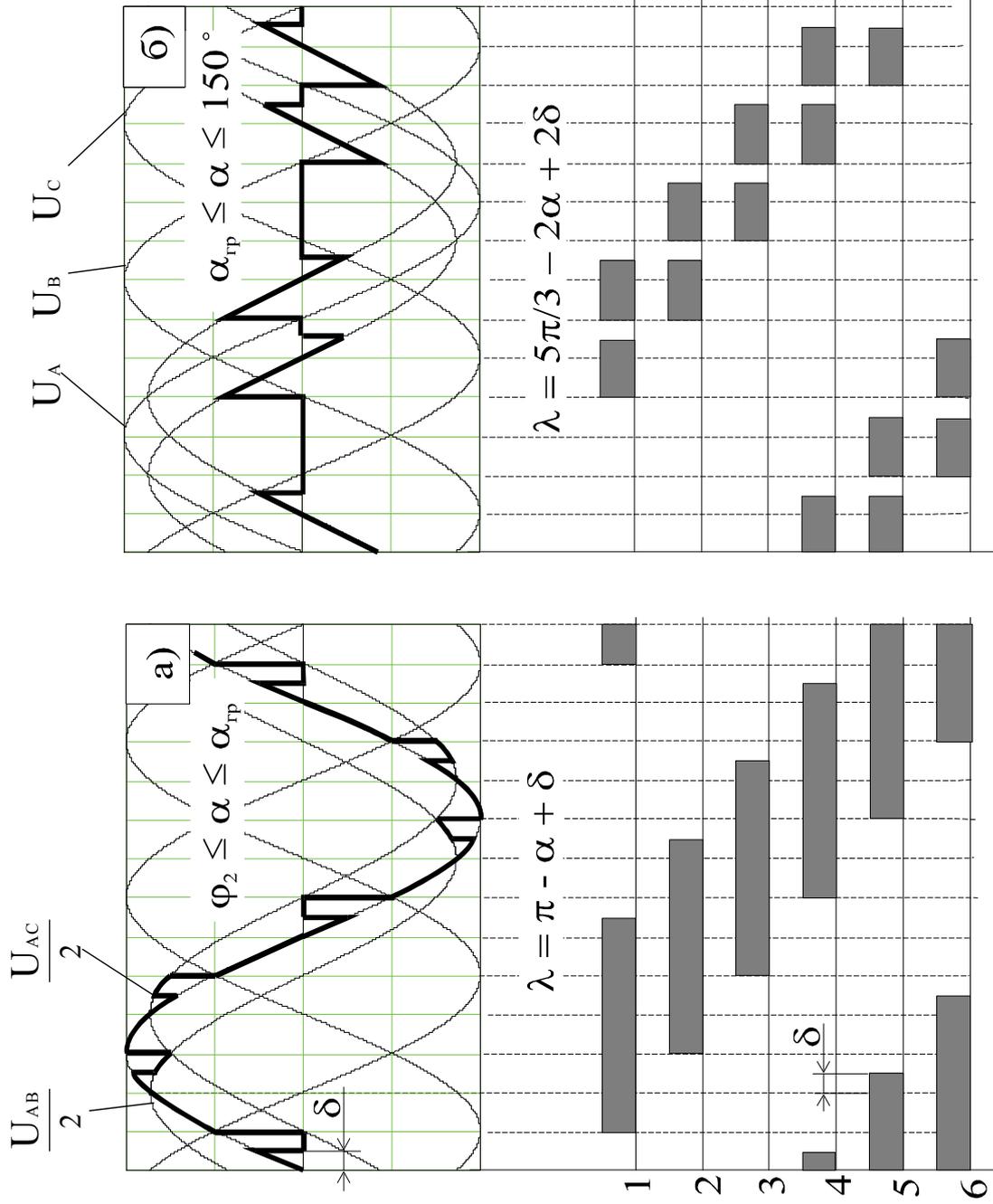


Рис. 3.6. Временные диаграммы трехфазных ТРНЕ при RL -нагрузке

где λ – угол проводимости тиристоров $\left(\lambda = \frac{5\pi}{6} - \alpha + \delta\right)$, который находится из трансцендентного уравнения

$$\sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi_2\right) e^{-\frac{\lambda}{\operatorname{tg}\varphi_2}} = \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \lambda - \varphi_2\right).$$

По полученным выражениям построены регулировочные характеристики ТРНЕ, приведенные на рис. 3.7.

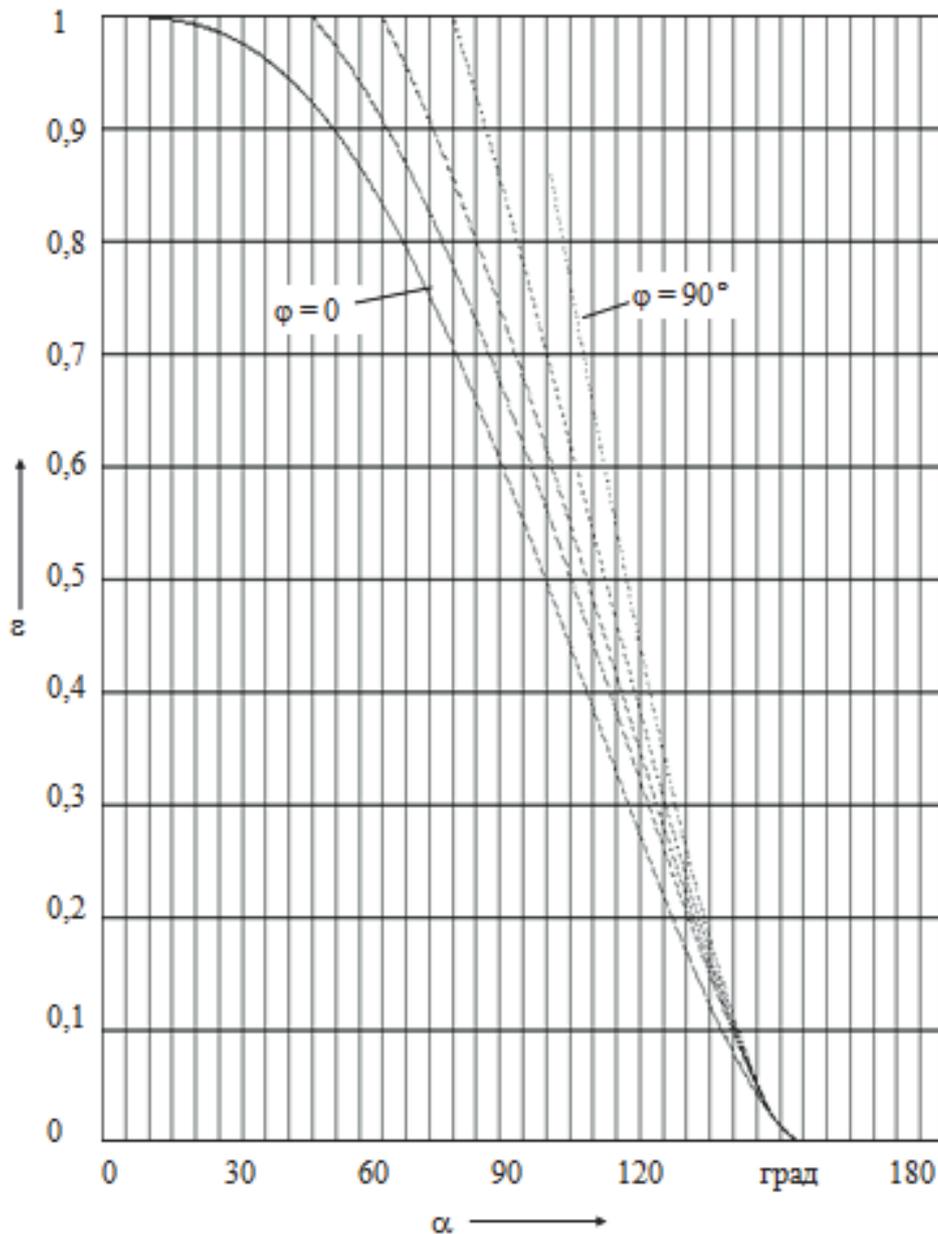


Рис. 3.7. Семейство регулировочных характеристик трехфазного ТРНЕ без нулевого провода при произвольной RL -нагрузке

3.3. Трёхфазный тиристорный регулятор переменного напряжения с искусственной коммутацией, управляемый углами включения (α) и выключения (β)

Для экономии электроэнергии при потреблении нагрузкой мощности из сети управляют углом выключения β при фиксированном угле включения $\alpha = \alpha_0$ (рис. 3.8, *a*), а при генерации нагрузкой мощности в сеть управление целесообразно передать на угол включения α с выбором фиксированного значения угла $\beta = \beta_0$ (рис. 3.8, *б*).

Работа трёхфазного тиристорного регулятора переменного напряжения с искусственной коммутацией (ТРНИ) как при потреблении, так и генерации энергии в зависимости от интервала проводимости тиристорov (λ) характеризуется двумя режимами:

- 1) чередования трехфазной и двухфазной проводимостей $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi\right)$;
- 2) сверхграничным $\left(\frac{\pi}{3} \leq \lambda \leq \frac{2\pi}{3}\right)$.

3.3.1. Работа трёхфазного тиристорного регулятора переменного напряжения с искусственной коммутацией при $\frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi$

По временным диаграммам (рис. 3.8, *a* и 3.9, *a*) запишем выражение для степени регулирования напряжения углами включения α и выключения β тиристорov:

$$\varepsilon = \left[\frac{1}{\pi} \left(\int_{\beta - \frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\beta - \frac{\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\beta - \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \frac{3}{2} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3} + \alpha}^{\beta} 2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\pi + \alpha}^{\beta + \frac{\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3.16)$$

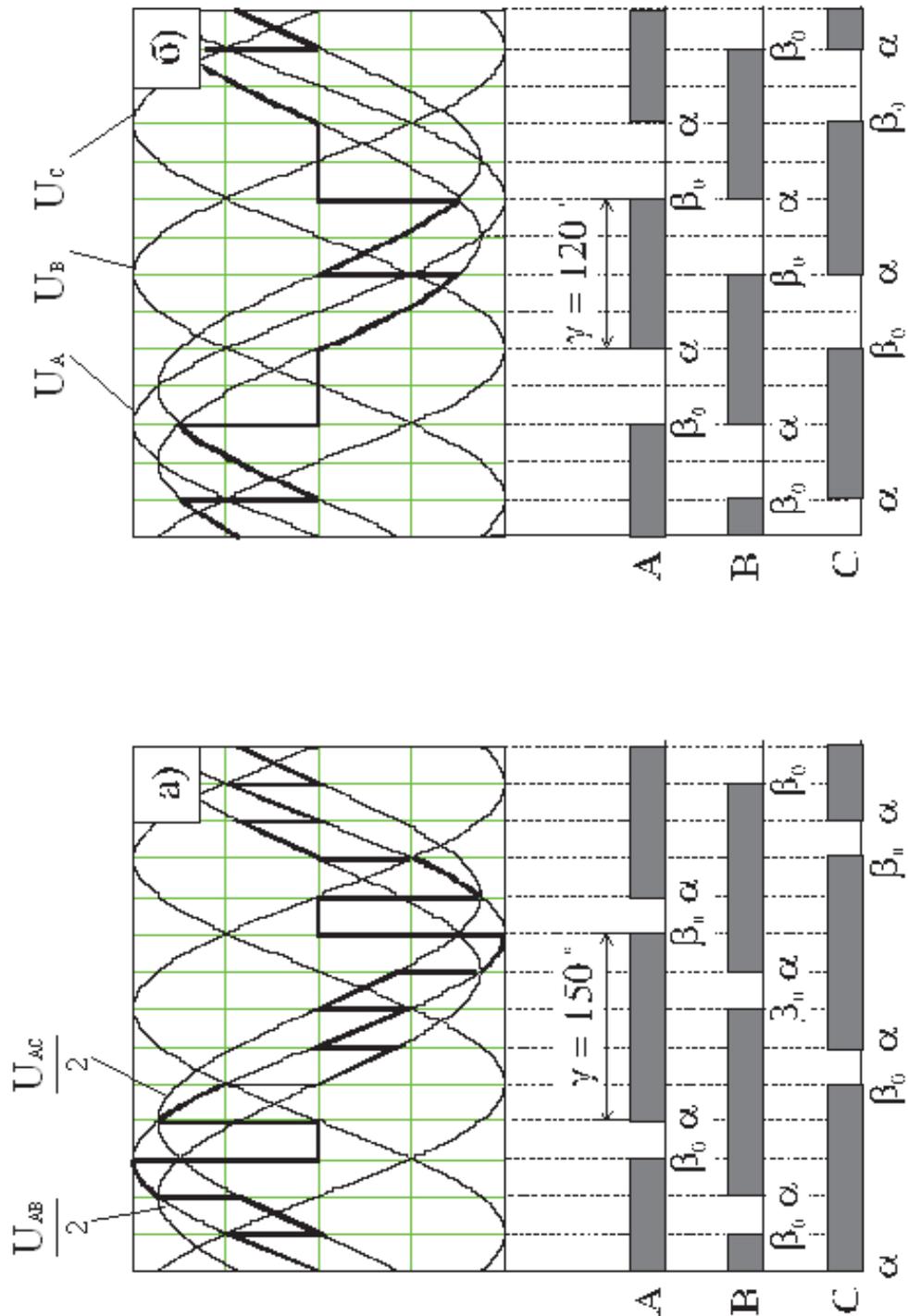


Рис. 3.8. Опережающее регулирование трёхфазным ТРНИ

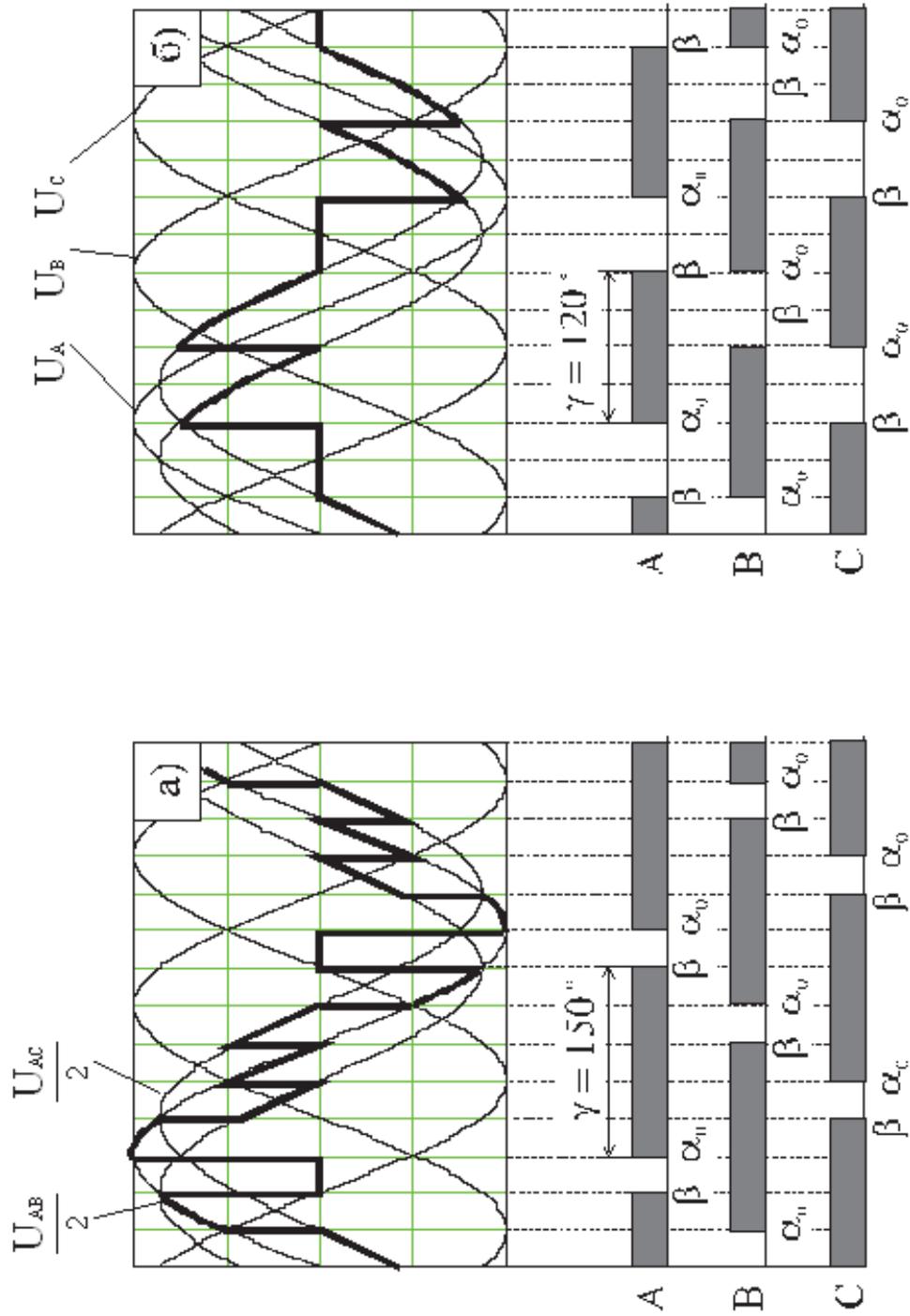


Рис. 3.9. Отстающее регулирование трёхфазным ТРНИ

Для решения этого выражения определим интегралы:

$$\int_{\beta - \frac{2\pi}{3}}^{\frac{\pi + \alpha}{3}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta = \frac{3}{4} \left(\pi + \alpha - \beta + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right);$$

$$\int_{\frac{\pi + \alpha}{3}}^{\beta - \frac{\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta d\theta = \beta - \alpha - \frac{2\pi}{3} + \frac{\sin \left(2\beta + \frac{\pi}{3} \right)}{2} + \frac{\sin \left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha \right)}{2};$$

$$\int_{\beta - \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi + \alpha}{3}} \frac{3}{2} \sin^2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) d\theta = \frac{3}{4} \left(\pi + \alpha - \beta + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right);$$

$$\int_{\frac{2\pi + \alpha}{3}}^{\beta} 2 \sin^2 \theta d\theta = \beta - \alpha - \frac{2\pi}{3} - \frac{\sin 2\beta}{2} - \frac{\sin \left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha \right)}{2};$$

$$\int_{\pi + \alpha}^{\beta + \frac{\pi}{3}} 2 \sin^2 \theta d\theta = \beta - \alpha - \frac{2\pi}{3} + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin \left(\frac{\pi}{3} - 2\beta \right)}{2}.$$

При подстановке полученных выражений в (3.16) окончательно запишем:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{3\beta}{2\pi} - \frac{3\alpha}{2\pi} - \frac{1}{2} + \frac{3 \sin 2\alpha}{4\pi} - \frac{3 \sin 2\beta}{4\pi}}, \quad \frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi. \quad (3.17)$$

Следует отметить, что при управлении углами α и β режим двухфазной проводимости наблюдается только при $\lambda = \frac{2\pi}{3}$.

При симметричном управлении (рис. 3.10, а) углы коммутации тиристоров связаны соотношением: $\beta = \pi - \alpha$, и выражение (3.17) имеет вид:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin 2\alpha}, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}.$$

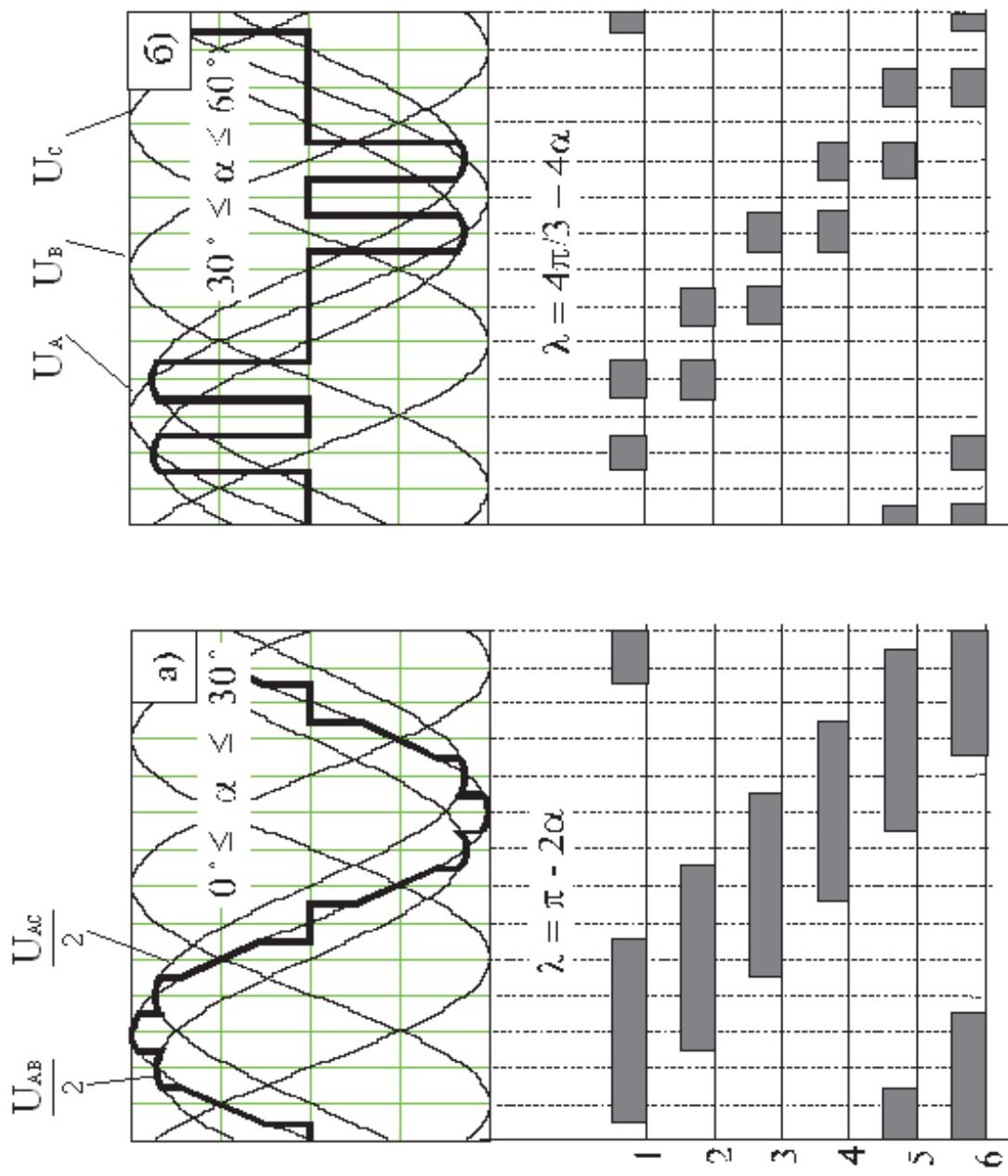


Рис. 3.10. Временные диаграммы трёхфазного ТРНИ

По выражению (3.17) строятся регулировочные характеристики ТРНИ при работе на RL -нагрузку при любом соотношении между α и β .

3.3.2. Работа трехфазного тиристорного регулятора переменного напряжения с искусственной коммутацией

$$\text{при } \frac{\pi}{3} \leq \lambda \leq \frac{2\pi}{3}$$

По временным диаграммам (см. рис. 3.8, б и 3.9, б) запишем уравнение $U_{2(\alpha,\beta)} = f(\alpha,\beta)$:

$$U_{2(\alpha,\beta)} = \left[2\pi \int_{\alpha}^{\beta - \frac{\pi}{3}} U_{ab}^2 \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Производя интегрирование, получим:

$$\varepsilon = \left[2\pi \int_{\alpha}^{\beta - \frac{\pi}{3}} \frac{3}{2} \sin^2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{3\pi}{2} \frac{2\theta - \sin\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right)}{2} \right]_{\alpha}^{\beta - \frac{\pi}{3}}^{\frac{1}{2}},$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{3}{2\pi}(\beta - \alpha) - \frac{1}{2} - \frac{3}{4\pi} \left[\sin\left(2\beta - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(2\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right]}. \quad (3.18)$$

Для симметричного управления (см. рис. 3.10, б) при данной проводимости и $\beta = \pi - \alpha$, на основании (3.18) получим:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin\left(2\alpha + \frac{\pi}{3}\right)}, \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$

Регулировочные характеристики приведены на рис. 3.11.

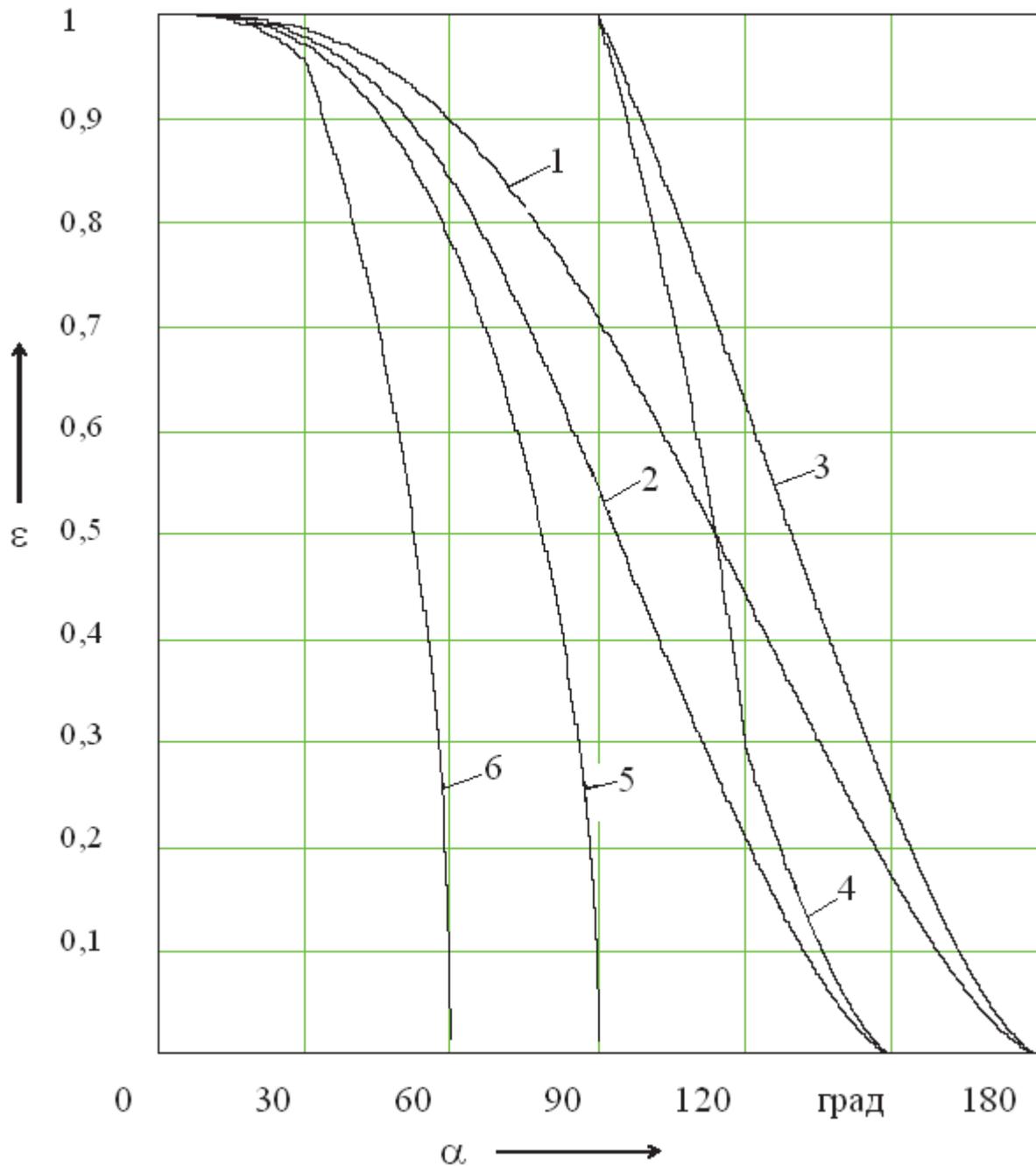


Рис. 3.11. Регулировочные характеристики ТРН:
 1, 3 – однофазный ТРНЕ при R - и L -нагрузке соответственно;
 2, 4 – трёхфазный ТРНЕ при R - и L -нагрузке; 5 – однофазный ТРНИ
 при R - L -нагрузке; 6 – трёхфазный ТРНИ при R - L -нагрузке

4. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ И КОММУТАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Среди известных способов импульсного регулирования переменного напряжения [6, 7] наиболее перспективным является регулирование без сдвига первой гармоники с шунтированием нагрузки на интервалах отключения её от сети. При таком регулировании тиристорные устройства имеют высокие коэффициенты мощности и полезного действия, низкие коммутационные потери и сравнительно небольшие искажения выходного напряжения.

На рис. 4.1 приведены схемы и временные диаграммы однофазных мостовых ТРН. Это инвертор напряжения (ИН) на диодно-тиристорных ключах и тиристорный коммутатор переменного тока (ТК) на полностью управляемых ключах с двусторонней проводимостью.

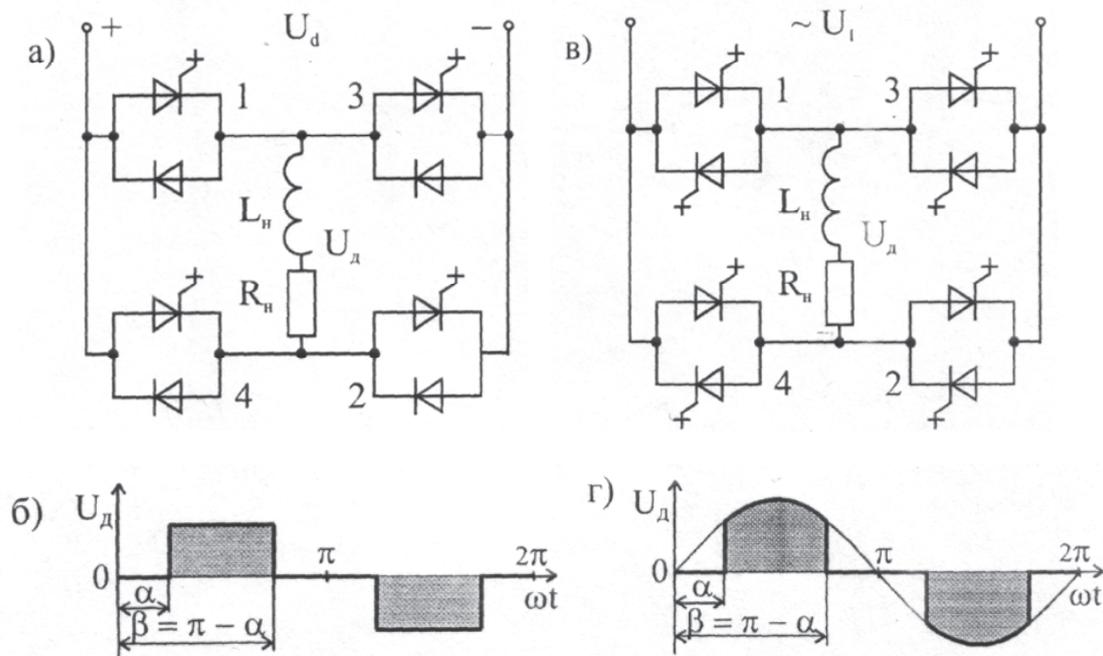


Рис. 4.1. Схемы (а) и временные диаграммы (б) однофазных мостовых ТРН

В обеих схемах регулирование напряжения производится без искажения фазы входного тока благодаря симметричному управлению углами включения α и выключения $\beta = \pi - \alpha$ тиристоров на каждом полупериоде сетевого напряжения.

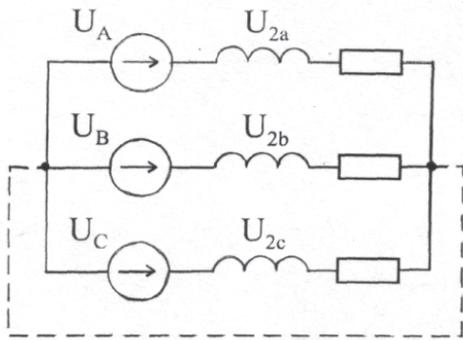


Рис. 4.2. Эквивалентная схема системы электропитания

Сравнительный анализ регулировочных свойств для этих двух схем будем проводить при применении в них идеальных ключей. В этом случае процессы регулирования можно рассматривать при помощи эквивалентной схемы (рис. 4.2), в которой нагрузка, соединенная по схеме Y или Y_H , получает питание от системы несинусоидальных напряжений.

5. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА МОСТОВЫХ ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ТРЕХФАЗНОГО НАПЯЖЕНИЯ

В данном разделе выведены аналитические выражения, связывающие степень регулирования действующего значения напряжения нагрузки с углами коммутации α и β при симметричном управлении ($\beta = \pi - \alpha$).

5.1. Регулировочные характеристики инверторов напряжения при работе на нагрузку с нулевым проводом

При наличии нулевого провода каждый фазный инвертор (см. рис. 4.1, а) работает независимо, формируя на нагрузке напряжение прямоугольной формы (см. рис. 4.1, б).

Действующее значение прямоугольного напряжения, ограниченного углами коммутации α и $\beta = \pi - \alpha$:

$$U_{2\alpha} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} U_{d0}^2 d\theta} = U_{d0} \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha}{\pi}}$$

и его степень регулирования по отношению к напряжению сети U_1 :

$$\varepsilon = \frac{U_{d0}}{U_1} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}, \quad (5.1)$$

где $U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_1$ – среднее значение входного напряжения инвертора при питании его от сети через выпрямитель.

Приводя степень регулирования первой гармоники выходного напряжения инвертора к единице через коэффициенты передачи выпрямителя и инвертора ($K_{\Pi} = K_{В}K_{И} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$) на основании выражения (5.1) получим:

$$\varepsilon^* = \frac{\varepsilon}{K_{\Pi}} = \frac{1}{K_{\Pi}} \cdot \frac{6}{\pi} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}},$$

и окончательно:

$$\varepsilon^* = 1,11 \cdot \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}.$$

Аналогично можно получить степень регулирования при противофазном формировании напряжения на нагрузке по отношению к напряжению сети, когда α изменяют от $\frac{\pi}{2}$ до π :

$$\varepsilon^* = \frac{\varepsilon}{K_{\Pi}} = 0,9 \sqrt{\frac{2\alpha}{\pi} - 1}, \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi.$$

5.2. Регулировочные характеристики коммутаторов переменного тока при работе на нагрузку с нулевым проводом

В соответствии с рис. 4.1, ε действующее значение синфазного с сетью напряжения нагрузки:

$$\begin{aligned} U_{2\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} (\sqrt{2}U_1 \sin \theta)^2 d\theta} = \sqrt{2}U_1 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} = \\ &= U_1 \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}} \end{aligned}$$

и его степень регулирования:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{\pi}}, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}.$$

Противофазное с сетью напряжение на нагрузке можно получить при изменении α от $\frac{\pi}{2}$ до π . В этом случае степень регулирования связана с α выражением

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\alpha} 2 \sin^2 \theta d\theta} = \sqrt{\frac{2}{\pi} (1 - \sin 2\alpha) \Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\alpha}},$$

которое после преобразования имеет вид

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{2\alpha}{\pi} - \frac{2 \sin 2\alpha}{\pi} - 1}, \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi.$$

5.3. Регулировочные характеристики инверторов напряжения при работе на нагрузку без нулевого провода

Обмен энергией между фазами нагрузки улучшает форму кривой регулируемого напряжения [8].

Построение временных диаграмм (рис. 5.1) производится по уравнениям

$$\left. \begin{aligned} U_{2a} &= \frac{2U_A - U_B - U_C}{3} \\ U_{2b} &= \frac{2U_B - U_A - U_C}{3} \\ U_{2c} &= \frac{2U_C - U_A - U_B}{3} \end{aligned} \right\}, \quad (5.2)$$

которые получены из эквивалентной схемы (см. рис. 4.2).

По диаграммам (рис. 5.1) можно определить пределы интегрирования и записать выражения для действующих значений фазного несинусоидального напряжения нагрузки и его степени регулирования.

При $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$

$$\begin{aligned} \varepsilon^* &= \frac{\varepsilon}{K_{\Pi}} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{3}} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}-\alpha} \left(\frac{2}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} 1 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{4}{3}\right)^2 d\theta \right]} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}} = \\ &= 0,9 \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}. \end{aligned} \quad (5.3)$$

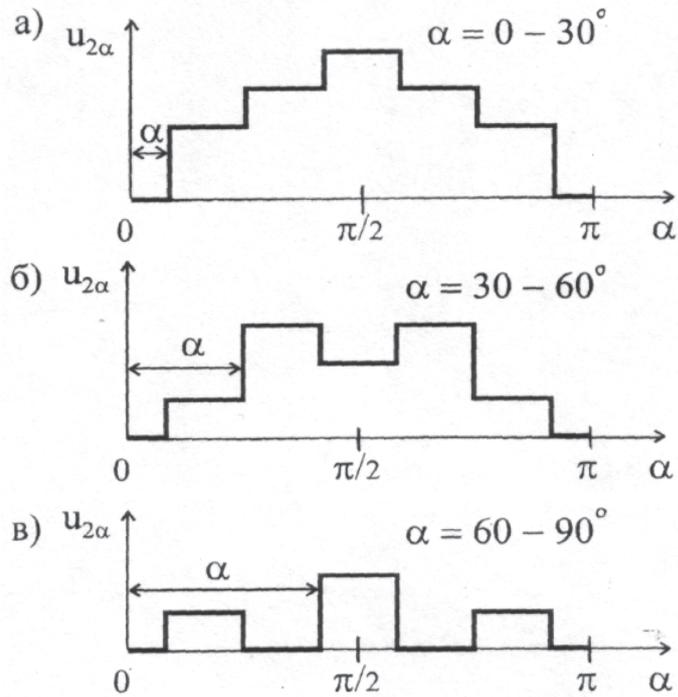


Рис. 5.1. Диаграммы напряжения инверторов при работе на нагрузку без нулевого провода

При $30^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$\varepsilon^* = \frac{\pi^2}{2\sqrt{3}} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \left(\frac{2}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi-\alpha} 1 d\theta + \int_{\pi-\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{1}{3}\right)^2 d\theta \right]} = 0,9 \sqrt{\frac{5}{3} - \frac{4\alpha}{\pi}}. \quad (5.4)$$

При $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

$$\varepsilon^* = \frac{\pi^2}{2\sqrt{3}} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi-\alpha} \left(\frac{2}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}-\alpha} \left(\frac{1}{3}\right)^2 d\theta \right]} = 0,9 \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}. \quad (5.5)$$

Из выражений (5.3) и (5.4) следует: при $\alpha = 30^\circ$ $\varepsilon^* = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$, а из выражений (5.4) и (5.5) – при $\alpha = 60^\circ$, $\varepsilon^* = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{3}}$.

5.4. Регулировочные характеристики мостовых коммутаторов переменного тока при работе на нагрузку без нулевого провода

На основании выражений (5.2) построим временные диаграммы фазного напряжения на трех характерных интервалах изменения угла управления α $[0^\circ, 30^\circ]$, $[30^\circ, 60^\circ]$ и $[60^\circ, 90^\circ]$. Эти диаграммы приведены на рис. 5.2. По ним определим пределы интегрирования для средне-квадратичных значений напряжения на нагрузке в относительных единицах и степень регулирования от α .

Для $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$

$$\varepsilon = \left[\frac{2}{\pi} \left(\int_0^\alpha \left(\frac{1}{3} \sqrt{2} \sin \theta \right)^2 d\theta + \int_\alpha^{\frac{\pi}{3}-\alpha} (\sqrt{2} \sin \theta)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \left(\frac{2}{3} \sqrt{2} \sin \theta - \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - \frac{1}{3} \sqrt{2} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} (\sqrt{2} \sin \theta)^2 d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{1 - \frac{8\alpha}{3\pi} + \frac{4 \sin 2\alpha}{3\pi}}; \quad (5.6)$$

для $30^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$\varepsilon = \left[\frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}-\alpha} \left(\frac{1}{3} \sqrt{2} \sin \theta \right)^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha}^\alpha \left(-\frac{1}{3} \sqrt{2} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 d\theta + \right. \right. \\ \left. \left. + \int_\alpha^{\frac{2\pi}{3}-\alpha} \left(\frac{2}{3} \sqrt{2} \sin \theta - \frac{1}{3} \sqrt{2} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{2}{3} \sqrt{2} \sin \theta \right)^2 d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \\ = \sqrt{\frac{8}{9} - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{2\sqrt{3}}{3\pi} \cos \left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha \right)}; \quad (5.7)$$

для $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

$$\varepsilon = \left[\frac{2}{\pi} \left(\int_{\alpha - \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3} - \alpha} \left(-\frac{1}{3} \sqrt{2} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 d\theta + \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{2}{3} \sqrt{2} \sin \theta \right)^2 d\theta \right) \right]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}. \quad (5.8)$$

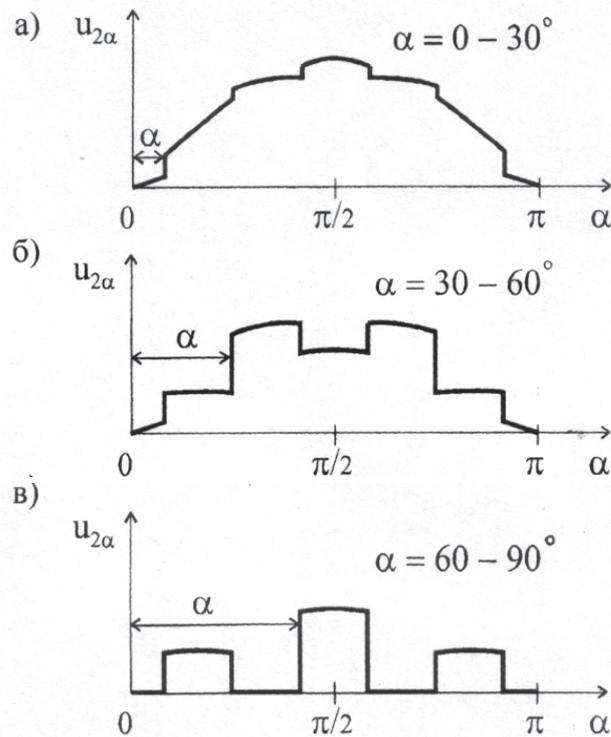


Рис. 5.2. Диаграммы напряжения тиристорных коммутаторов с нагрузкой без нулевого провода

Из выражений (5.6) и (5.7) следует, что при $\alpha = 30^\circ$ $\varepsilon = \sqrt{\frac{5}{9} + \frac{2\sqrt{3}}{3\pi}}$, а при $\alpha = 60^\circ$ $\varepsilon = \sqrt{\frac{2}{9} + \frac{\sqrt{3}}{3\pi}}$ на основании выражений (5.7) и (5.8).

Графики регулировочных характеристик инверторов напряжения приведены на рис. 5.3, тиристорных коммутаторов – на рис. 5.4.

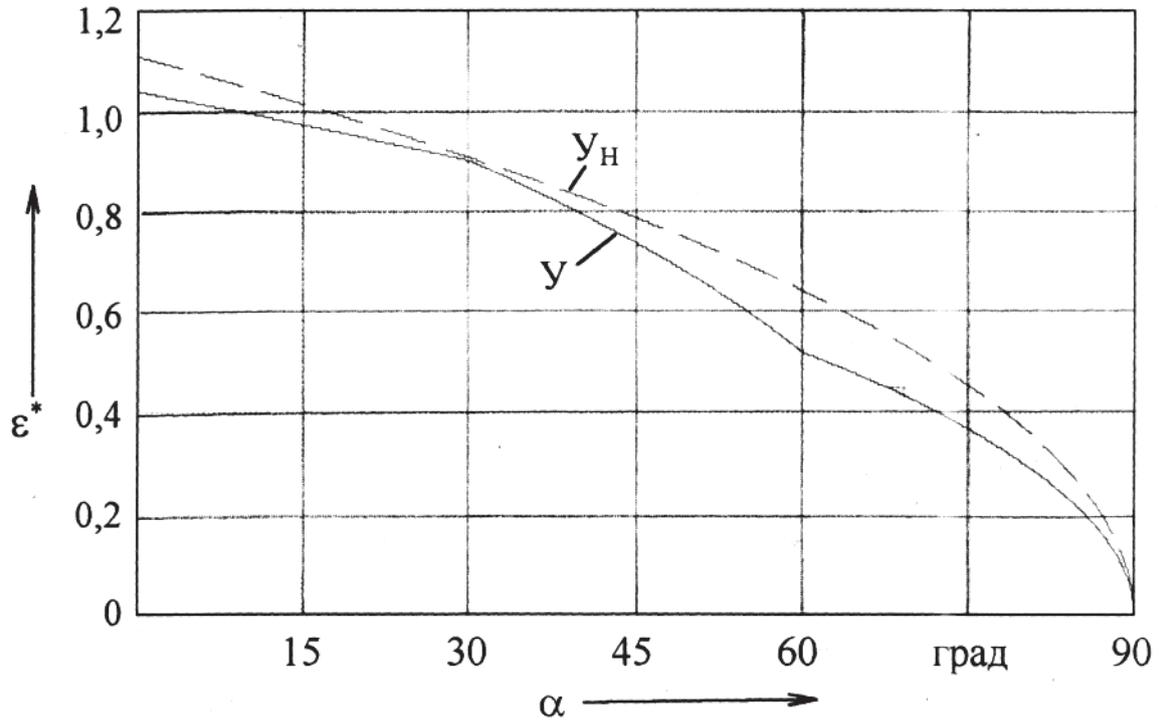


Рис. 5.3. Регулировочные характеристики мостовых инверторов напряжения

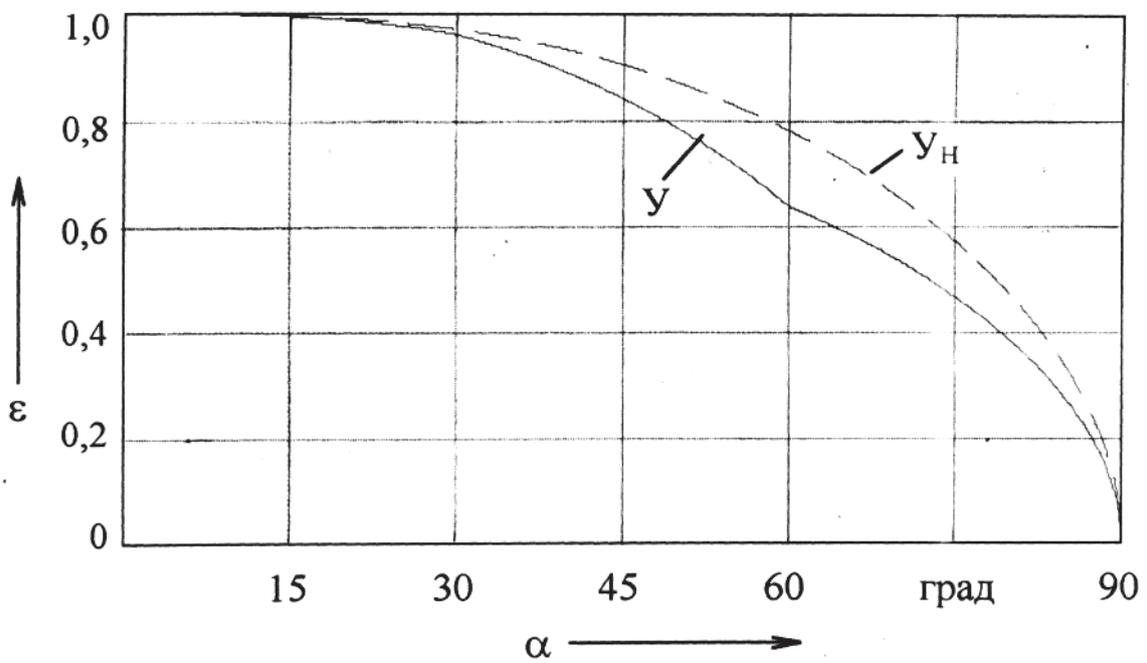


Рис. 5.4. Регулировочные характеристики мостовых тиристорных коммутаторов

6. АНАЛИТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Тиристорные преобразователи искажают форму и фазу входного тока.

Форма тока учитывается коэффициентом искажения

$$v_1 = \frac{I_{1(1)}}{I_1}, \quad (6.1)$$

а фаза – коэффициентом сдвига первой гармоники входного тока относительно напряжения сети

$$\cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} = \frac{B_1}{I_{m(1)}}. \quad (6.2)$$

Произведением этих двух энергетических показателей находят коэффициент мощности на входе преобразователя

$$K_M = v_1 \cos \varphi_1 = \frac{I_{1(1)}}{I_1} \frac{B_1}{\sqrt{2}I_{1(1)}},$$

и окончательно

$$K_M = \frac{B_1}{\sqrt{2}I_1}. \quad (6.3)$$

В выражениях (6.1), (6.2) и (6.3) участвуют следующие величины: I_1 , $I_{1(1)}$ и $I_{m(1)}$ – действующее значение входного тока, его первая гармоника и амплитуда первой гармоники, которые определяются из выражений

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^T i_1^2(\omega t) d\omega t}; \quad I_{1(1)} = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}}; \quad I_{m(1)} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2},$$

где $i_1(\omega t)$ – мгновенное значение входного тока; A_1 и B_1 – коэффициенты ряда Фурье для первой гармоники, определяемые по формулам

$$A_1 = \frac{2}{T} \int_{\alpha}^T i_1(\omega t) \cos \omega t d\omega t \quad \text{и} \quad B_1 = \frac{2}{T} \int_{\alpha}^T i_1(\omega t) \sin \omega t d\omega t.$$

Указанные величины можно определить из временных диаграмм мгновенного значения входного тока и его первой гармонической составляющей.

7. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОФАЗНЫХ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выведем общие формулы для действующего значения входного тока (I_1) и коэффициентов ряда Фурье (A_1, B_1) для R - и RL_∞ -нагрузки.

Выражения для активной нагрузки:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m^2 \sin^2 \theta d\theta} = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\beta - \alpha) - \frac{1}{2\pi} \sin(\beta - \alpha) \cos(\beta + \alpha)};$$

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \sin \theta \cos \theta d\theta = \frac{I_m}{\pi} \sin(\beta - \alpha) \sin(\beta + \alpha);$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \sin \theta \sin \theta d\theta = \frac{I_m}{\pi} (\beta - \alpha) - \frac{I_m}{\pi} \sin(\beta - \alpha) \cos(\beta + \alpha).$$

Выражения для нагрузки с бесконечно большой индуктивностью:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m^2 d\theta} = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha)};$$

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \cos \theta d\theta = \frac{4I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\beta + \alpha}{2}\right);$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \sin \theta d\theta = \frac{4I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{\beta + \alpha}{2}\right).$$

Для каждой из рассматриваемых схем выпрямителей подставим соответствующие значения α, β в выведенные формулы и получим выражения для энергетических коэффициентов, которые приведены в приложении 1.

7.1. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку

Коэффициент первой гармоники и её амплитуда в соответствии с рис. 7.1 ($\beta = \pi$):

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_m \sin \omega t \cos \omega t d\omega t = \frac{2I_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin 2\omega t d\omega t = -\frac{I_m}{\pi} \sin^2 \alpha;$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_m \sin \omega t \sin \omega t d\omega t = \frac{2I_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right);$$

$$I_{m1(1)} = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{I_m}{\pi} \sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^2}.$$

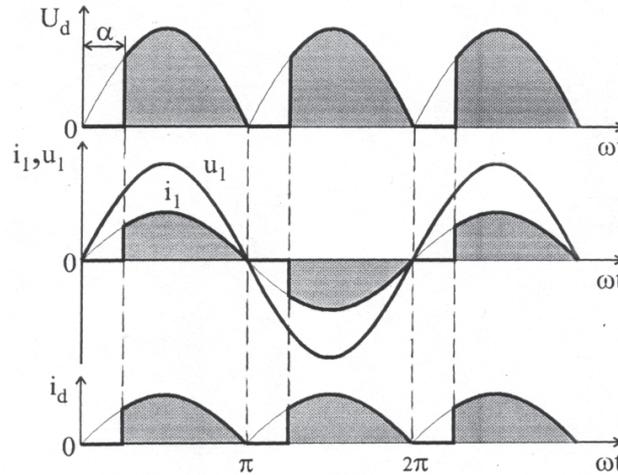


Рис. 7.1. Диаграммы токов и напряжений однофазного выпрямителя с ЕК при R -нагрузке

Действующее значение первой гармоники и всего входного тока:

$$I_{1(1)} = \frac{I_{m1(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^2};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}.$$

Коэффициенты искажения, фазового сдвига и мощности:

$$v_1 = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^2}{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}};$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\sqrt{\sin^4 \alpha + \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^2}}; K_M = v_1 \cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}.$$

7.2. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активно-индуктивную нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

В этом режиме (рис. 7.2) выходной ток (i_d) сглажен до прямой линии, а входной ток (i_1) имеет форму прямоугольника, сдвинутого по фазе на угол α .

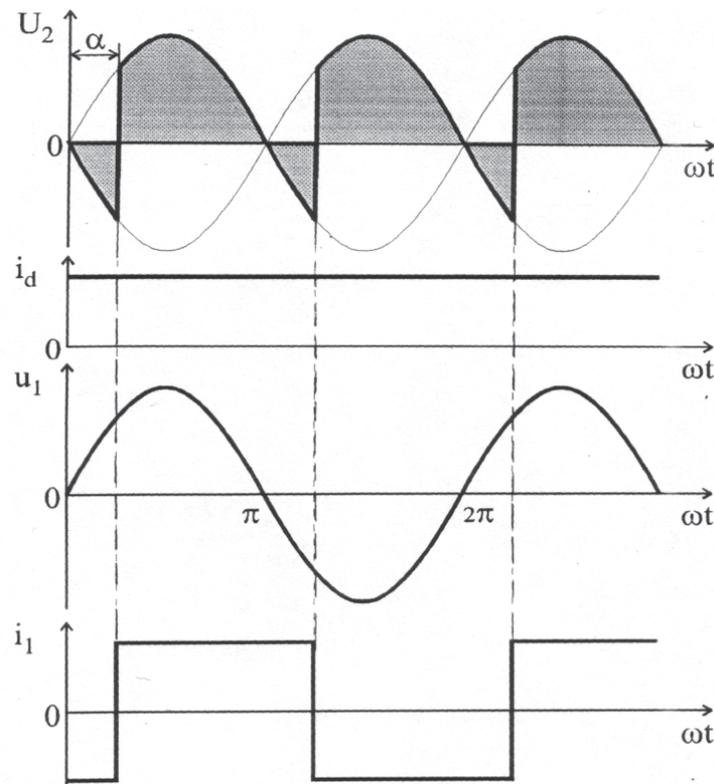


Рис. 7.2. Диаграммы токов и напряжений однофазного выпрямителя при бесконечно большой индуктивности нагрузки

Соотношения для первой гармоники входного тока при $\beta = \pi + \alpha$:

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_m \cos \omega t \, d\omega t = -\frac{4I_m}{\pi} \sin \alpha; \quad B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{4I_m}{\pi} \cos \alpha;$$

$$I_{m1(1)} = \sqrt{\frac{16I_m^2}{\pi^2} \sin^2 \alpha + \frac{16I_m^2}{\pi^2} \cos^2 \alpha} = \frac{4I_m}{\pi}; \quad I_{1(1)} = \frac{4I_m}{\sqrt{2}\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot I_m}{\pi}.$$

Действующее значение входного тока:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_m^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{I_m^2}{\pi} (\pi + \alpha - \alpha)} = I_m; \quad I_m = I_d.$$

Энергетические коэффициенты:

$$v_1 = \frac{I_m 2\sqrt{2}}{\pi I_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}; \quad \cos \varphi_1 = \frac{4I_m \cos \alpha \pi}{\pi 4I_m} = \cos \alpha;$$

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha.$$

7.3. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на активную нагрузку.

Токи и напряжения при симметричном управлении представлены на рис. 7.3.

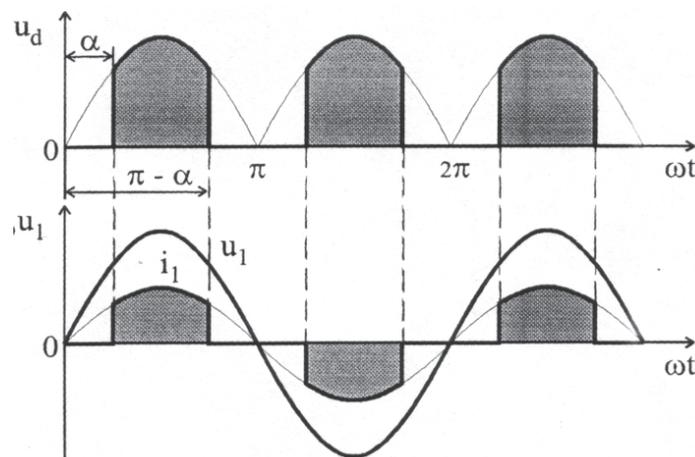


Рис. 7.3. Диаграммы токов и напряжений однофазного выпрямителя с искусственной коммутацией

В этом случае $\beta = \pi - \alpha$, $A_1 = 0$ и коэффициент сдвига первой гармоники $\cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} = 1$, а амплитуду первой гармоники входного тока (i_1) определяем по формуле $I_{m1(i)} = B_1$, где

$$I_{m1(i)} = B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} I_m \sin \omega t \sin \omega t d\omega t = \frac{2I_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t = \frac{I_m}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha).$$

Действующие значения всего тока и его первой гармоники:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} I_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha};$$

$$I_{1(1)} = \frac{I_m(1)}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{\pi\sqrt{2}} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha).$$

Коэффициент мощности при симметричном управлении:

$$K_M = v_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}.$$

7.4. Однофазный двухполупериодный выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

Диаграмма входного тока и напряжения представлена на рис. 7.4. Здесь так же, как и в предыдущем случае, $\beta = \pi - \alpha$.

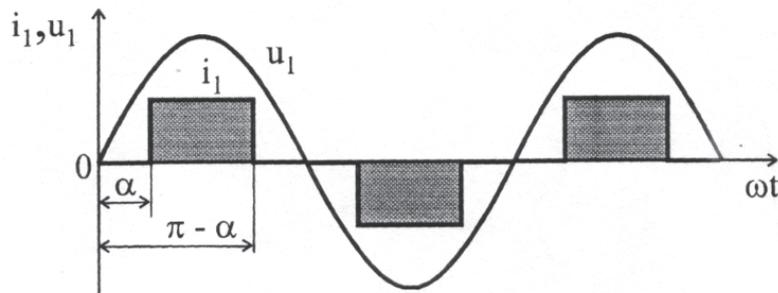


Рис. 7.4. Диаграмма входного тока и напряжения

Коэффициенты первой гармоники и действующее значение входного тока для этого режима:

$$A_1 = \frac{4I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \cos \frac{\pi}{2} = 0; \quad B_1 = \frac{4I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \sin \frac{\pi}{2} = \frac{4I_m}{\pi} \cos \alpha;$$

$$I_1 = I_m \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}.$$

Коэффициенты искажения, фазового сдвига и мощности:

$$v_1 = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{\sqrt{2}I_1} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\sqrt{\pi - 2\alpha}}; \quad \cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} = 1.$$

8. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЁХФАЗНЫХ НУЛЕВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выведем общие формулы для действующего значения входного тока (I_1) и коэффициентов ряда Фурье (A_1, B_1) для R - и RL_∞ -нагрузки.

Выражения для активной нагрузки:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m^2 \sin^2 \theta d\theta} = I_m \sqrt{\frac{1}{4\pi} (\beta - \alpha) - \frac{1}{4\pi} \sin(\beta - \alpha) \cos(\beta + \alpha)};$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \sin \theta \cos \theta d\theta = \frac{I_m}{2\pi} \sin(\beta - \alpha) \sin(\beta + \alpha);$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \sin \theta \sin \theta d\theta = \frac{I_m}{2\pi} (\beta - \alpha) - \frac{I_m}{2\pi} \sin(\beta - \alpha) \cos(\beta + \alpha).$$

Выражения для нагрузки с бесконечно большой индуктивностью:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m^2 d\theta} = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\beta - \alpha)};$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \cos \theta d\theta = \frac{4I_m}{2\pi} \sin\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\beta + \alpha}{2}\right);$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} I_m \sin \theta d\theta = \frac{4I_m}{2\pi} \sin\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{\beta + \alpha}{2}\right).$$

Для каждой из рассматриваемых схем выпрямителей подставим соответствующие значения α, β в выведенные формулы и получим выражения для энергетических коэффициентов, которые приведены в приложении 2.

8.1. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку

Диаграммы режима непрерывного тока, характеризующиеся углами коммутации $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$ и $\beta = \frac{2\pi}{3} + \left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$, представлены на рис. 8.1.

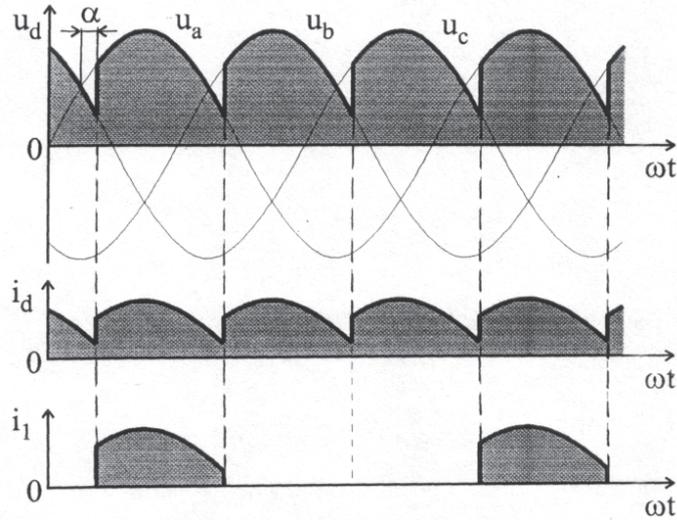


Рис. 8.1. Диаграммы токов и напряжений нулевого выпрямителя в режиме непрерывного тока при R -нагрузке

Для этого режима расчет энергетических показателей производится по следующим формулам:

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m \sin \omega t \cos \omega t \, d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sin 2\omega t \, d\omega t = -\frac{I_m}{4\pi} \sqrt{3} \sin 2\alpha;$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m \sin \omega t \sin \omega t \, d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sin^2 \omega t \, d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha \right);$$

$$I_{m(l)} = \frac{I_m}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{4} + \frac{4\pi^2}{9} + \frac{2\pi\sqrt{3}}{3} \cos 2\alpha};$$

$$I_{1(l)} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}\pi} \sqrt{\frac{3}{4} + \frac{4\pi^2}{9} + \frac{2\pi\sqrt{3}}{3} \cos 2\alpha};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha \right)}.$$

С учетом выражений (6.1) – (6.3) окончательно получим

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{3 + \frac{4\pi^2}{9} + \frac{2\pi\sqrt{3}}{3} \cos 2\alpha}{\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha}}; \quad \cos \varphi_1 = \frac{\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha}{\sqrt{\frac{3 + \frac{4\pi^2}{9} + \frac{2\pi\sqrt{3}}{3} \cos 2\alpha}}};$$

$$K_M = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha}.$$

Режим прерывистого тока наблюдается при следующих углах коммутации: $\alpha > \frac{\pi}{6}$, $\beta = \pi$. Его иллюстрирует рис. 8.2.

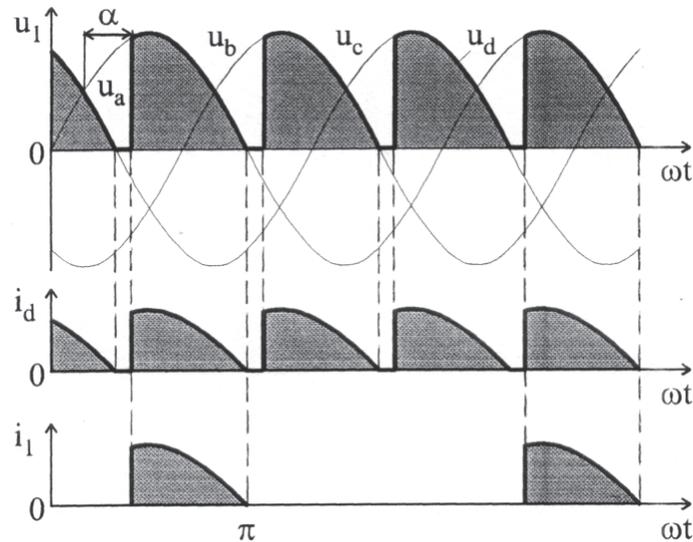


Рис. 8.2. Диаграммы токов и напряжений нулевого выпрямителя с ЕК в режиме прерывистого тока при R -нагрузке

Аналитические соотношения в режиме прерывистого тока:

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} I_m \sin \omega t \cos \omega t d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sin 2\omega t d\omega t = -\frac{I_m}{2\pi} \sin^2 \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right);$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} I_m \sin \omega t \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m}{2\pi} \left(\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin \left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha \right) \right);$$

$$I_{m(1)} = \frac{I_m}{2\pi} \sqrt{\sin^4\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) + \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)\right]^2};$$

$$I_{1(i)} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}\pi} \sqrt{\sin^4\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) + \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)\right]^2};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = \frac{I_m}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)}.$$

Энергетические коэффициенты по выражениям (6.1) – (6.3):

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\frac{\sin^4\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) + \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)\right]^2}{\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)}}};$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)}{\sqrt{\sin^4\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) + \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)\right]^2}}};$$

$$K_M = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right)}.$$

8.2. Трёхфазный нулевой выпрямитель с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

В этом режиме (рис. 8.3) фаза первой гармоники входного тока: $\varphi_1 = \alpha$ и $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$, а ее амплитуда меньше I_1 в $\frac{\pi}{\sqrt{3}}$ раз:

$$I_{m(1)} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} = \frac{1}{\pi} I_m \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} (\cos \omega t + \sin \omega t) d\omega t \right]^2 = \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi}.$$

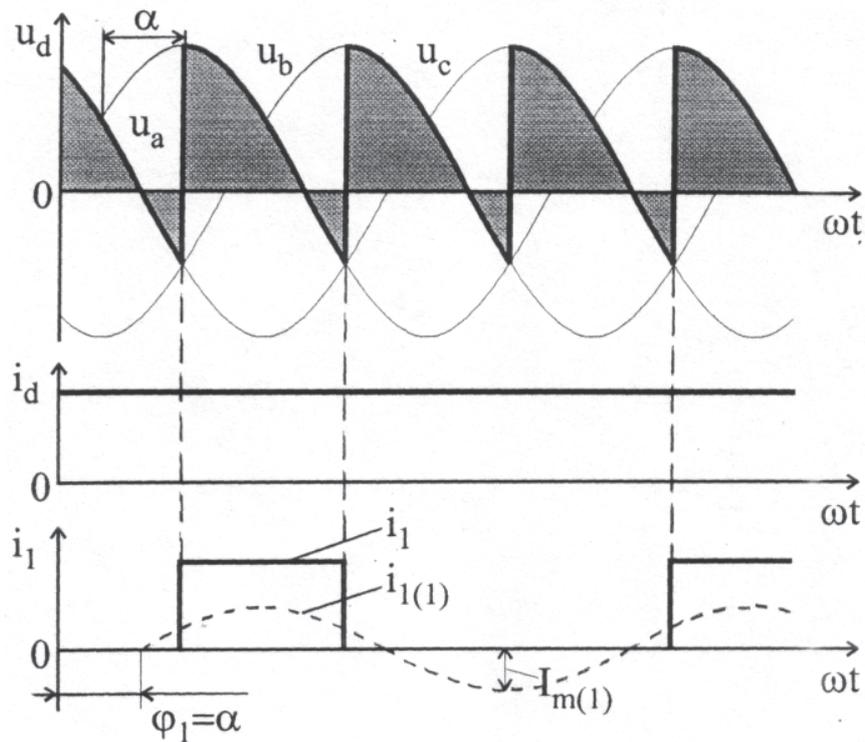


Рис. 8.3. Диаграммы токов и напряжений нулевого выпрямителя с ЕК при бесконечно большой индуктивности нагрузки

Действующее значение входного тока и его первой гармоники:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m^2 d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha - \frac{\pi}{6} - \alpha \right)} = \frac{I_m}{\sqrt{3}};$$

$$I_{1(1)} = \frac{I_m \sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} = \frac{I_m \sqrt{6}}{2\pi}.$$

Коэффициенты искажения и мощности с учетом, что $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$,

$$v_1 = \frac{\sqrt{3}\sqrt{6}I_m}{2\pi I_m} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi}; \quad K_M = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} \cos \alpha.$$

8.3. Трёхфазный нулевой выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на активную нагрузку

Симметричное управление (рис. 8.4) реализуется на ключах с искусственной коммутацией при $\beta = \frac{5\pi}{6} - \alpha$ и отсчете α от $\frac{\pi}{6}$.

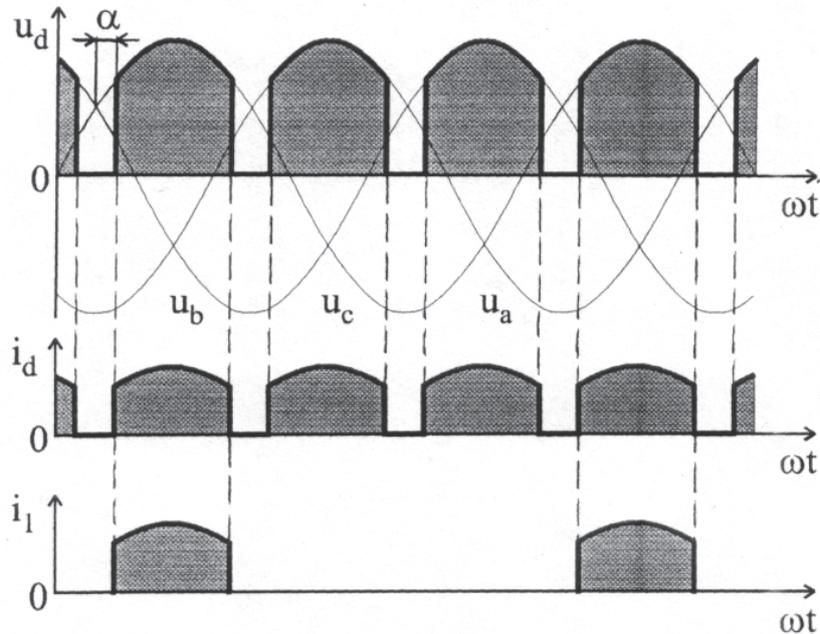


Рис. 8.4. Диаграммы токов и напряжений трёхфазного нулевого выпрямителя с ИК при работе на активную нагрузку

В этом случае $A_1 = 0$ и амплитуда первой гармоники входного тока:

$$I_{m(1)} = B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} - \alpha} I_m \sin^2 \omega t \, d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{4} (\sqrt{3} \cos 2\alpha + \sin 2\alpha) \right].$$

Действующее значение первой гармоники входного тока:

$$I_{1(1)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}\pi} \left[\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{4} (\sqrt{3} \cos 2\alpha + \sin 2\alpha) \right],$$

действующее значение всего входного тока:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} - \alpha} I_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{4} (\sqrt{3} \cos 2\alpha + \sin 2\alpha)}.$$

Коэффициент мощности с учетом того, что $\cos \varphi_1 = 1$,

$$K_M = v_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{4} (\sqrt{3} \cos 2\alpha + \sin 2\alpha)}.$$

8.4. Трёхфазный нулевой выпрямитель с искусственной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

Диаграммы токов и напряжений приведены на рис. 8.5.

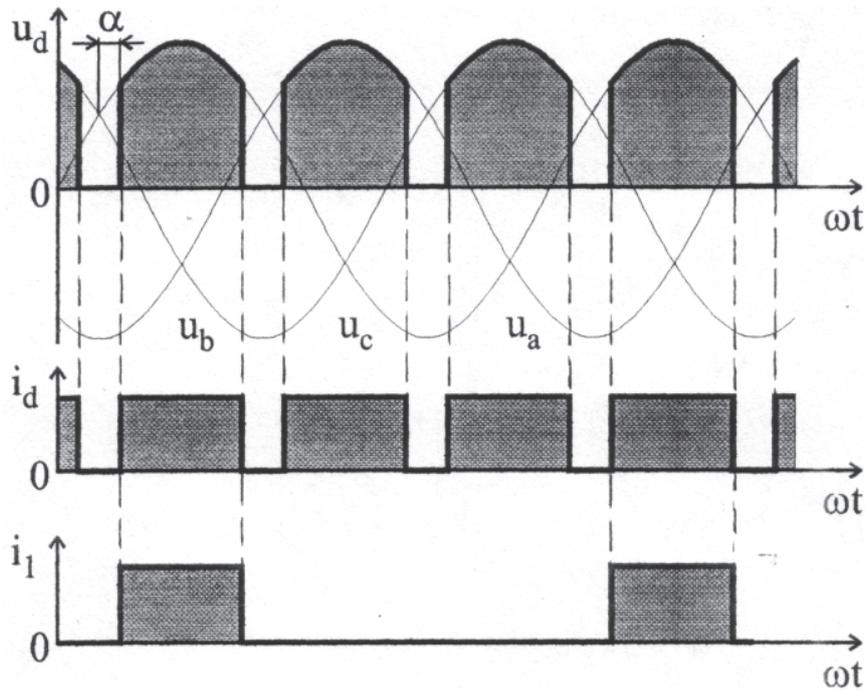


Рис. 8.5. Диаграммы токов и напряжений трехфазного нулевого выпрямителя с ИК при бесконечно большой индуктивности нагрузки

В этом режиме коэффициенты: $A_1 = 0$, $B_1 = \frac{2I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$,

действующее значение входного тока: $I_1 = I_m \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{\alpha}{\pi}}$, а энергетические

коэффициенты: $\cos \varphi_1 = 1$, $v_1 = K_M = \frac{\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{\alpha}{\pi}}}$.

9. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОСТОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Мгновенное значение входного тока имеет два одинаковых импульса на каждом полупериоде, сдвинутых на $\frac{\pi}{3}$ рад. Если определить первую гармонику для каждого импульса в отдельности с последующим применением метода наложения, то можно определить результирующую первую гармонику входного тока, как показано на векторной диаграмме (рис. 9.1).

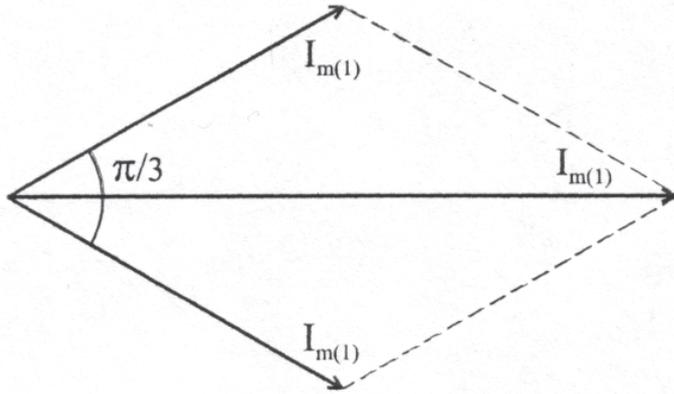


Рис. 9.1. Векторная диаграмма гармоник

гармонику для каждого импульса в отдельности с последующим применением метода наложения, то можно определить результирующую первую гармонику входного тока, как показано на векторной диаграмме (рис. 9.1).

Из векторной диаграммы амплитуда результирующего вектора:

$$I_{m(1)} = \sqrt{3}I'_{m(1)}, \quad (9.1)$$

где $I'_{m(1)} = \frac{4I_m}{\pi} \sin \frac{\beta - \alpha}{2}$ – амплитуда первой гармоники входного тока, полученная для однофазного выпрямителя.

После подстановки выражение (9.1) имеет вид:

$$I_{m(1)} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_m \sin \frac{\beta - \alpha}{2}.$$

С учетом выражения (9.1) коэффициенты ряда Фурье для трёхфазной схемы могут быть также определены через коэффициенты, полученные для однофазной схемы:

$$A_1 = \sqrt{3} \frac{I_m}{\pi} \sin(\beta - \alpha) \sin(\beta + \alpha);$$

$$B_1 = \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi} (\beta - \alpha) - \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi} \sin(\beta - \alpha) \cos(\beta + \alpha);$$

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha) - \frac{1}{\pi} (\sin \beta - \sin \alpha) \cos(\beta + \alpha)}.$$

Аналогично преобразуем формулы для RL_∞ -нагрузки:

$$A_1 = \frac{4\sqrt{3}I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\beta + \alpha}{2}\right); \quad B_1 = \frac{4\sqrt{3}I_m}{\pi} \sin\left(\frac{\beta - \alpha}{2}\right) \sin\left(\frac{\beta + \alpha}{2}\right);$$

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi}(\beta - \alpha)}.$$

Для каждой из рассматриваемых схем выпрямителей подставим соответствующие значения α , β в выведенные формулы и получим выражения для энергетических коэффициентов, которые приведены в приложении 3.

9.1. Трехфазная мостовая схема с естественной коммутацией при работе на активную нагрузку

Режим непрерывного тока $\alpha \leq 60^\circ$.

В соответствии с диаграммой (рис. 9.2) определим пределы интегрирования и произведем расчет энергетических показателей:

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \cos \omega t \, d\omega t \right] =$$

$$= -\frac{3I_m}{2\pi} \sin 2\alpha;$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \sin \omega t \, d\omega t \right] =$$

$$= \frac{I_m \sqrt{3}}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos 2\alpha \right);$$

$$I_{m(1)} = \sqrt{\frac{9I_m^2}{4\pi^2} \sin^2 2\alpha + \frac{3I_m^2}{4\pi^2} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos 2\alpha \right)^2} =$$

$$= \frac{I_m \sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{3 \sin^2 2\alpha + \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos 2\alpha \right)^2};$$

$$\begin{aligned}
I_{1(1)} &= \frac{I_m \sqrt{3}}{2\sqrt{2}\pi} \sqrt{3\sin^2 2\alpha + \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3}\cos 2\alpha\right)^2} = \\
&= \frac{I_m \sqrt{6}}{4\pi} \sqrt{3\sin^2 2\alpha + \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3}\cos 2\alpha\right)^2} ; \\
I_1 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} I_m^2 \sin^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} I_m^2 \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d\omega t \right]} = \\
&= \frac{I_m}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos 2\alpha} .
\end{aligned}$$

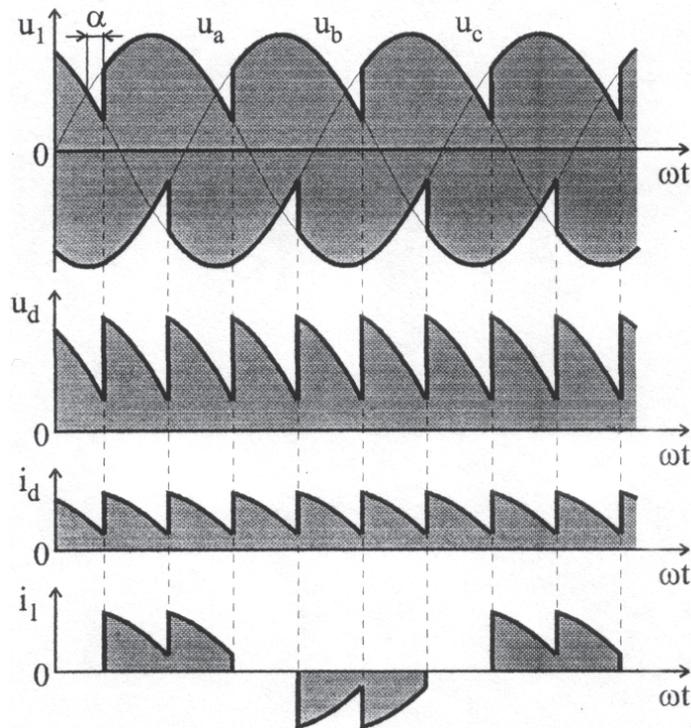


Рис. 9.2. Диаграммы токов и напряжений мостового выпрямителя в режиме непрерывного тока при R -нагрузке

Окончательно коэффициенты энергетического анализа:

$$v_1 = \frac{\sqrt{6}}{4\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{3\sin^2 \alpha + \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3}\cos 2\alpha\right)^2}{\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos 2\alpha}} ;$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos 2\alpha}{\sqrt{3 \sin^2 2\alpha + \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos 2\alpha\right)^2}}; \quad K_M = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha\right)}.$$

Режим прерывистого тока при $\alpha > 60^\circ$ изменяет пределы интегрирования и значения коэффициентов.

Расчет коэффициентов в соответствии с рис. 9.3:

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6}} I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{7\pi}{6}} I_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \cos \omega t \, d\omega t \right] =$$

$$= -\frac{I_m \sqrt{3}}{2\pi} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right) \right];$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6}} I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{7\pi}{6}} I_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \sin \omega t \, d\omega t \right] =$$

$$= \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right) \right);$$

$$I_{m(1)} = \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right) \right]^2 + \left[\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right) \right]^2};$$

$$I_{1(1)} = \frac{I_m \sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right) \right]^2 + \left[\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right) \right]^2};$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6}} I_m^2 \sin^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{7\pi}{6}} I_m^2 \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d\omega t} =$$

$$= \frac{I_m}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right)}.$$

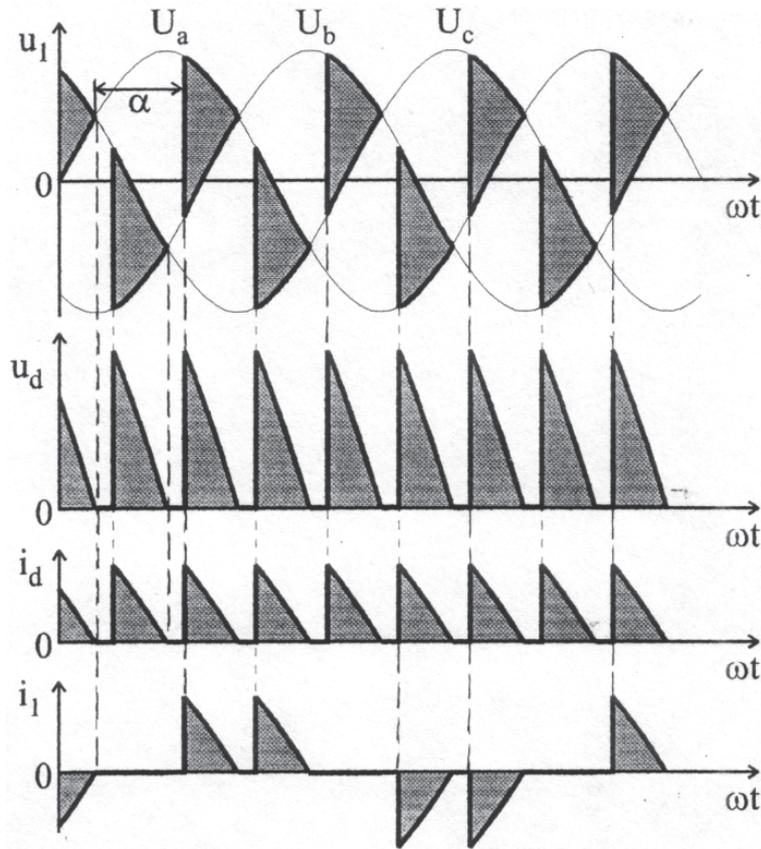


Рис. 9.3. Диаграммы токов и напряжений мостового выпрямителя в режиме прерывистого тока при R -нагрузке

После подстановки этих выражений в (6.1) – (6.3) получим:

$$v_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)\right]^2 + \left[\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)\right]^2}{\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right)}};$$

$$\cos\varphi_1 = \frac{\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)}{\sqrt{\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)\right]^2 + \left[\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)\right]^2}};$$

$$K_M = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} + 2\alpha\right)\right)}.$$

9.2. Трёхфазная мостовая схема с естественной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

Режим характеризуется тем, что $\varphi_1 = \alpha$ и $I_{m(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$.

Покажем это расчетами (рис. 9.4):

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m \cos \omega t \, d\omega t = -\frac{2I_m}{\pi} \sqrt{3} \sin \alpha;$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2I_m \sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha; \quad \cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} = \cos \alpha;$$

$$I_{m(1)} = \sqrt{\frac{I_m^2}{\pi^2} 12 \sin^2 \alpha + \frac{I_m^2}{\pi^2} 12 \cos^2 \alpha} = \frac{2I_m \sqrt{3}}{\pi}; \quad I_{1(1)} = \frac{I_m \sqrt{6}}{\pi}.$$

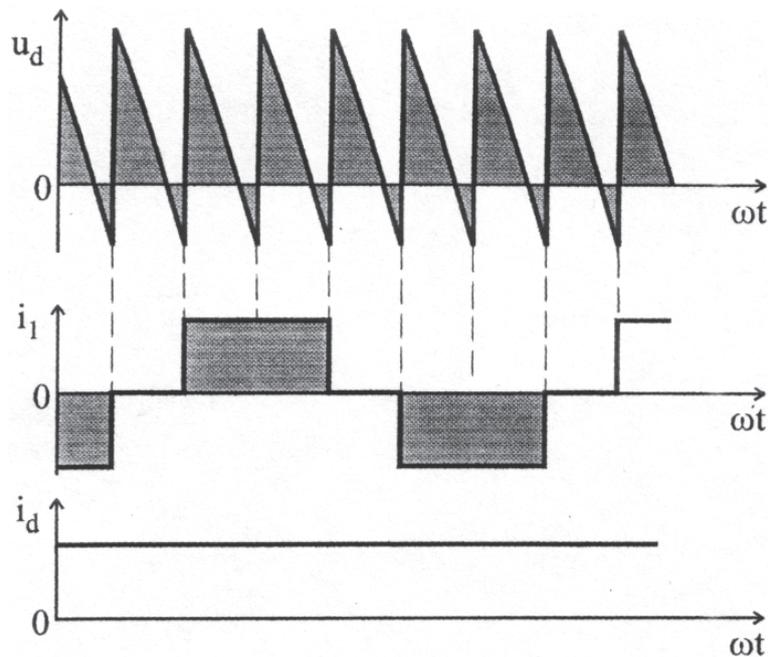


Рис. 9.4. Диаграммы токов и напряжений мостового выпрямителя с ЕК при RL_∞ -нагрузке

Действующее значение входного тока:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_m^2 d\omega t} = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha - \frac{\pi}{6} - \alpha \right)} = I_m \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

Коэффициенты искажения и мощности:

$$v_1 = \frac{I_m \sqrt{6} \sqrt{3}}{\pi I_m \sqrt{2}} = \frac{3}{\pi}; \quad K_M = \frac{3}{\pi} \cos \alpha.$$

9.3. Трёхфазная мостовая схема с искусственной коммутацией при работе на активную нагрузку

При симметричном управлении (рис. 9.5) $A_1 = 0$, $\cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}$,

где
$$B_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \alpha} I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \sin \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} - \alpha} I_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \sin \omega t \, d\omega t \right] =$$

$$= \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right) \right].$$

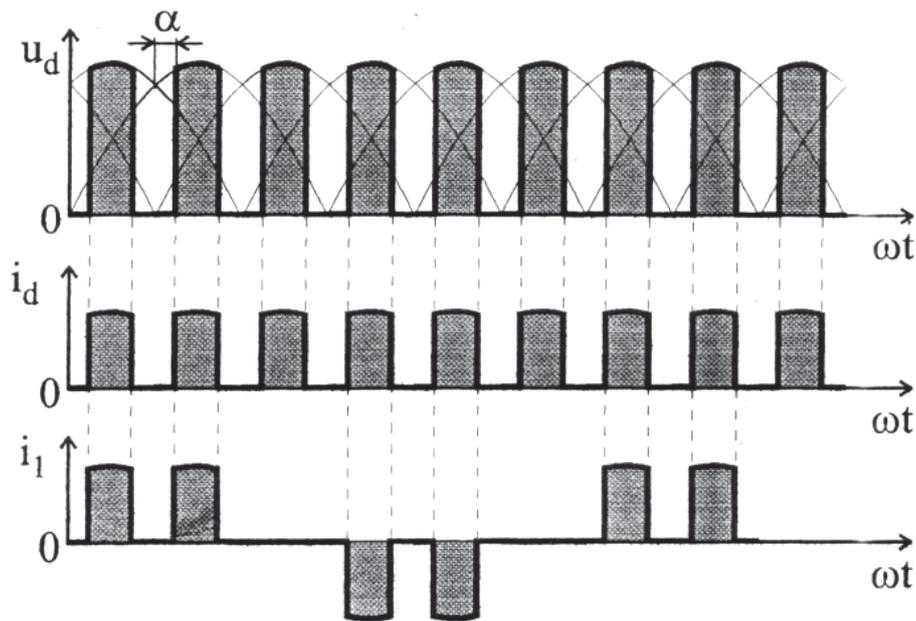


Рис. 9.5. Диаграммы токов и напряжений мостового выпрямителя с ИК при R -нагрузке

Через коэффициент B_1 определим амплитуду первой гармоники входного тока и ее действующее значение:

$$I_{m(1)} = B_1 = \frac{I_m \sqrt{3}}{\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right) \right];$$

$$I_{1(1)} = \frac{I_m \sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right) \right].$$

Действующее значение всего входного тока:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \alpha} I_m^2 \sin^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} - \alpha} I_m^2 \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d\omega t} =$$

$$= \frac{I_m}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right)}.$$

Коэффициент мощности при $\cos \varphi_1 = 1$ снижается за счет искажений входного тока

$$K_M = v_1 = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} - 2\alpha + \sin\left(\frac{2\pi}{3} + 2\alpha\right) \right]}.$$

9.4. Трёхфазная мостовая схема с искусственной коммутацией при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью

В этом режиме (рис. 9.6) $A_1 = 0$, $B_1 = I_m \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right)$, и расчет энергетических коэффициентов производится по формуле

$$v_1 = K_M = \frac{2\sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}} \quad \text{при } \cos \varphi_1 = 1.$$



Рис. 9.6. Диаграмма входного тока мостового выпрямителя с ИК при RL_∞ -нагрузке

Зависимости коэффициента мощности, коэффициента сдвига (i_1) и коэффициента искажения от угла управления и от степени регулирования приведены на рис. 9.7 – 9.12.

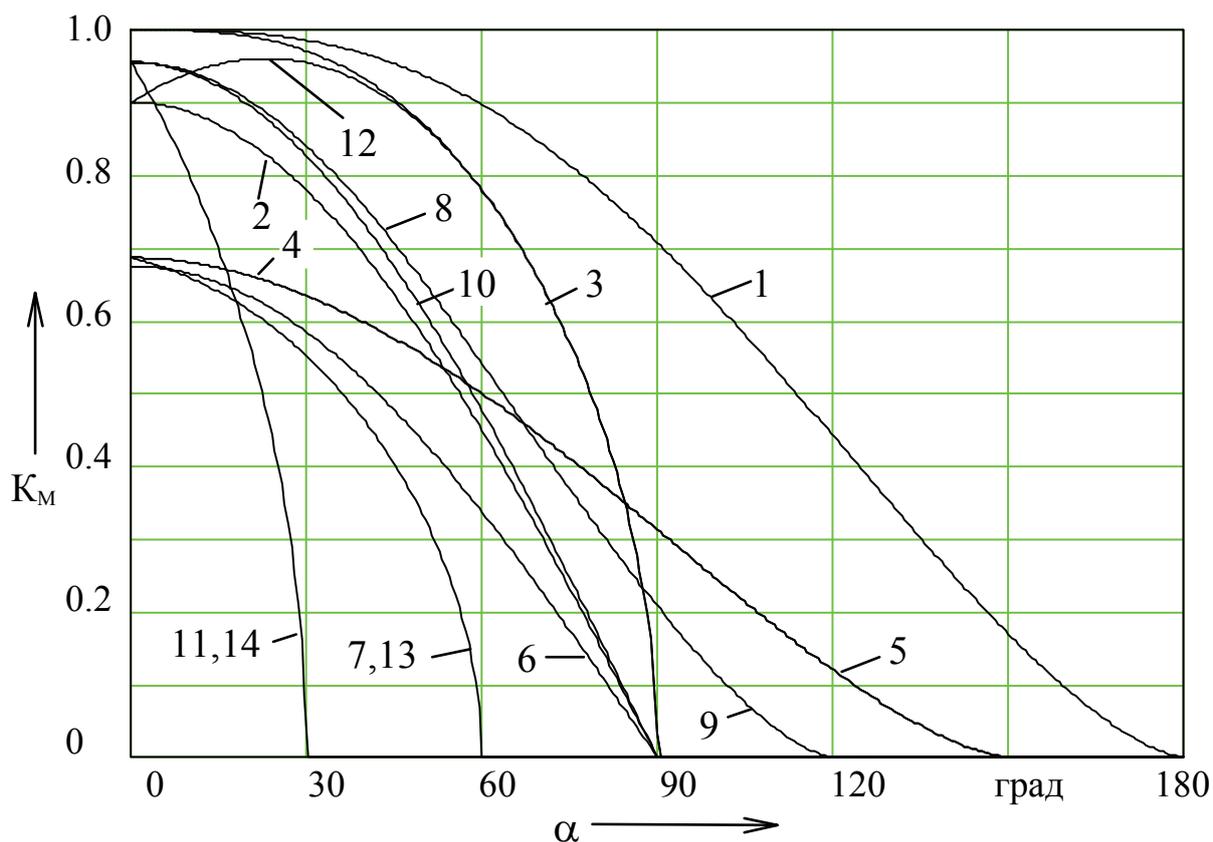


Рис. 9.7. Зависимость коэффициента мощности от угла управления: 1 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при R - нагрузке; 2 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 3 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при R-нагрузке; 4 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 6 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 7 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 8 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 9 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 10 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 11 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 12 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 13 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 14 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

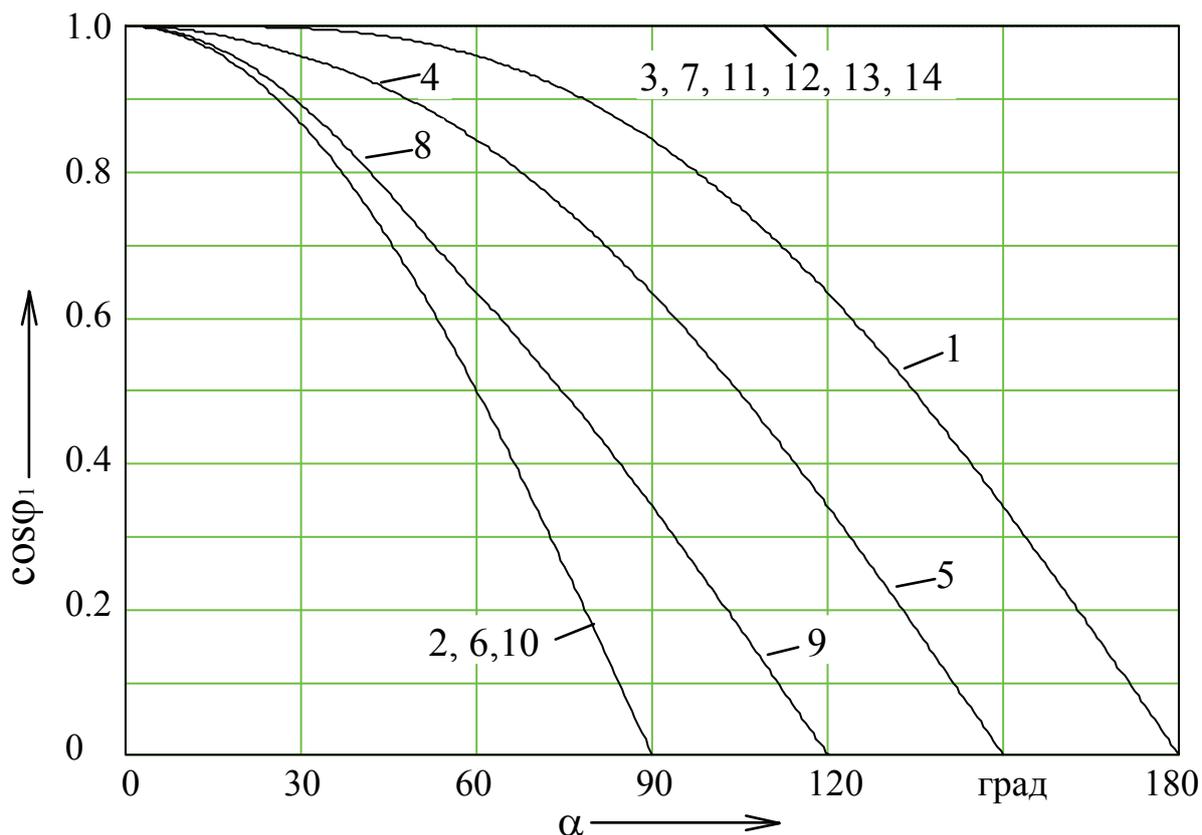


Рис. 9.8. Зависимость коэффициента сдвига i_1 от угла α : 1 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при R - нагрузке; 2 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 3 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при R-нагрузке; 4 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 6 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 7 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 8 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 9 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 10 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 11 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 12 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 13 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 14 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

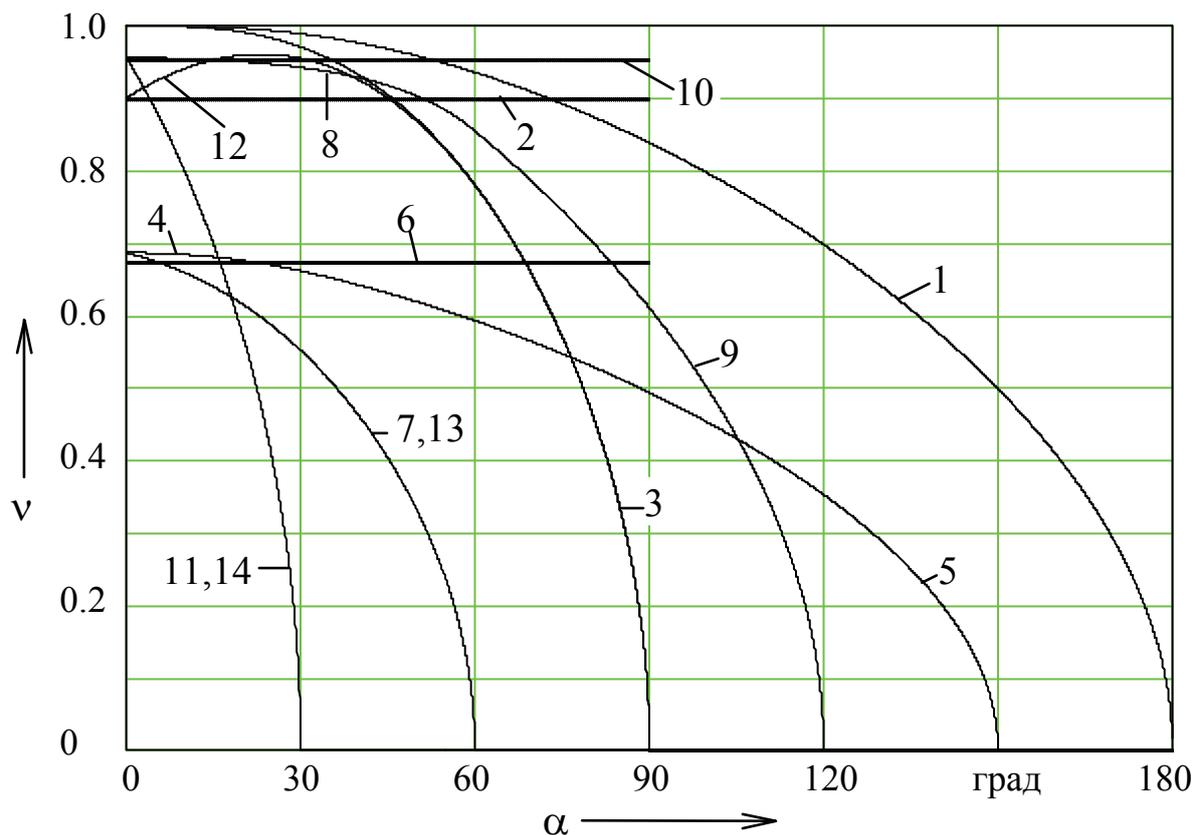


Рис. 9.9. Зависимость коэффициента искажения от α : 1 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при R - нагрузке; 2 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 3 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при R-нагрузке; 4 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 6 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 7 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 8 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 9 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 10 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 11 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 12 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 13 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 14 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

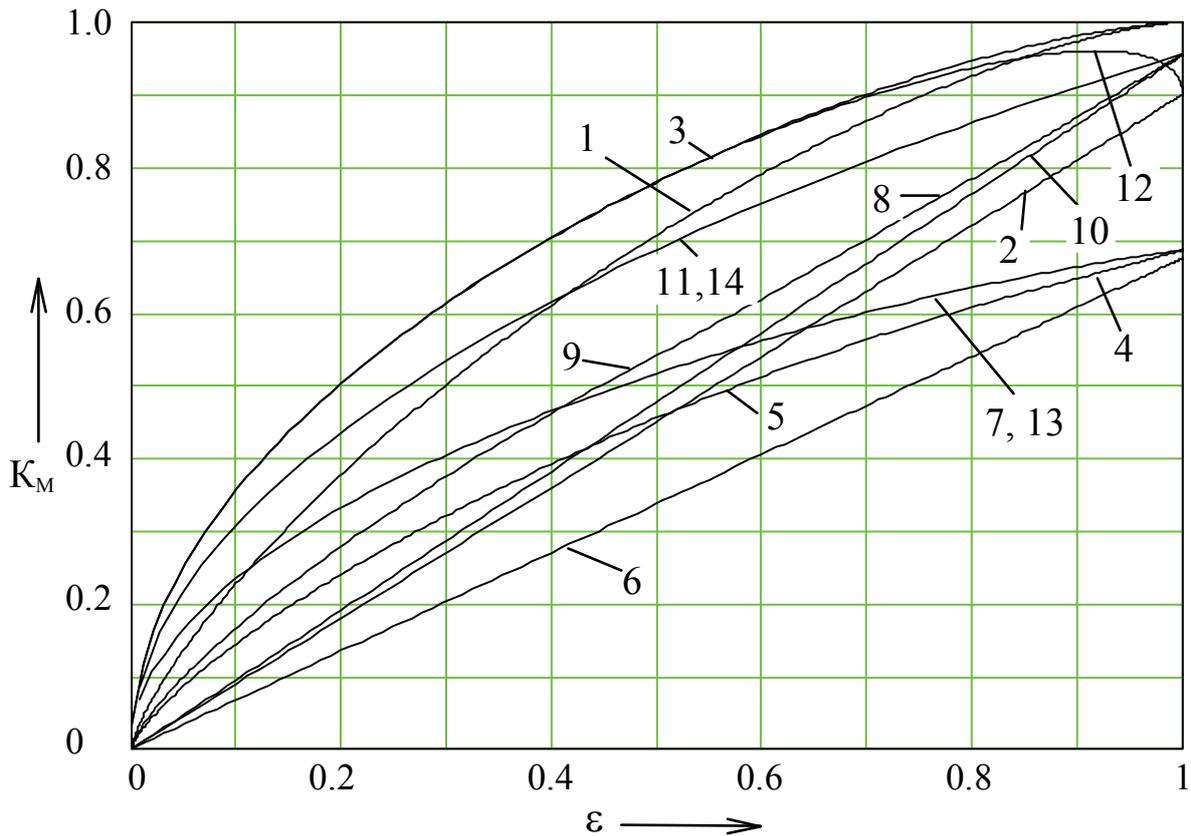


Рис. 9.10. Зависимость коэффициента мощности от угла управления:

1 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при R - нагрузке; 2 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 3 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при R-нагрузке; 4 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 6 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 7 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 8 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 9 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 10 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 11 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 12 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 13 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 14 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

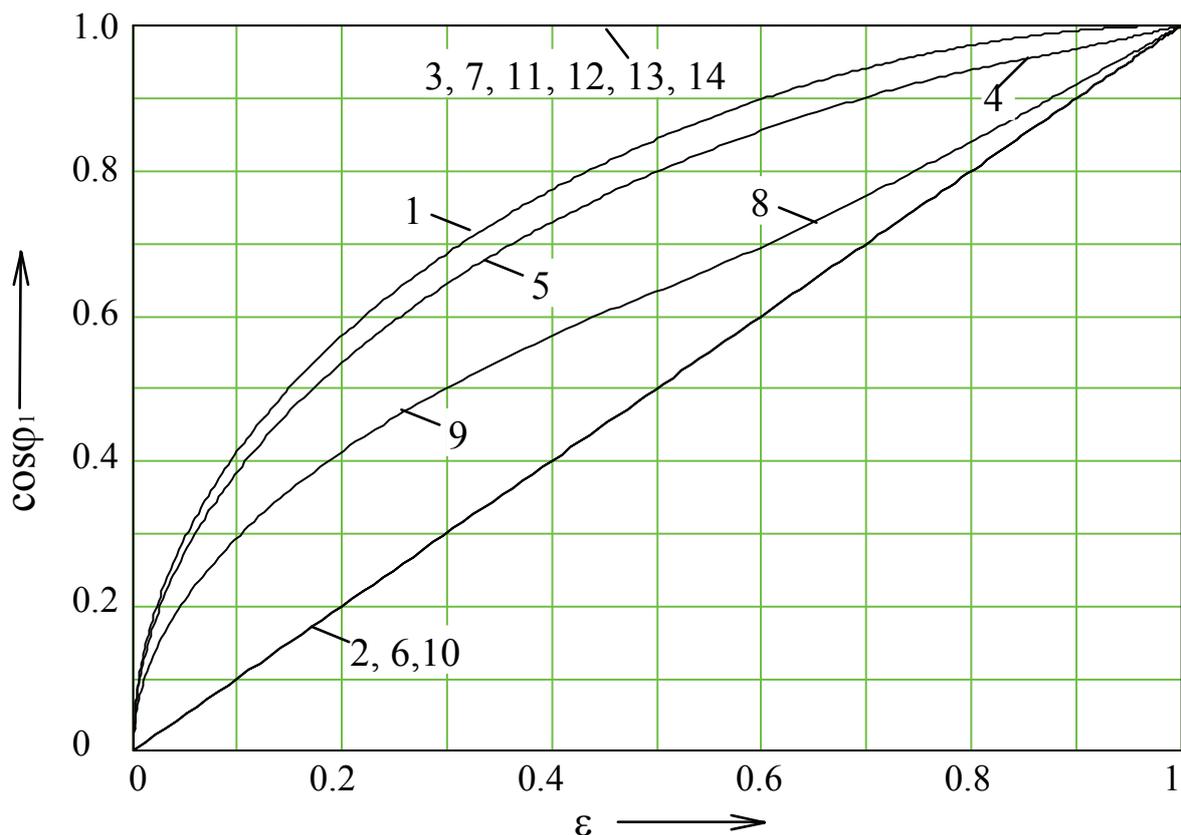


Рис. 9.11. Зависимость коэффициента сдвига i_1 от ε : 1 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при R - нагрузке; 2 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 3 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при R-нагрузке; 4 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 6 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 7 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 8 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 9 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 10 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 11 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 12 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 13 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 14 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

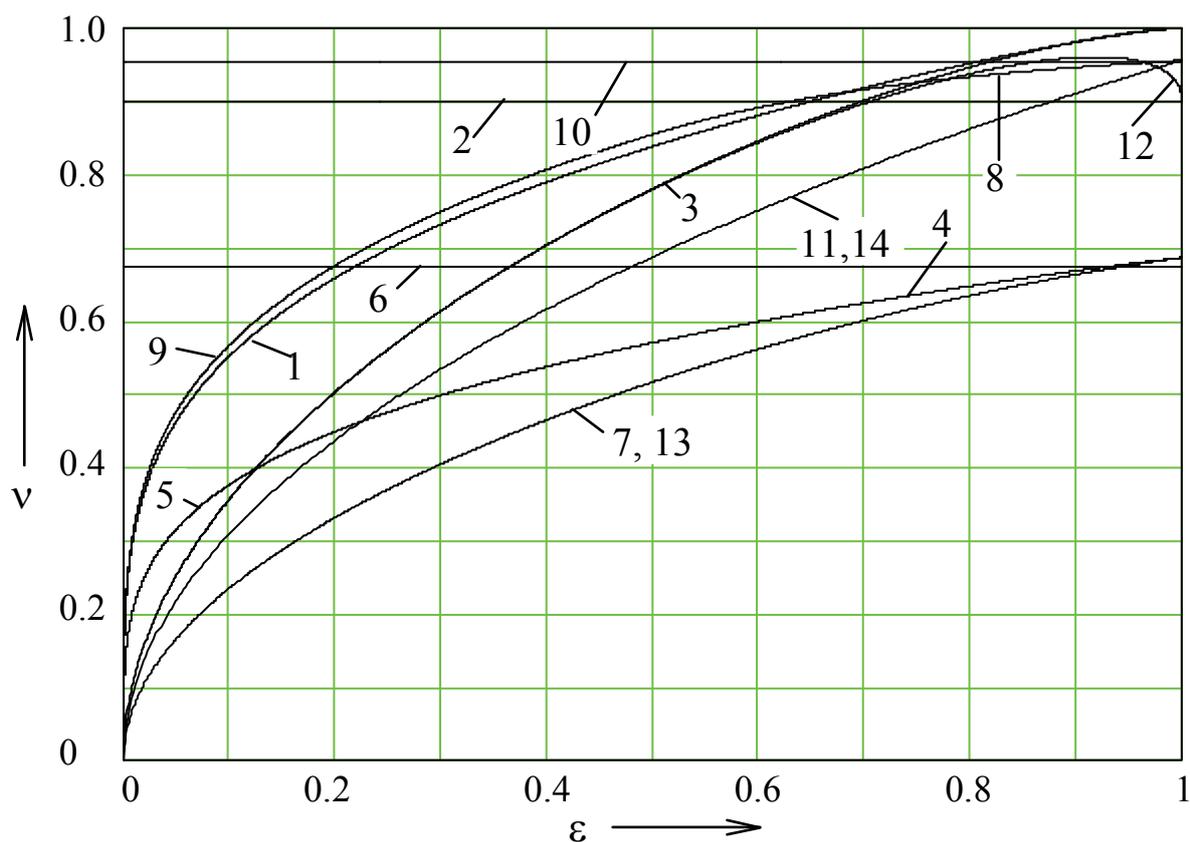


Рис. 9.12. Зависимость коэффициента искажения от ε : 1 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при R - нагрузке; 2 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ЕК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 3 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при R-нагрузке; 4 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 5 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 6 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 7 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 8 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим непрерывного тока); 9 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на активную нагрузку (режим прерывистого тока); 10 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ЕК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 11 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на R - нагрузку; 12 – однофазный двухполупериодный выпрямитель с ИК при работе на RL - нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 13 – трёхфазный нулевой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью; 14 – трёхфазный мостовой выпрямитель с ИК при работе на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

10. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Обобщенная принципиальная схема и соответствующая ей эквивалентная схема замещения мостовых тиристорных преобразователей приведены на рис. 10.1, а, б.

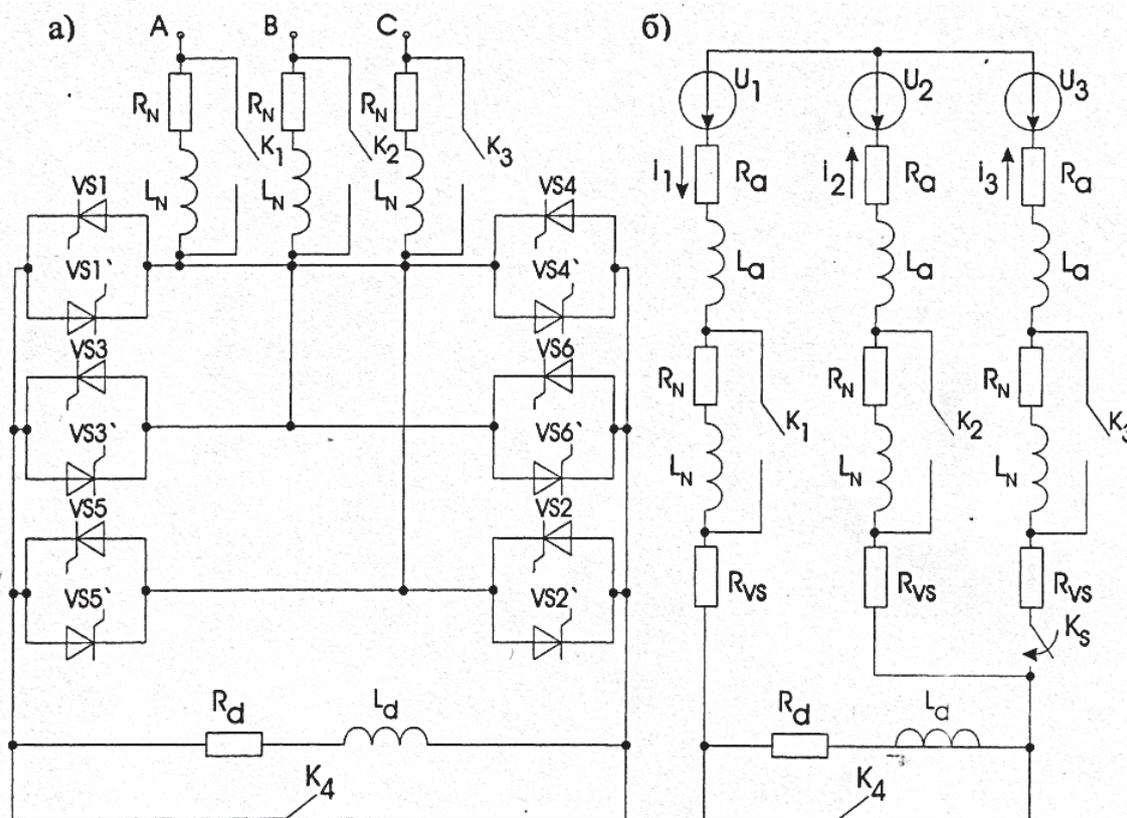


Рис. 10.1. Принципиальная схема (а) и эквивалентная схема замещения (б) мостовых тиристорных преобразователей

Из принципиальной схемы и схемы замещения видно, что трехфазный мостовой выпрямитель и трехфазный мостовой регулятор имеют много общего. Регулятор можно получить из выпрямителя путем закорачивания нагрузки выпрямителя (ключ K_4 замкнут) и увеличив сопротивления во входной цепи (ключи K_1 , K_2 , K_3 разомкнуты). Поэтому можно составить одну математическую модель, описывающую электромагнитные процессы как в выпрямителе, так и в регуляторе.

В данной математической модели приняты следующие допущения:

- сопротивление закрытых тиристоров принято равным ∞ , поэтому в эквивалентной схеме замещения они не учитываются;
- отпирание и запираение тиристоров происходит мгновенно;

- параметры сети приняты одинаковыми, сопротивления открытых тиристоров равными;
- работа ведется на симметричную нагрузку.

Математическая модель учитывает индуктивности рассеяния обмоток сетевого трансформатора, реально имеющих место при работе преобразователей, вследствие чего ток в коммутирующих фазах спадает не мгновенно, а в течение определенного интервала времени. Поэтому в моменты коммутации в работе находятся одновременно три тиристора.

Дифференциальное уравнение, описывающее электромагнитные процессы в схеме в межкоммутационные интервалы:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{U_1 - U_2 - 2 \cdot (R_{vs} + R_a + K_n R_n + K_d R_d) \cdot I_1}{2 \cdot (L_a + K_n L_n) + K_d L_d}, \quad (10.1)$$

где U_1, U_2 – фазные напряжения; I_1 – входной ток; R_a – сопротивление обмоток сетевого трансформатора; R_{vs} – сопротивление открытого тиристора; R_d – сопротивление нагрузки выпрямителя; R_n – сопротивление нагрузки регулятора; L_a – индуктивность рассеяния сетевого трансформатора; L_d – индуктивность нагрузки выпрямителя; L_n – индуктивность нагрузки регулятора, K_d ; K_n – функции переключения тиристорных устройств.

Система дифференциальных уравнений, описывающая электромагнитные процессы в схеме в момент коммутации:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_2}{dt} = \frac{U_1 - U_2 - I_2(2R_{vs} + 2R_a + 2K_n R_n + K_d R_d) + (R_{vs} + R_a + K_n R_n) \frac{L_a + K_n L_n + K_d L_d}{L_a + K_n L_n}}{3(L_a + K_n L_n) + 2K_d L_d} - \\ \frac{I_3(R_{vs} + R_a + K_n R_n + K_d R_d) - (R_{vs} + R_a + K_n R_n) \frac{L_a + K_n L_n + K_d L_d}{L_a + K_n L_n}}{3(L_a + K_n L_n) + 2K_d L_d} - \\ \frac{(U_2 - U_3) \frac{L_a + K_n L_n + K_d L_d}{L_a + K_n L_n}}{3(L_a + K_n L_n) + 2K_d L_d}; \\ \frac{dI_3}{dt} = \frac{U_2 - U_3 - I_3(R_{vs} + R_a + K_n R_n) + I_2(R_{vs} + R_a + K_n R_n) + \frac{dI_2}{dt}(L_a + K_n L_n)}{L_a + K_n L_n}, \end{array} \right. \quad (10.2)$$

где I_2, I_3 – токи в двух коммутирующих фазах (спадающий и нарастающий соответственно).

Переход от уравнения (10.1) к системе уравнений (10.2) производится в соответствии с диаграммой проводящего состояния тиристоров, а обратный переход осуществляется по спаду тока через выключаемый вентиль до нуля с сохранением значений независимых переменных на границе интервалов.

Уравнения (10.1) и (10.2) описывают физические процессы трех устройств:

- а) тиристорного выпрямителя, если $K_n = 0$ и $K_d = 1$;
- б) регулятора переменного напряжения, если $K_n = 1$ и $K_d = 0$;
- в) пускорегулирующего устройства для асинхронного двигателя с фазным ротором, если $K_n = 1$ и $K_d = 1$.

Математическое описание для выпрямителей по трехфазной нулевой и однофазной схемам приведены в учебном пособии [1].

11. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СРЕДЕ MATLAB

Наибольшее применение в промышленности получили мостовые диодные, транзисторные и тиристорные выпрямители. Схема трехфазного тиристорного выпрямителя представлена на рис.11.1, а. Она содержит входные зажимы А, В, С, предназначенные для подключения к сети, шесть тиристоров VS1–VS6, обозначенных по перекрестному принципу и нагрузку. К фазе А относятся тиристоры VS1 и VS4, к фазе В – VS3 и VS6, к фазе С – VS2 и VS5. Нечетные тиристоры образуют группу с общим катодом, четные – с общим анодом. Между катодной и анодной группами (в диагональ моста) включена RL -нагрузка.

Трёхфазный тиристорный регулятор переменного напряжения (ТРН) имеет много общего с мостовым выпрямителем, схема которого приведена на рис.11.1, б. Она содержит трехфазные зажимы, трехфазную нагрузку (может применяться только активная, только индуктивная или активно-индуктивная) и три тиристорных ключа с двухсторонней проводимостью тока, каждый из которых выполнен в виде двух встречно-параллельных соединенных тиристоров. Эта схема применяется как с нулевым проводом, так и без него. В случае с нулевым проводом в процессе формирования напряжения каждой фазы участвуют тиристоры, относящиеся только к этой фазе. В случаях без нулевого провода наблюдается междуфазный обмен энергией вследствие того, что в процессе формирования напряжения каждой фазы участвуют тиристоры всех фаз.

В этой схеме напряжение сети распределяется между тиристорным ключом U_T и нагрузкой U_H в соответствии с выражением

$$U_C = U_T + U_H. \quad (11.1)$$

При плавном изменении состояния тиристоров от полностью открытого до полностью закрытого падение напряжения на тиристорном ключе U_T меняется от 0 до напряжения в сети, и в соответствии с выражением (11.1) напряжение на нагрузке U_H соответственно плавно регулируется от напряжения в сети до 0.

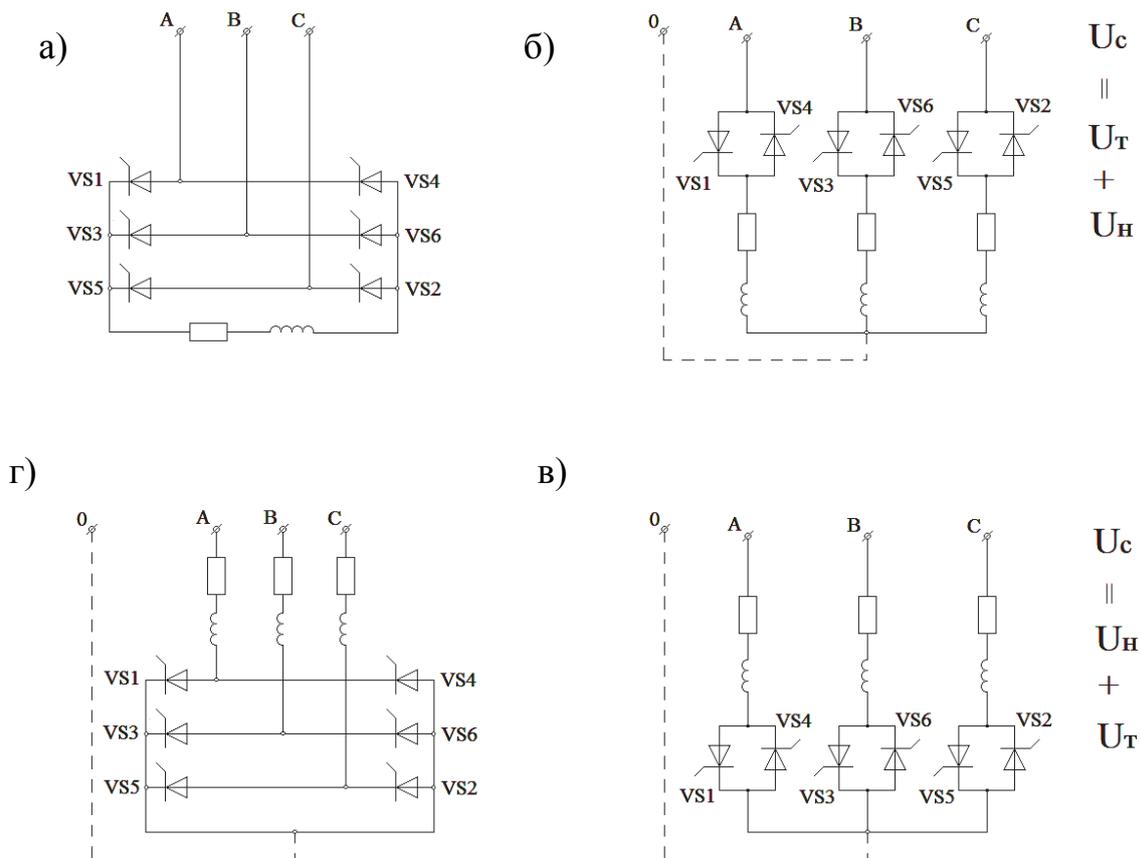


Рис. 11.1. Тиристорные регуляторы переменного и выпрямленного напряжения: а – трехфазный мостовой управляемый выпрямитель; б, в, г – трехфазные регуляторы переменного напряжения

Перестановка слагаемых в выражении (11.1) будет соответствовать перестановке местами в схеме рис.11.1, б нагрузки и тиристорных ключей, не меняя регулировочных свойств, что даст еще одну схему регулятора, представленную на рис.11.1, в. В этой схеме первая тройка тиристоров объединена в группу с общим анодом, а вторая тройка тиристоров объединена в группу с общим катодом. В соответствии с этим можем перейти к схеме рис.11.1, г. В результате имеем мост с анодной и катодной группами

тиристоров. В полученной схеме, по аналогии с мостовым выпрямителем, пронумеруем тиристоры в соответствии с перекрестным принципом. Возвращаясь к схемам рис.11.1, б, в, перенесем обозначения соответствующих тиристоров из схемы рис.11.1, г.

Исходя из вышеперечисленных сходств ТРН и мостового выпрямителя, можно утверждать, что алгоритмы управления и системы управления этими схемами также имеют много общего.

Тиристорный мост в схеме рис.11.1, г, при поочередном включении тиристоров в порядке их нумерации в месте с перемычкой между нагрузкой и анодной группой, осуществляет коммутацию звезды нагрузки.

Из приведенных уравнений видно, что выпрямитель и регулятор – это одно устройство, которое может применяться как для регулирования постоянного, так и переменного тока.

Обобщенная схема модели, предназначенная для исследования как трехфазного выпрямителя, так и трехфазного регулятора переменного напряжения приведена на рис. 11.2. Вместе с тем она позволяет исследовать реостатно-тиристорные пускорегулирующие устройства, применяемые в цепи фазного ротора для плавного пуска и регулирования скорости асинхронных двигателей. Примером применения таких устройств, когда имеется нагрузка у тиристорного моста как в цепи переменного, так и в цепи постоянного тока (гибридной схемы), являются прокатные станы металлургических предприятий.

В ее состав входят: система управления тиристорами CONTROL_system, тиристорный блок 6VS Most_P, трехфазная сеть, трехфазная *RL*-нагрузка переменного тока, *RL*-нагрузка постоянного тока, датчики напряжения и тока. В состав схемы также входят три осциллографа. На экране первого осциллографа Os1 отображаются управляющие импульсы, подаваемые на тиристоры, и падение напряжения на каждом тиристоре. На осциллограф Os2 подаются напряжение и ток одной фазы цепи переменного тока, а на осциллограф Os3 – цепи постоянного тока.

Развернутая схема системы управления (рис.11.3) содержит три синхронизирующих входа, один вход управления и один выход, управляющие импульсы с которого подаются на тиристоры трехфазного моста. Шестипульсная система формирования импульсов регулирует угол α , который задается блоком Constant value, взятого из Simulink Library Browser. В состав входят три датчика напряжения, входы которых подключены к линейным напряжениям сети, а выходы – к синхронизирующим входам системы управления.

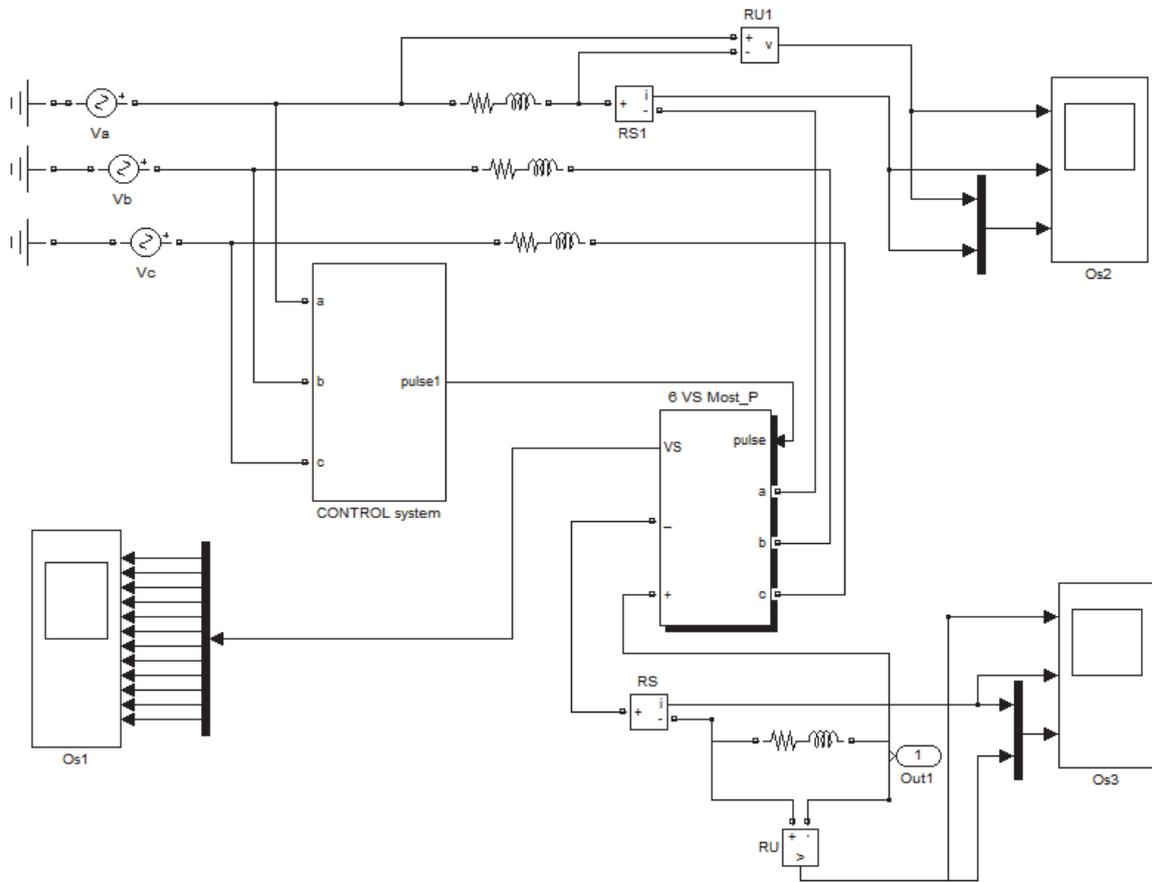


Рис. 11.2. Обобщенная схема модели трехфазного регулятора переменного напряжения и трехфазного выпрямителя

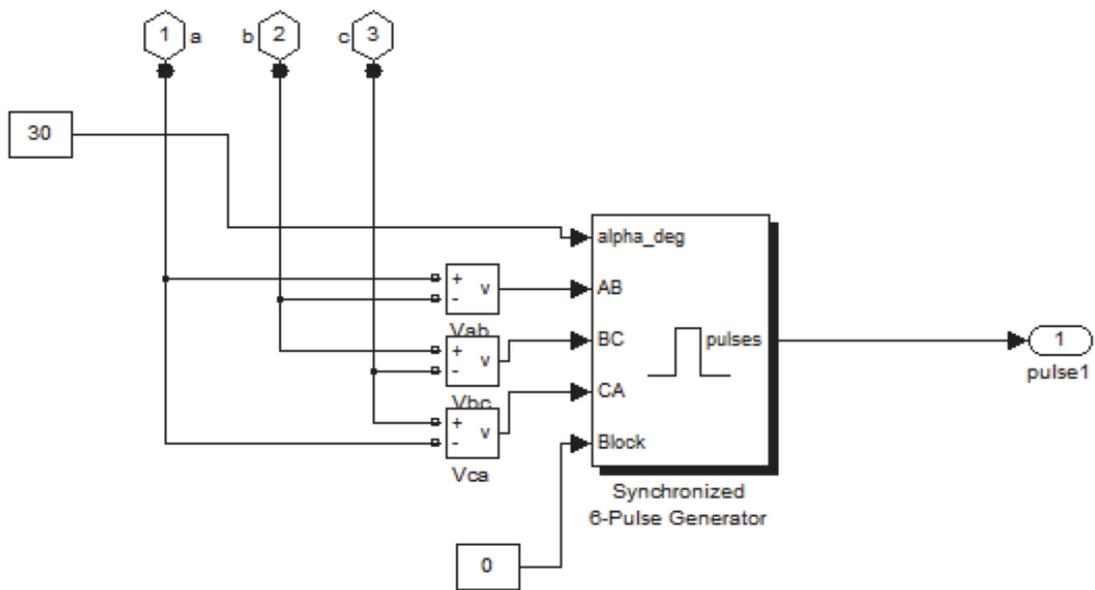


Рис. 11.3. Схема системы управления

Развернутая схема трехфазного тиристорного моста изображена на рис. 11.4.

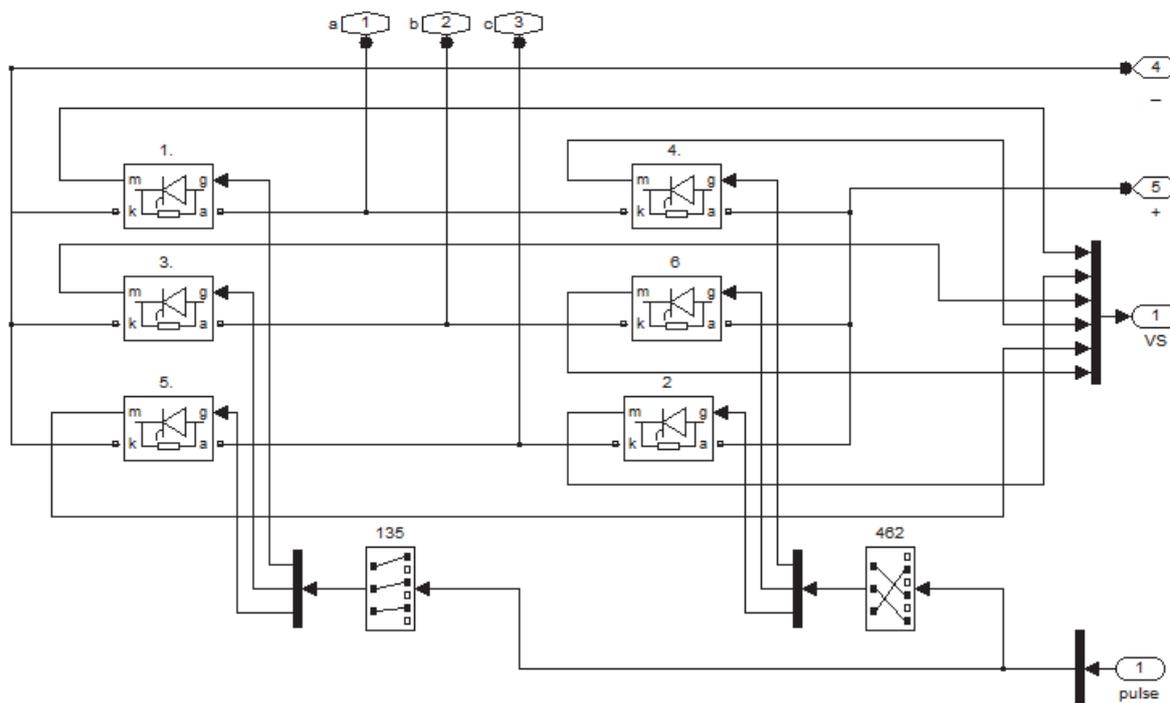


Рис. 11.4. Трёхфазный тиристорный мост

В состав входят шесть тиристоров, три зажима переменного тока (1, 2, 3) и два выходных зажима постоянного тока (4, 5). На управляющий вход pulse тиристорного моста подается сигнал с системы управления. Кроме этого, блок содержит информационный выход, с которого управляющие импульсы и напряжение для каждого тиристора подаются на осциллограф Os1.

11.1. Моделирование выпрямителей

11.1.1. Моделирование трёхфазного мостового выпрямителя

На рис. 11.5 представлена схема модели трехфазного мостового выпрямителя в среде Matlab. Она получена путем исключения из обобщенной схемы (см. рис. 11.2) трёхфазной нагрузки переменного тока и подключения датчика напряжения к одной фазе сети.

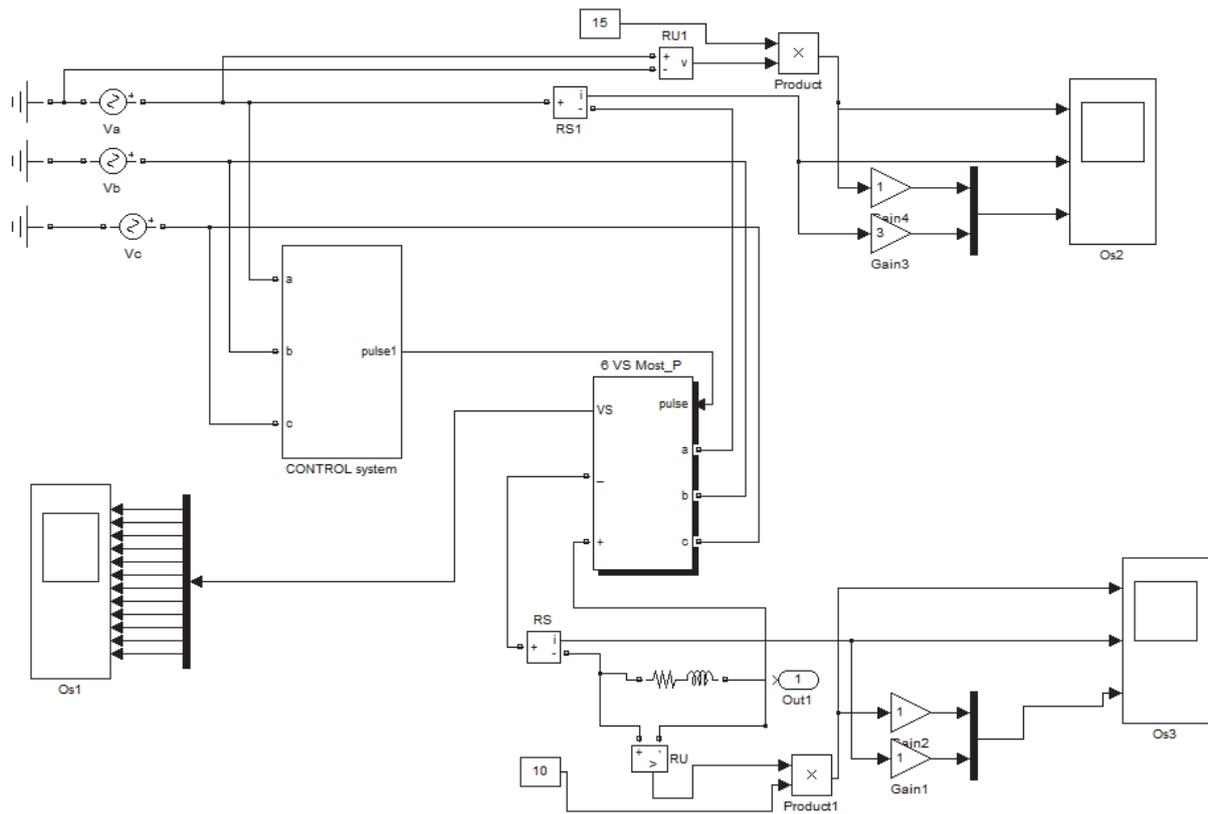
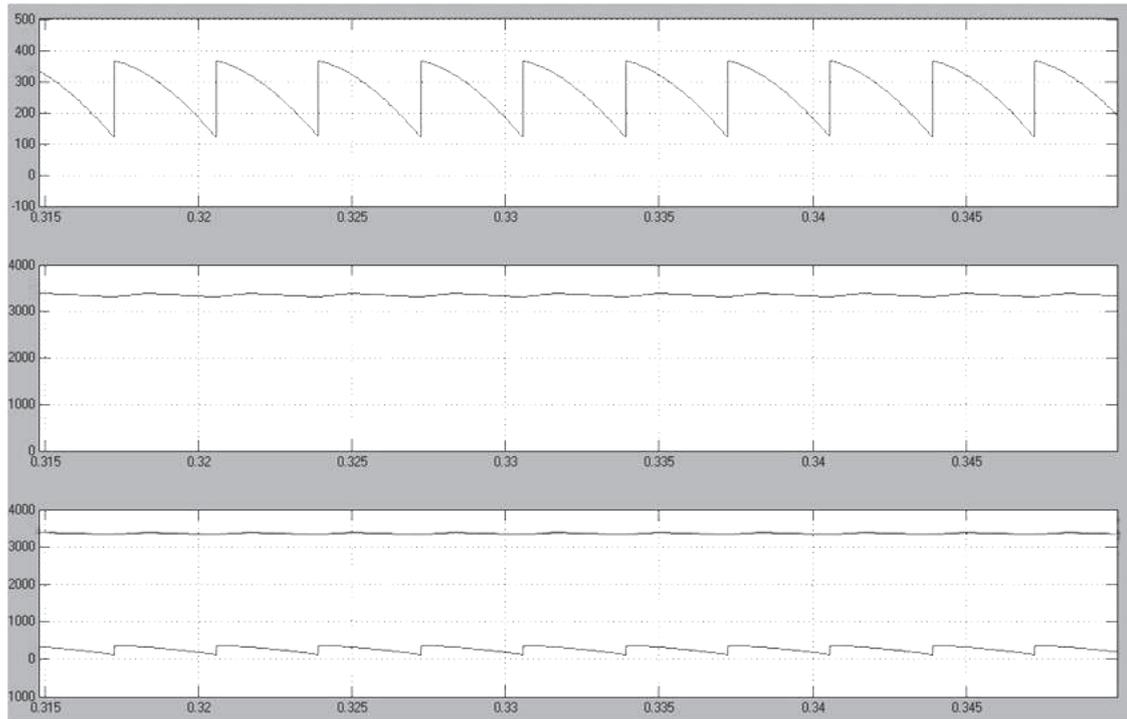


Рис. 11.5. Модель трёхфазного мостового выпрямителя

В качестве примера (рис. 11.6 – 11.9) приведены осциллограммы исследования выпрямителя при изменении угла α . Эти исследования могут быть расширены изменением величины и характера нагрузки, включением сопротивления линии электропередач разной протяженности между источником и тиристорным мостом.

Из трёхфазной мостовой схемы выпрямителя могут быть получены модели всех возможных выпрямителей: трёхфазного нулевого, однофазного мостового и др., схемы моделей которых и примеры исследования будут представлены ниже.

а)



б)

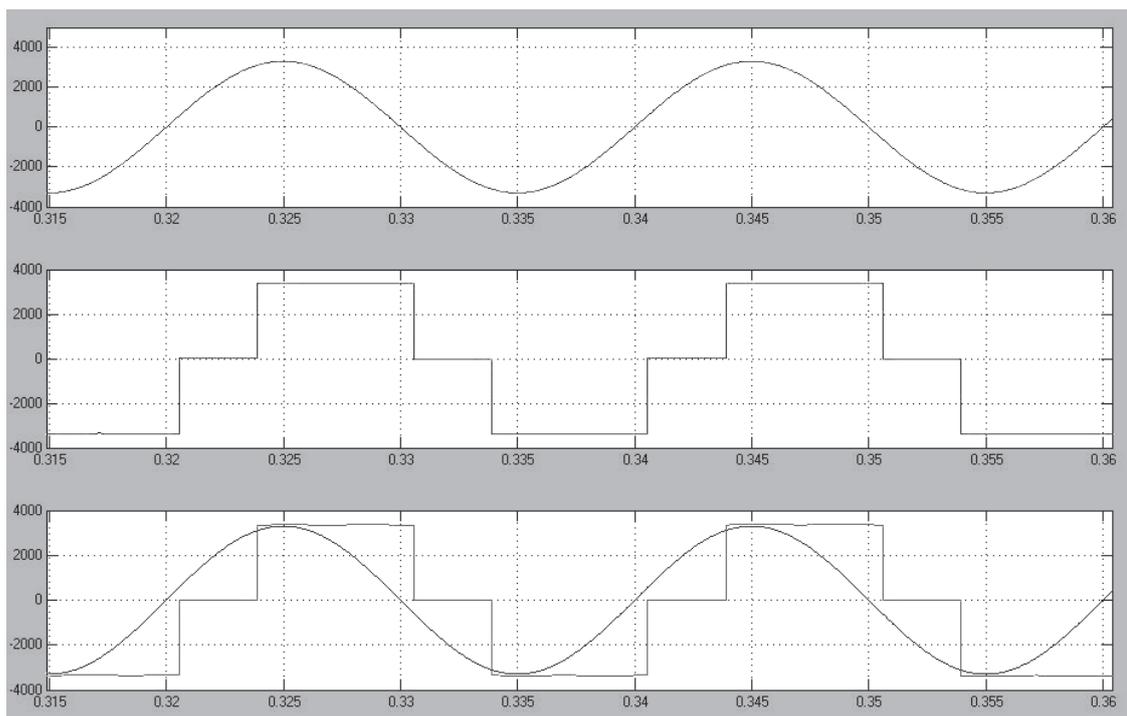


Рис. 11.6. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного мостового выпрямителя при $\alpha = 40$ на выходе (а) и на входе (б)

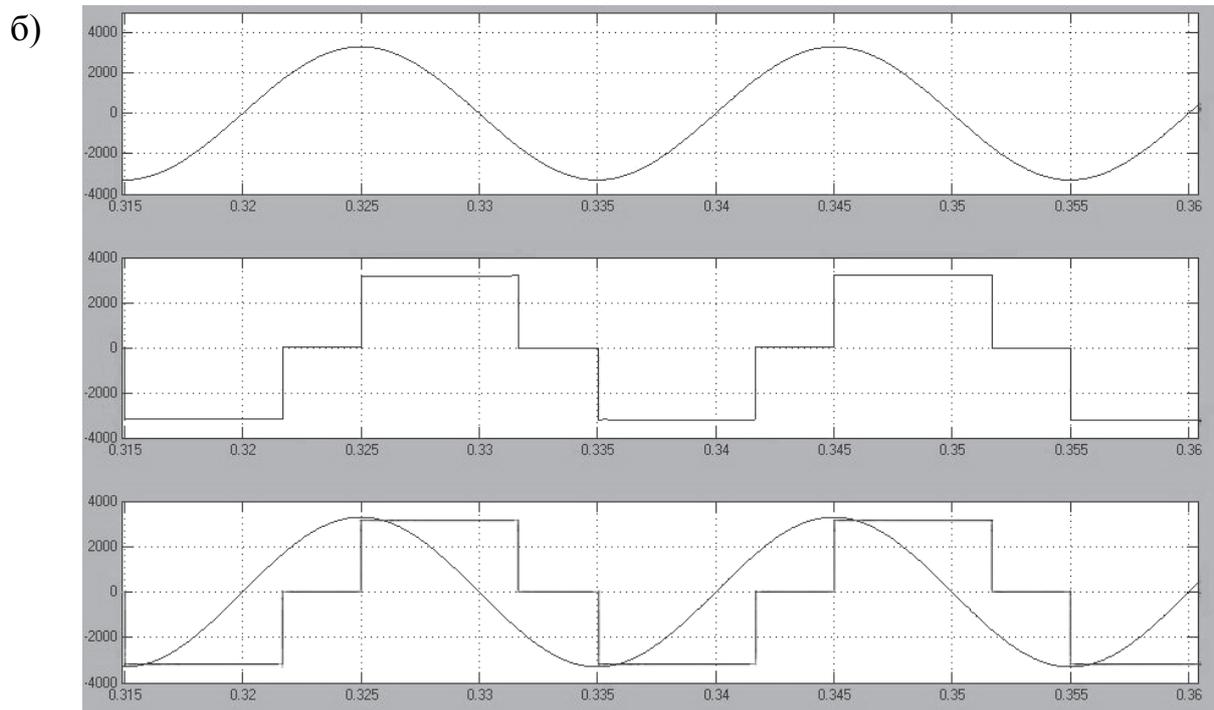
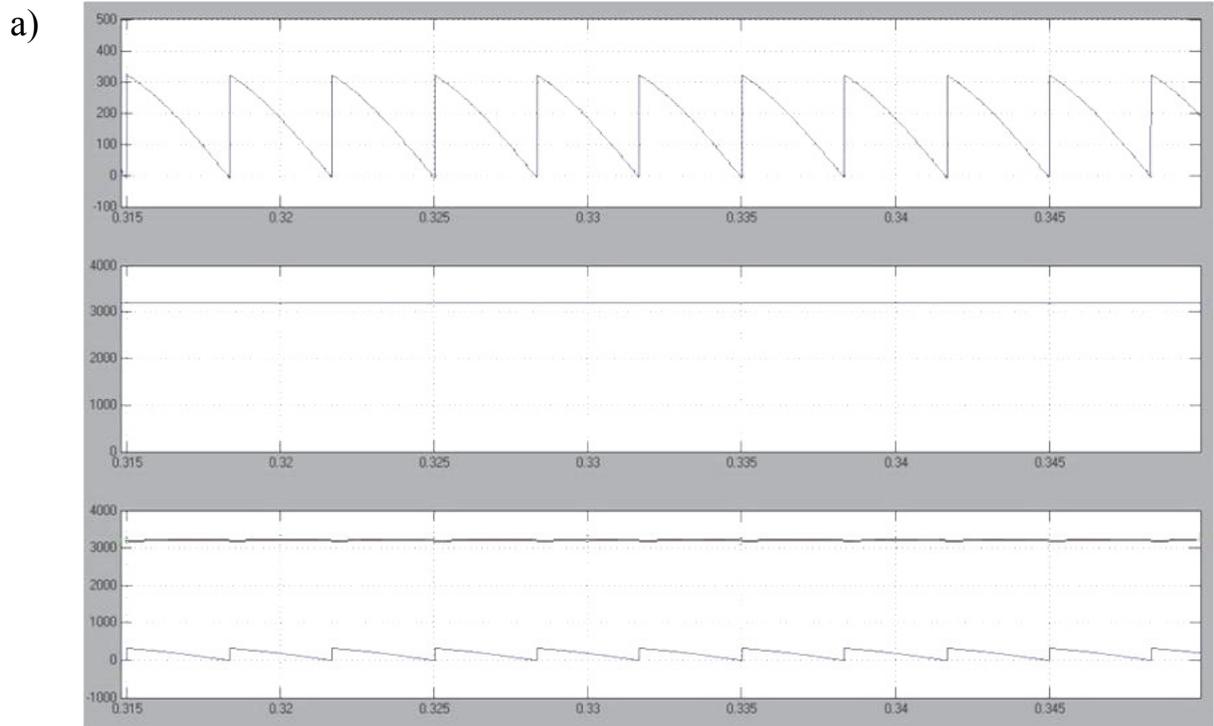


Рис. 11.7. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного мостового выпрямителя при $\alpha = 60$ на выходе (а) и на входе (б)

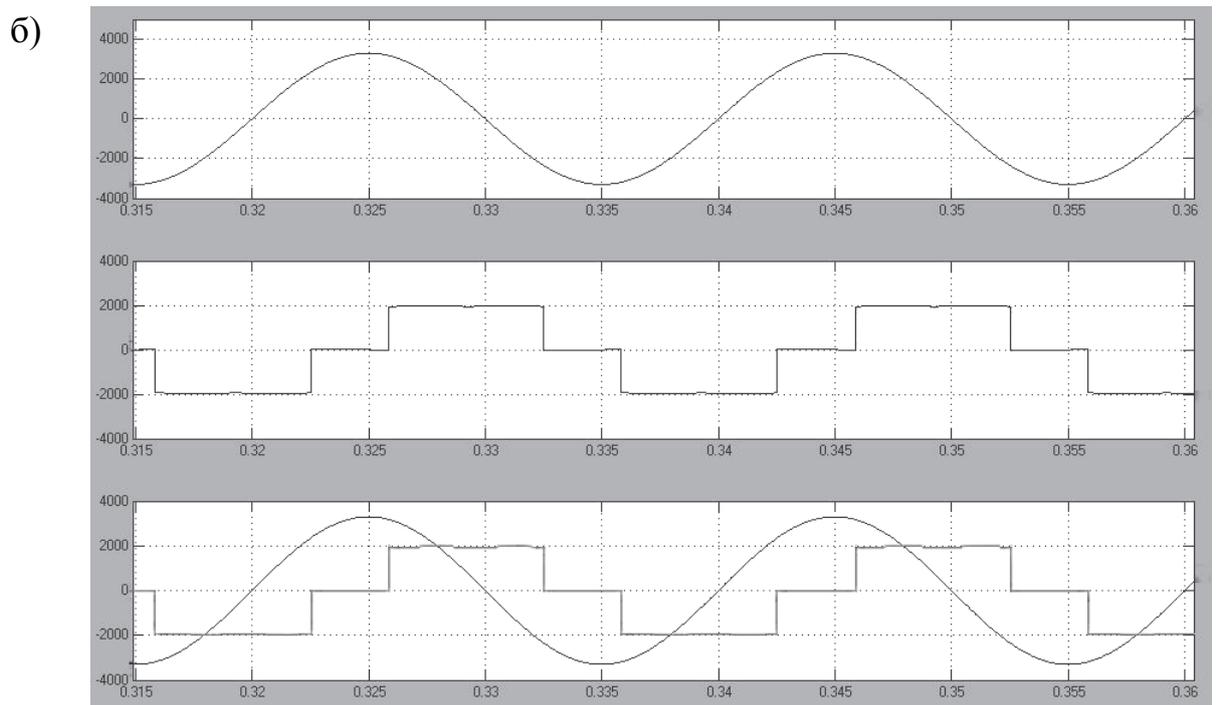
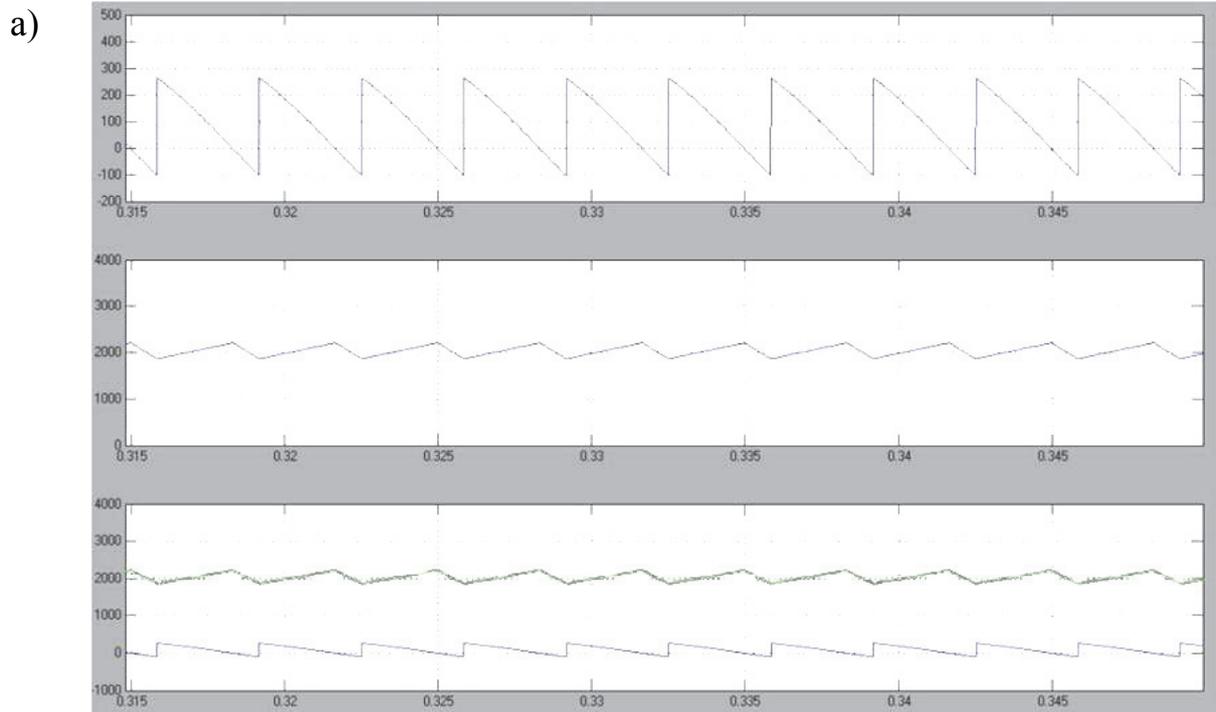


Рис. 11.8. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного мостового выпрямителя при $\alpha = 75$ на выходе (а) и на входе (б)

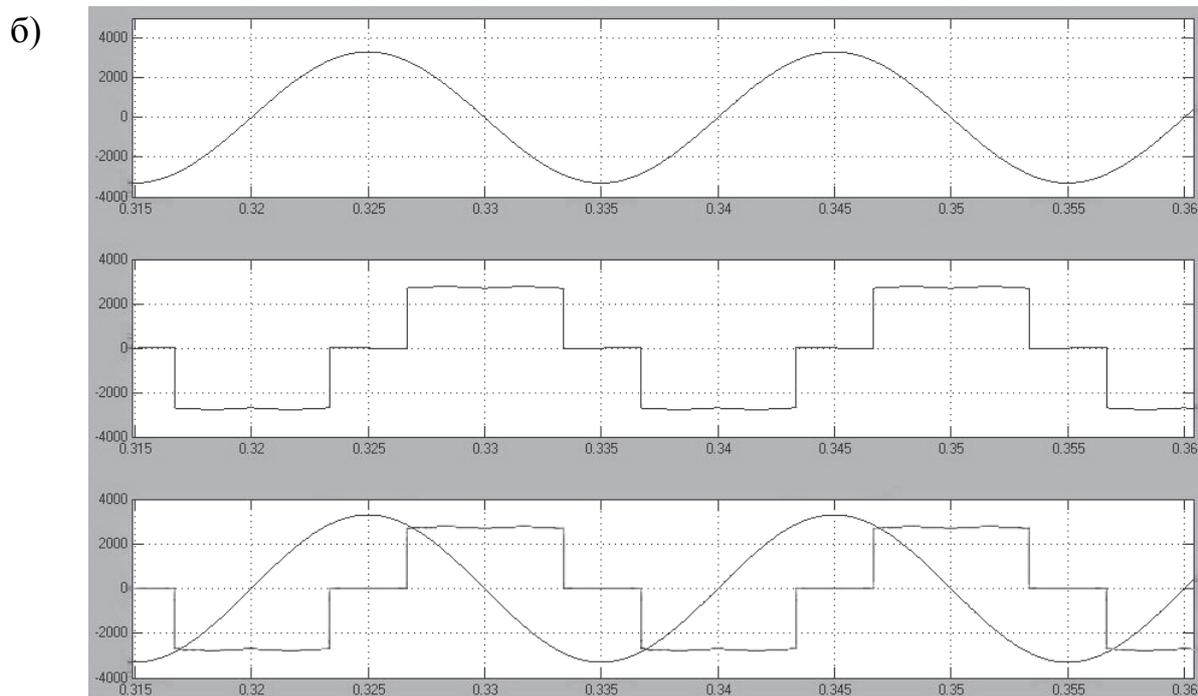
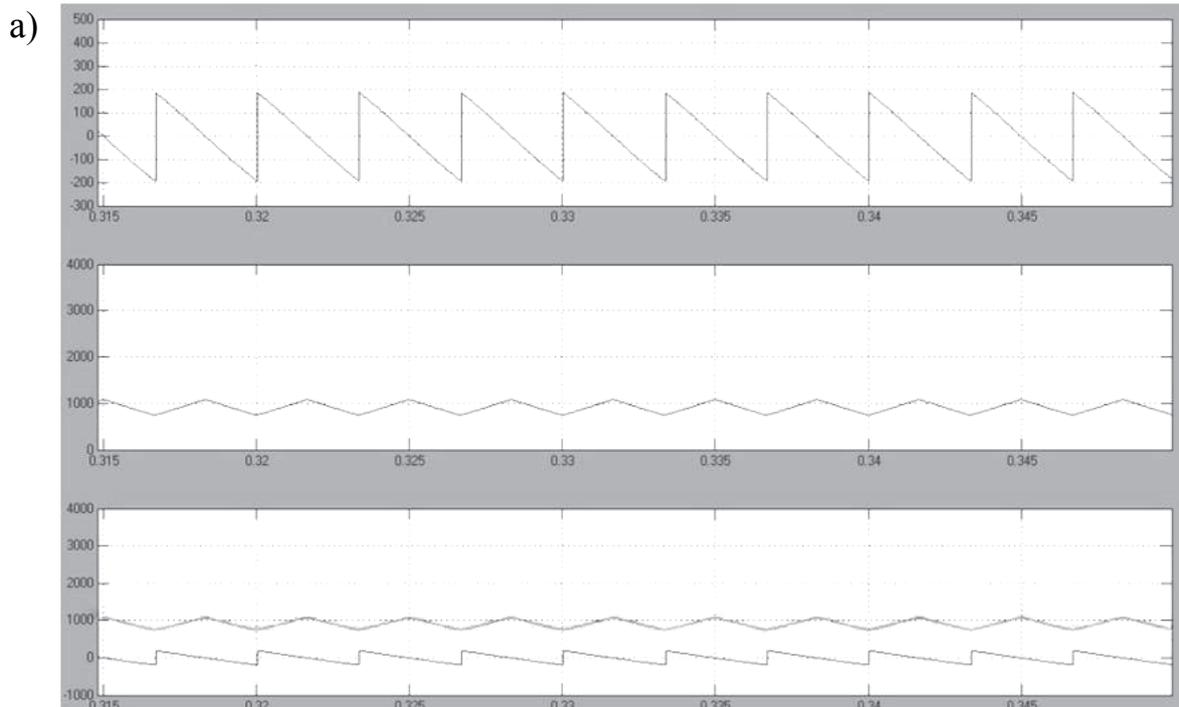


Рис. 11.9. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного мостового выпрямителя при $\alpha = 90$ на выходе (а) и на входе (б)

11.1.2. Моделирование трёхфазного нулевого выпрямителя

Схема модели трёхфазного нулевого выпрямителя в среде Matlab (рис. 11.10) получена из схемы трёхфазного мостового выпрямителя (см. рис. 11.5) путем отключения одного из зажимов нагрузки постоянного тока от минуса тиристорного блока и подключения его к нулевому проводу.

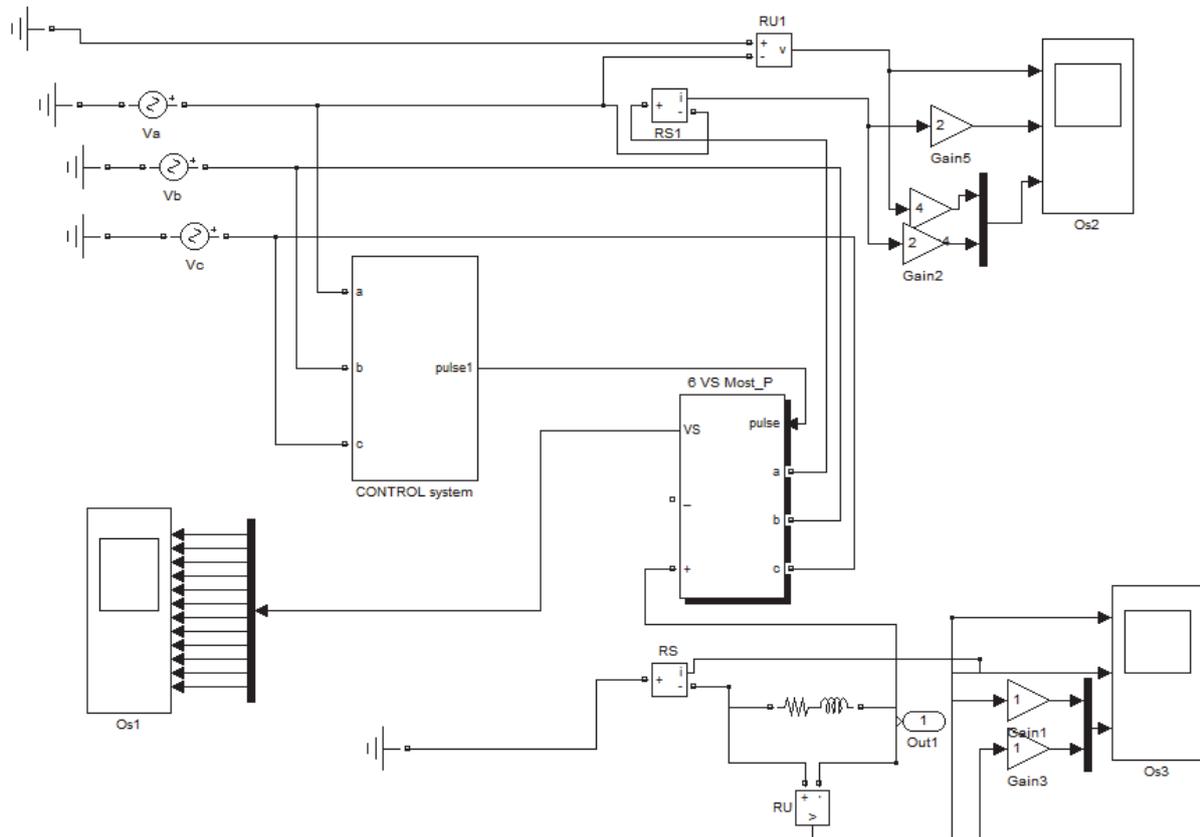
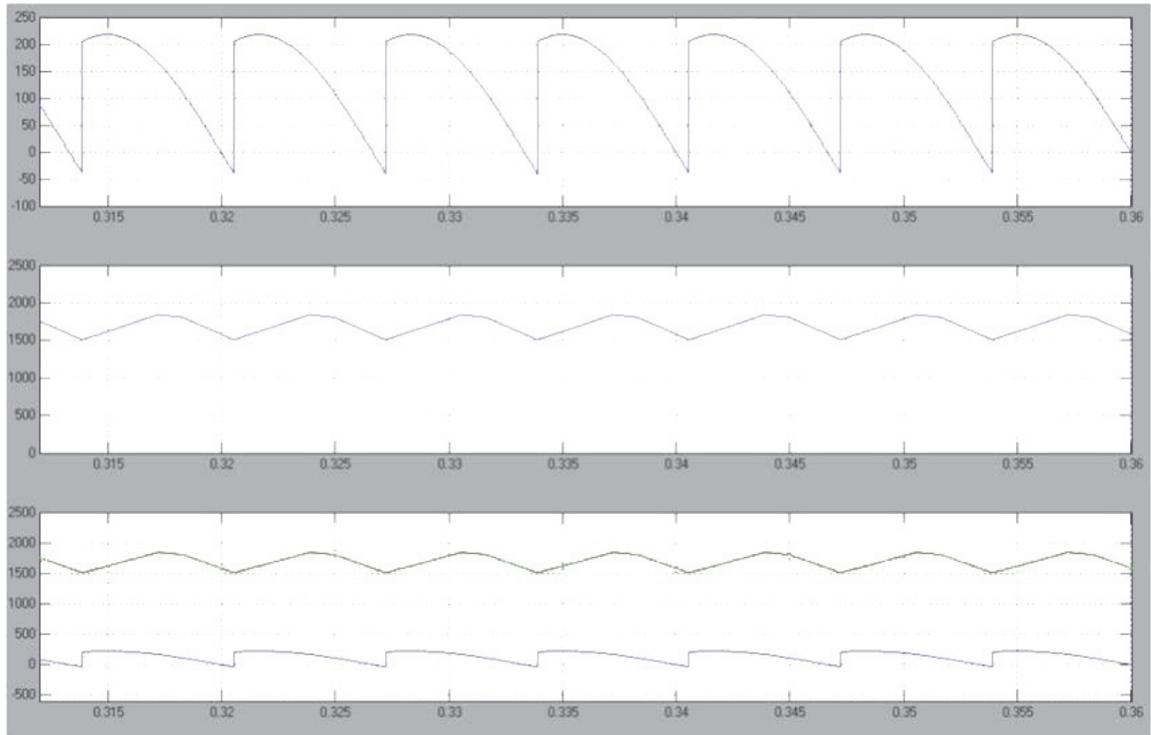


Рис. 11.10. Модель трёхфазного нулевого выпрямителя

Осциллограммы изменения тока и напряжения на входе и выходе нулевого выпрямителя, при изменении угла управления тиристорами α , представлены на рис.11.11 – 11.14.

Из осциллограмм видно, что период повторяемости выпрямленного напряжения равен 120 град ($\frac{2\pi}{3}$ рад), что в два раза больше чем в мостовой схеме. Следует обратить внимание еще на один отличительный признак нулевой схемы: она потребляет из сети переменного тока импульсный однополярный ток, что создает подмагничивание для силовых трансформаторов электросетевых компаний и дополнительные потери в их магнитопроводах.

а)



б)

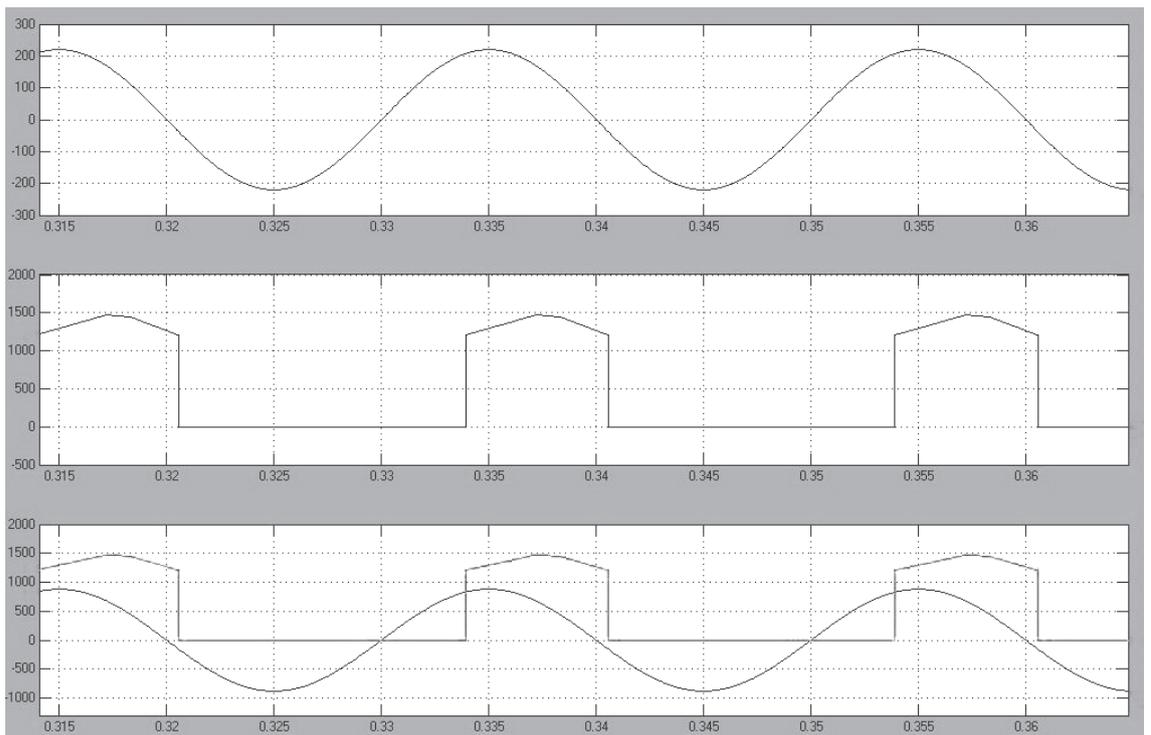


Рис. 11.11. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 40$ на выходе (а) и на входе (б)

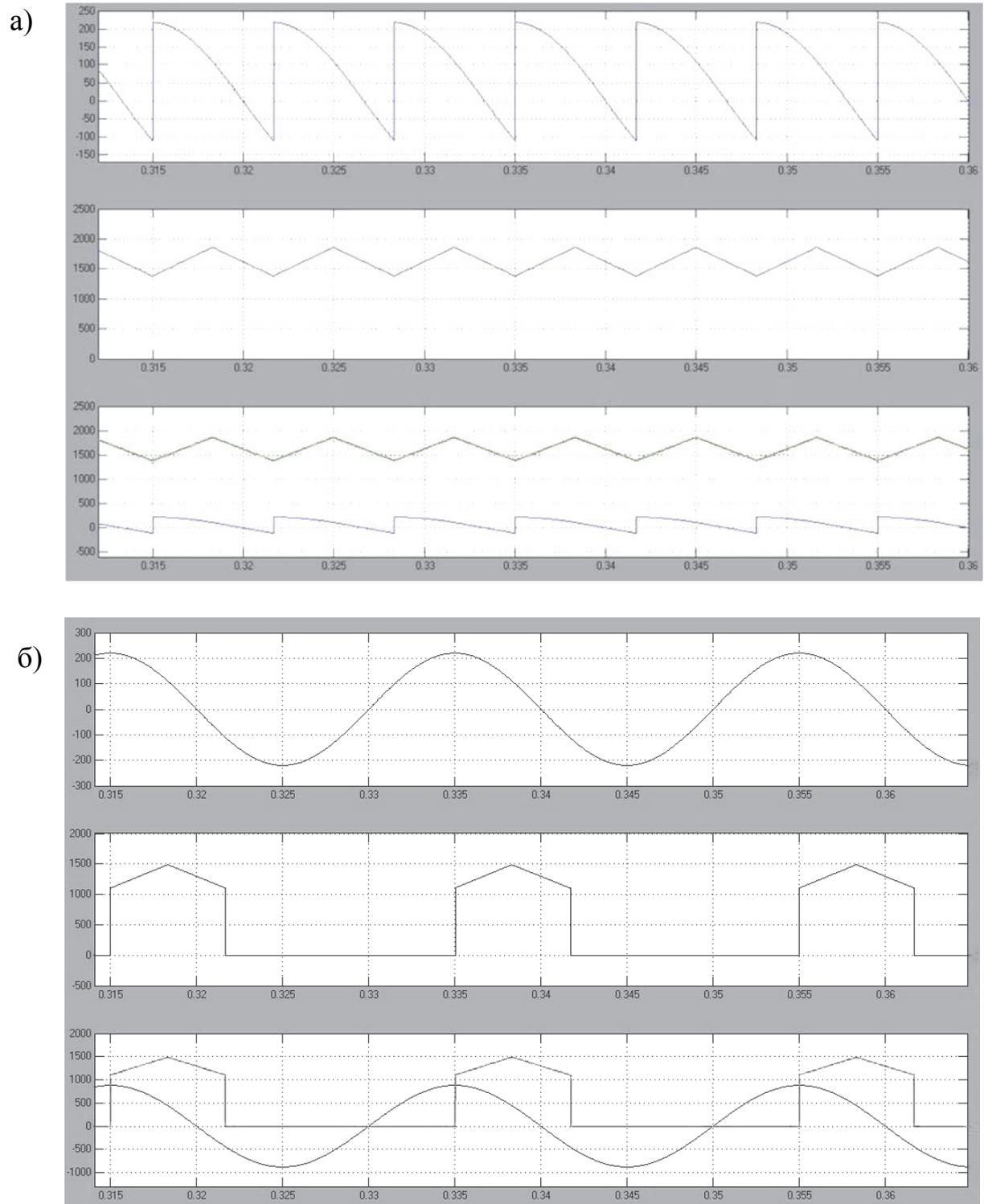


Рис. 11.12. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 60$ на выходе (а) и на входе (б)

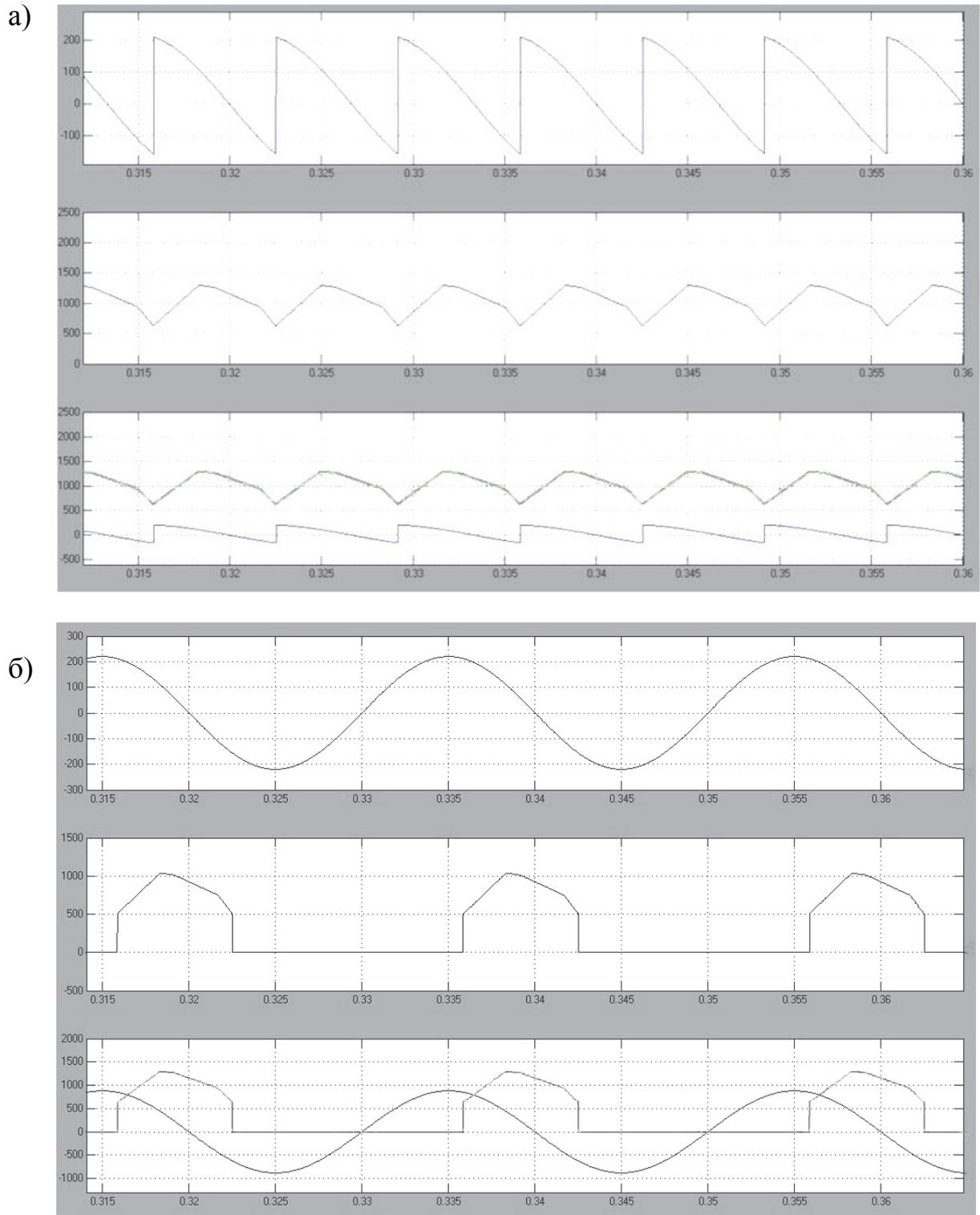
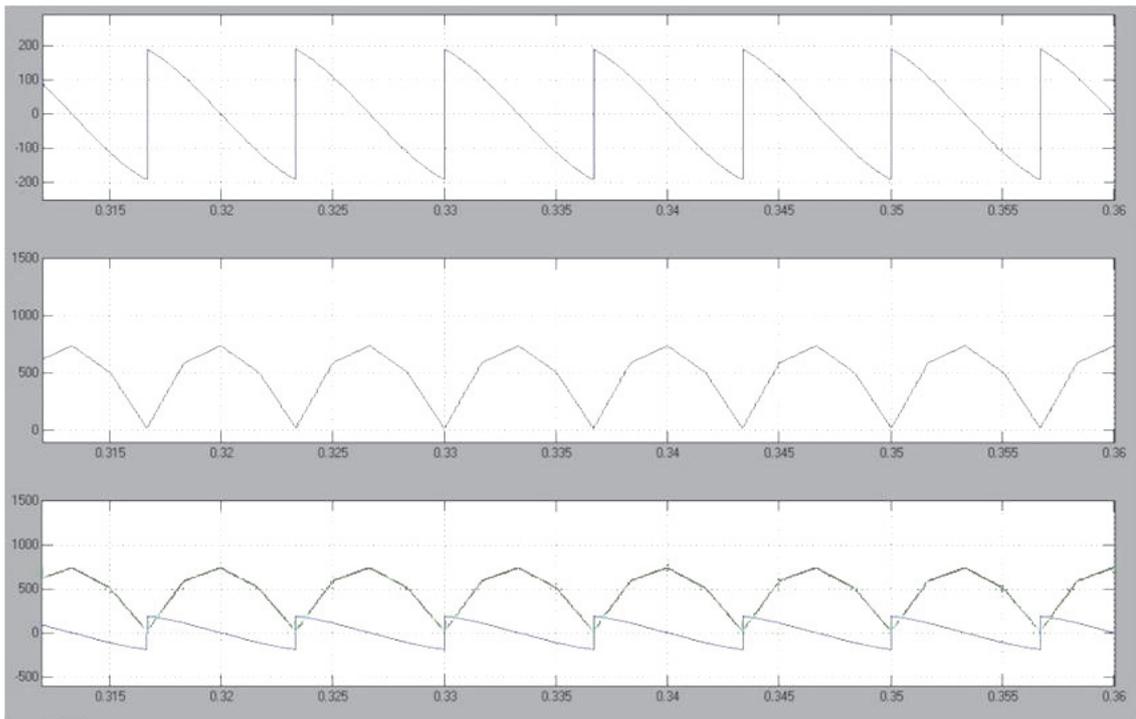


Рис. 11.13. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 75$ на выходе (а) и на входе (б)

а)



б)

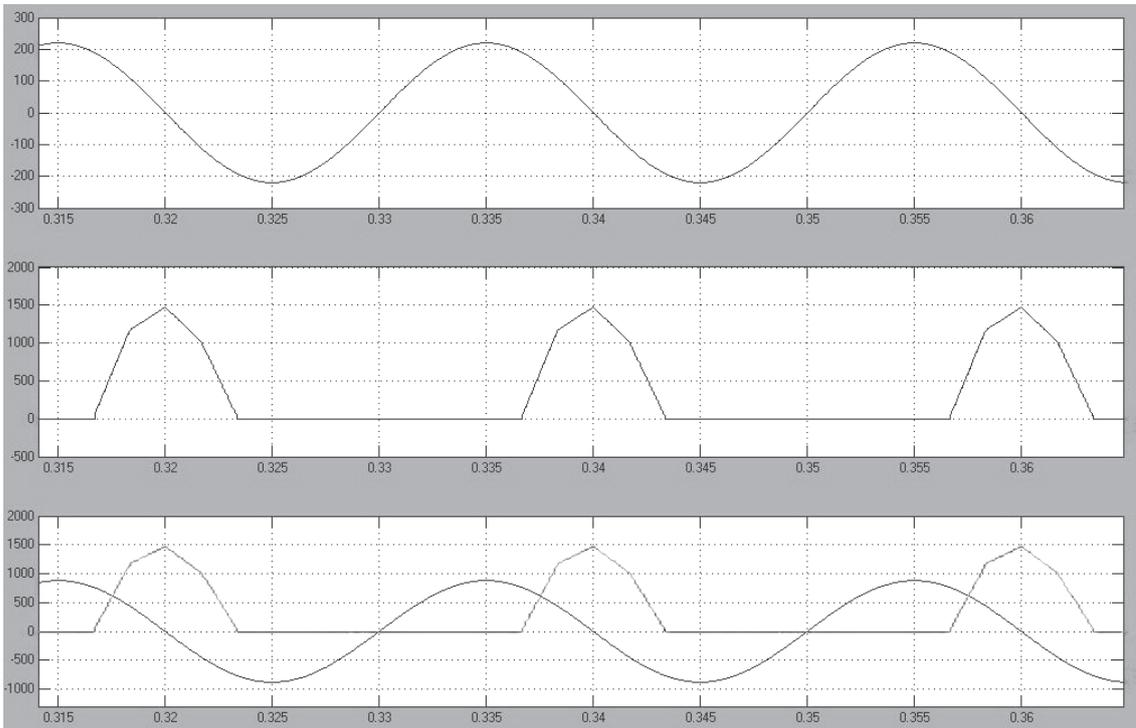


Рис. 11.14. Осциллограммы напряжения и тока трёхфазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 90$ на выходе (а) и на входе (б)

11.1.3. Моделирование однофазного мостового выпрямителя

На рис. 11.15 представлена схема модели однофазного мостового выпрямителя в среде Matlab. Она получена из трёхфазной схемы (см. рис. 11.5) путем отключения от входа тиристорного блока двух фаз (например, b и c) и подключения к одному из этих входов (например, b) нулевого провода.

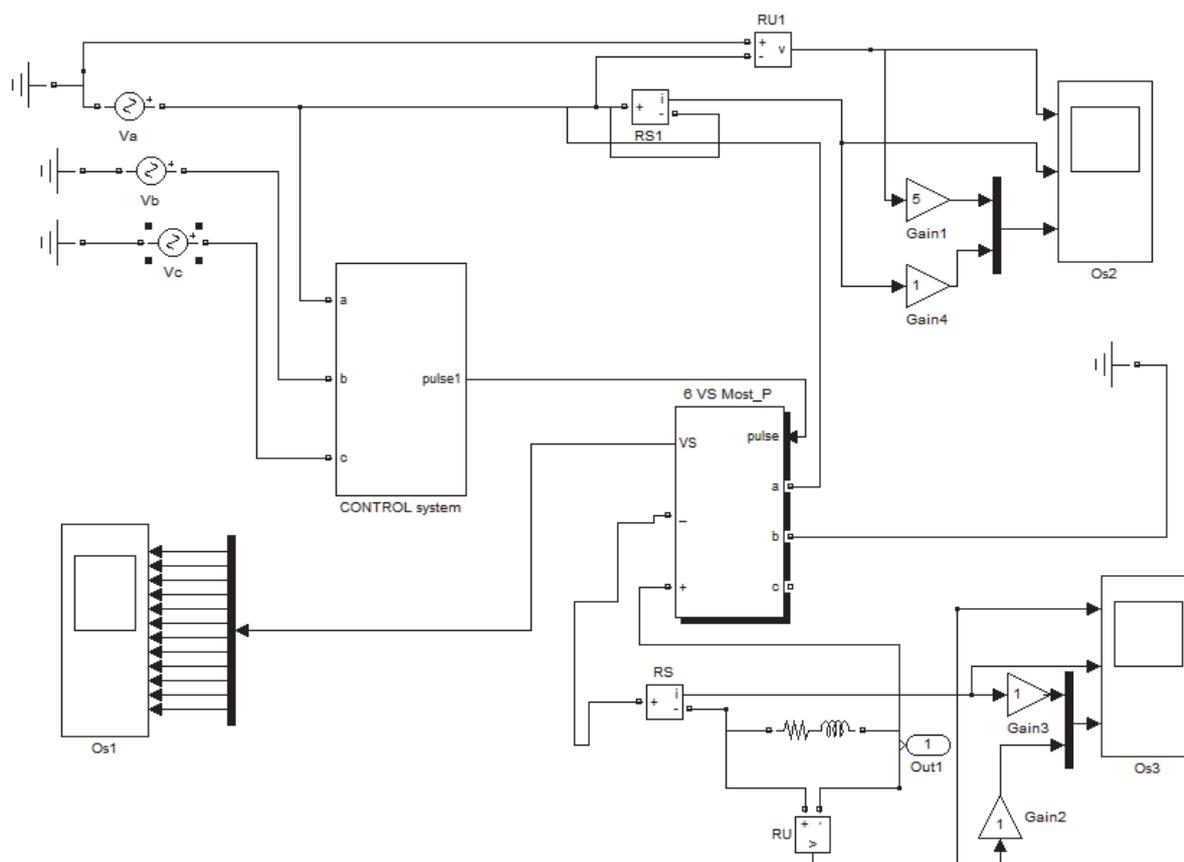


Рис. 11.15. Модель однофазного мостового выпрямителя

Результаты моделирования однофазного мостового выпрямителя представлены на осциллограммах (рис.11.16 – 11.19).

На этих осциллограммах видны три интервала работы выпрямителя на каждом периоде коммутации. Первый участок характеризуется положительным напряжением и током – выпрямленный режим, энергия потребляется из сети. Второй участок характеризуется отрицательным напряжением и положительным током – инверторный режим, энергия, накопленная в нагрузке, возвращается в сеть. Третий режим характеризуется положительным током и напряжением, равным нулю. Выпрямитель не потребляет, и не отдает энергию.

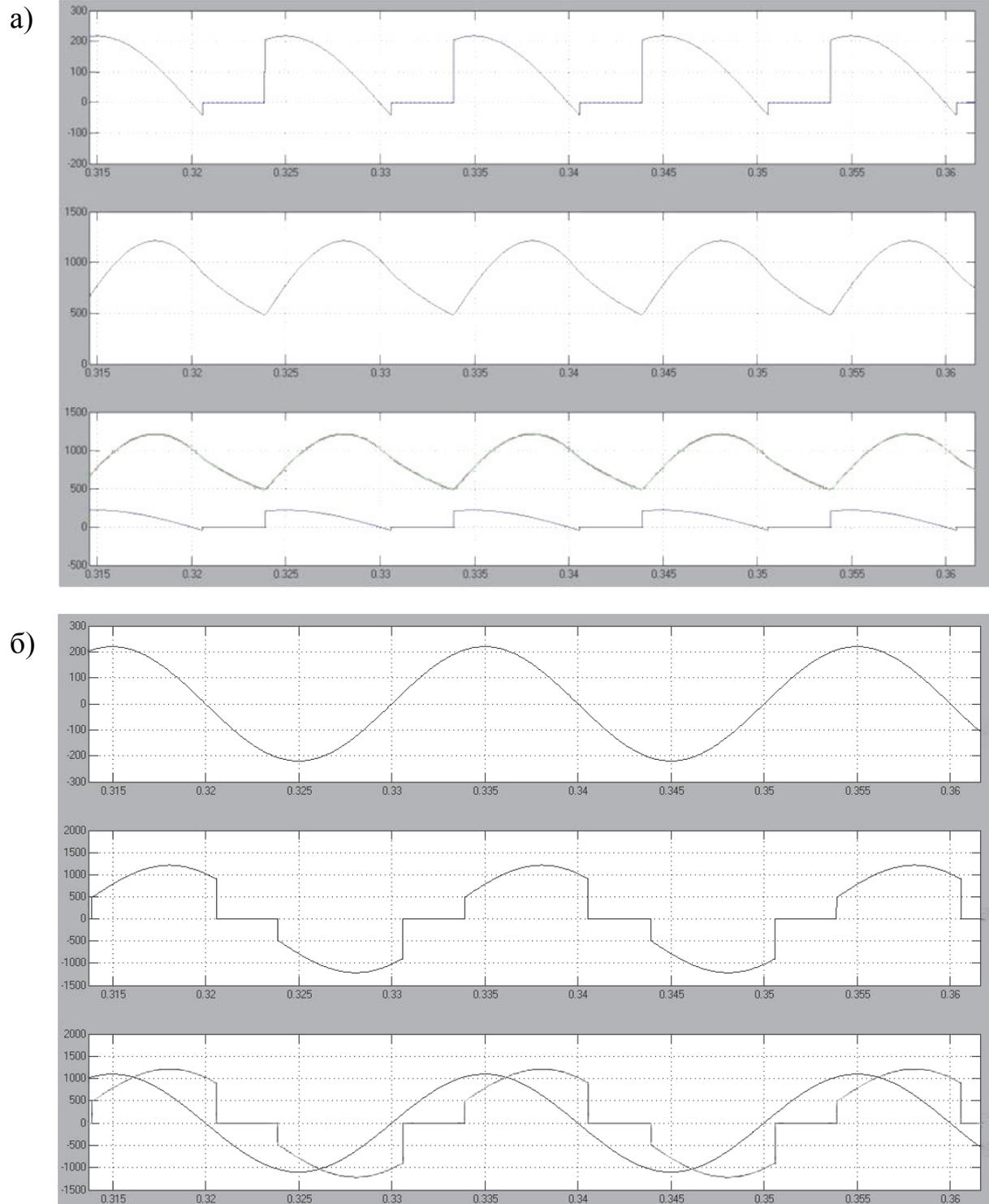


Рис. 11.16. Осциллограммы напряжения и тока однофазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 40$ на выходе (а) и на входе (б)

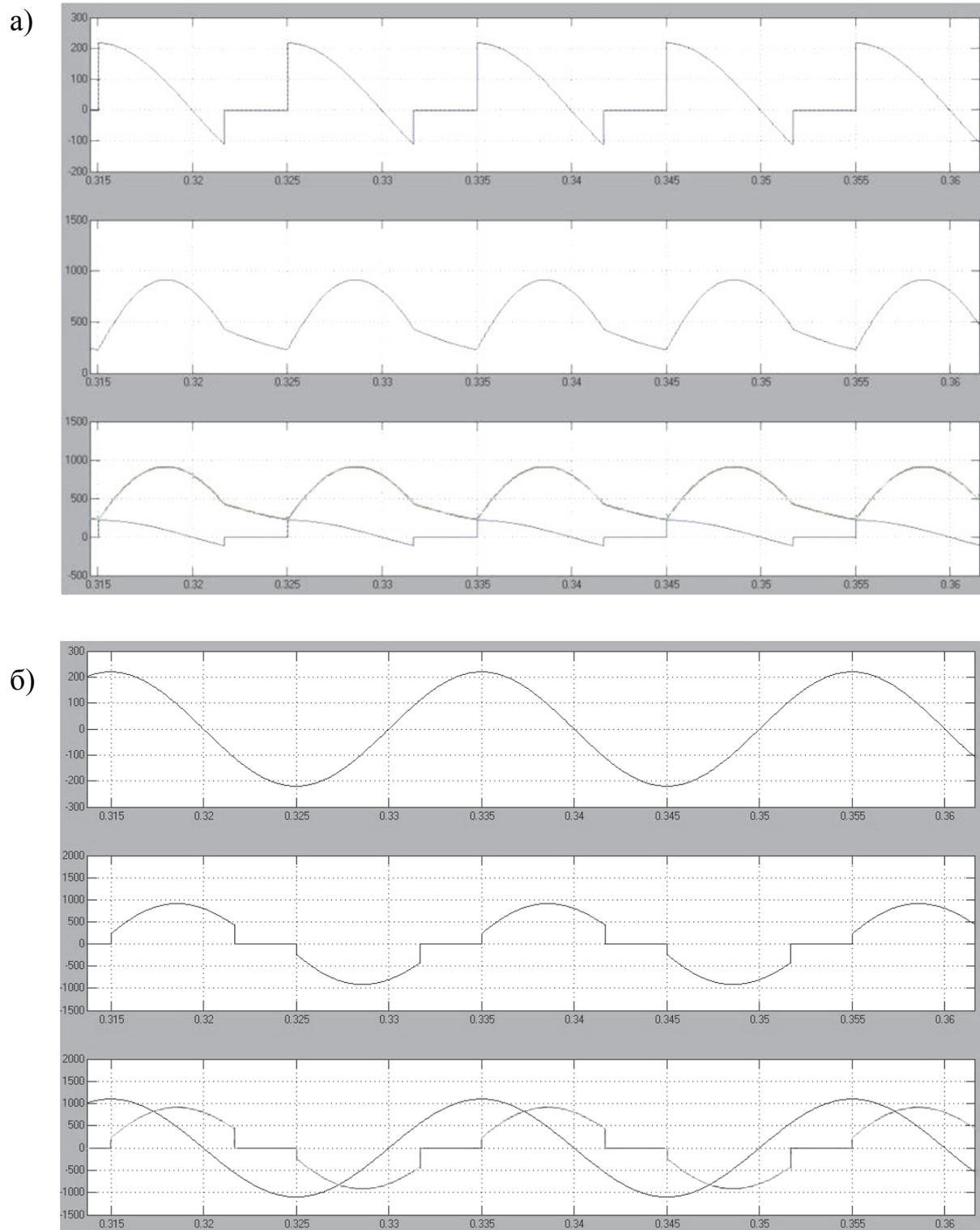


Рис. 11.17. Осциллограммы напряжения и тока однофазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 60^\circ$ на выходе (а) и на входе (б)

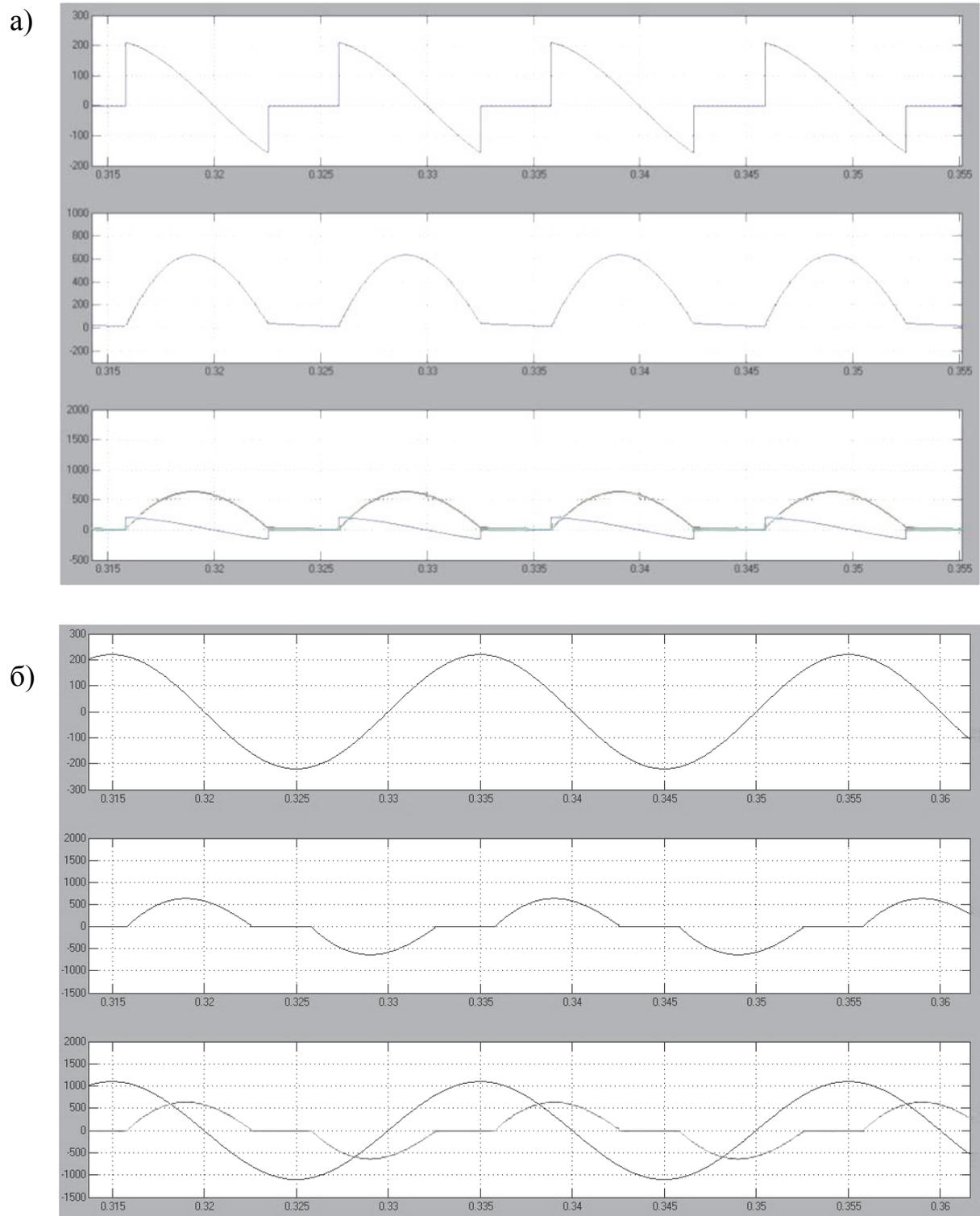


Рис. 11.18. Осциллограммы напряжения и тока однофазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 75$ на выходе (а) и на входе (б)

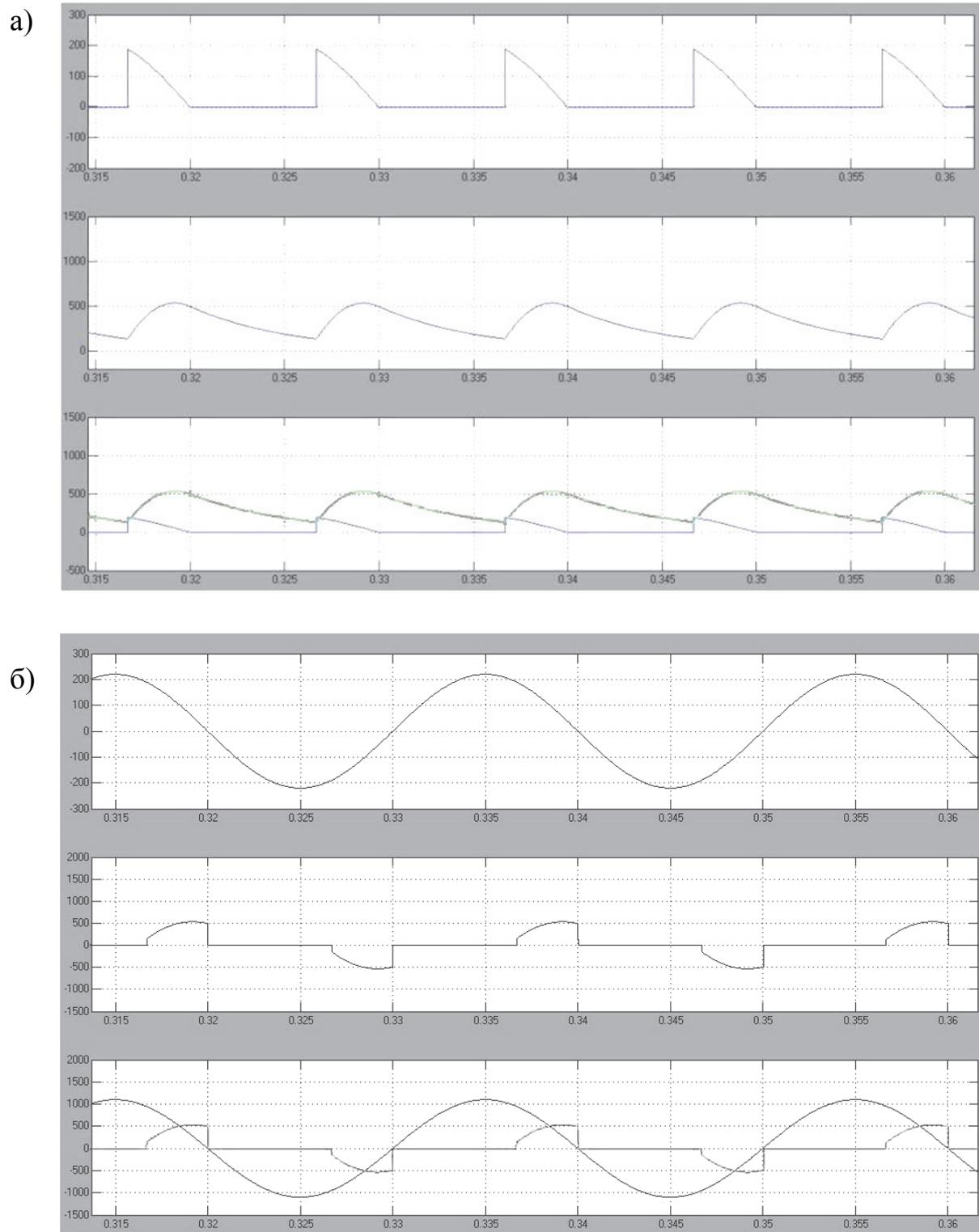


Рис. 11.19. Осциллограммы напряжения и тока однофазного нулевого выпрямителя при $\alpha = 90$ на выходе (а) и на входе (б)

11.2. Моделирование регуляторов переменного напряжения

Трёхфазные регуляторы переменного напряжения при работе на нагрузку с нулевым проводом представляют собой три независимых однофазных регулятора, а при работе на нагрузку с нулевым проводом он является одним целым устройством и в процессе формирования напряжения каждой фазы нагрузки участвуют тиристоры всех фаз. Эти два регулятора имеют несущественные отличия, но процессы в них разные. Поэтому отдельно подойдем к исследованию как регуляторов с нулевым проводом, так и без него.

11.2.1. Моделирование трехфазного регулятора переменного напряжения без нулевого провода

На рис. 11.20 представлена схема модели трехфазного регулятора переменного напряжения без нулевого провода в среде Matlab. Она получена из обобщенной схемы (см. рис. 11.2) путем отключения нагрузки постоянного тока и шунтированием выходных зажимов постоянного тока 4 и 5 трехфазного моста. Это электронное устройство находит применение для промышленных симметричных нагрузок.

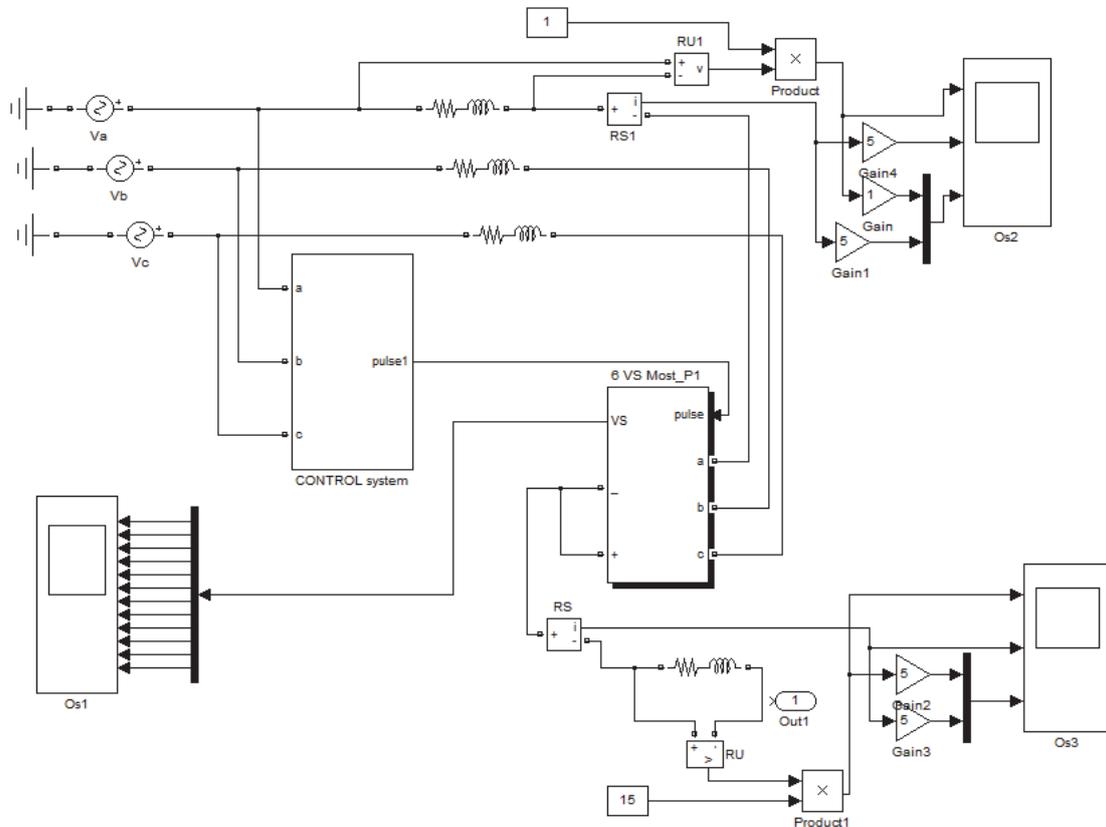


Рис. 11.20. Модель трехфазного регулятора переменного напряжения без нулевого провода

В качестве примера исследования этой схемы на рис. 11.21 – 11.22 приведены осциллограммы регулятора напряжения и тока одной фазы RL -нагрузки при изменении угла α .

Исследования можно провести также при работе регулятора на R -нагрузку (осветительные системы, электронагревательные установки и др.) и на L -нагрузку (регулируемые реакторы, например, в системах компенсации реактивной мощности).

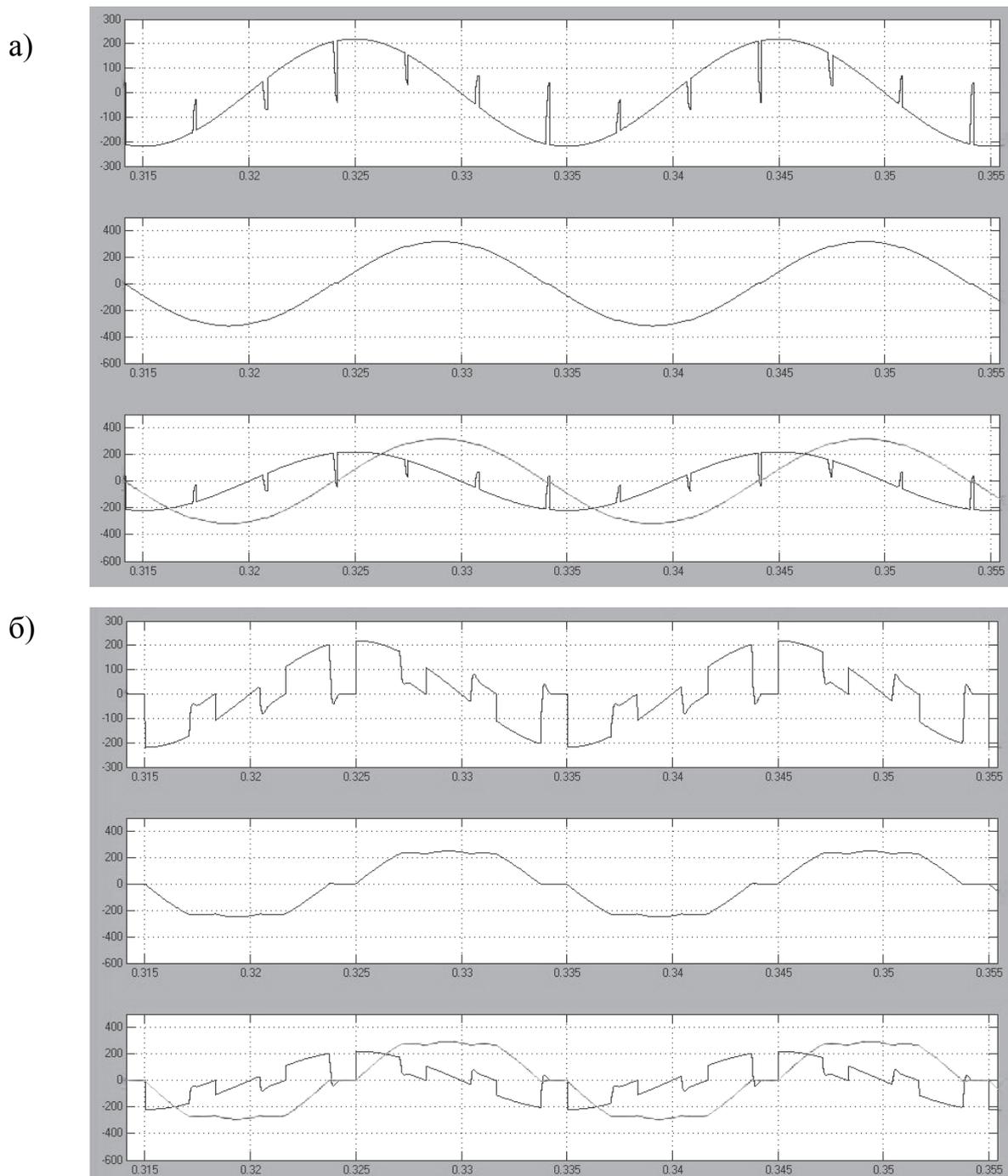


Рис. 11.21. Осциллограммы напряжения и тока трехфазного регулятора без нулевого провода при $\alpha = 45$ (а) и $\alpha = 60$ (б)

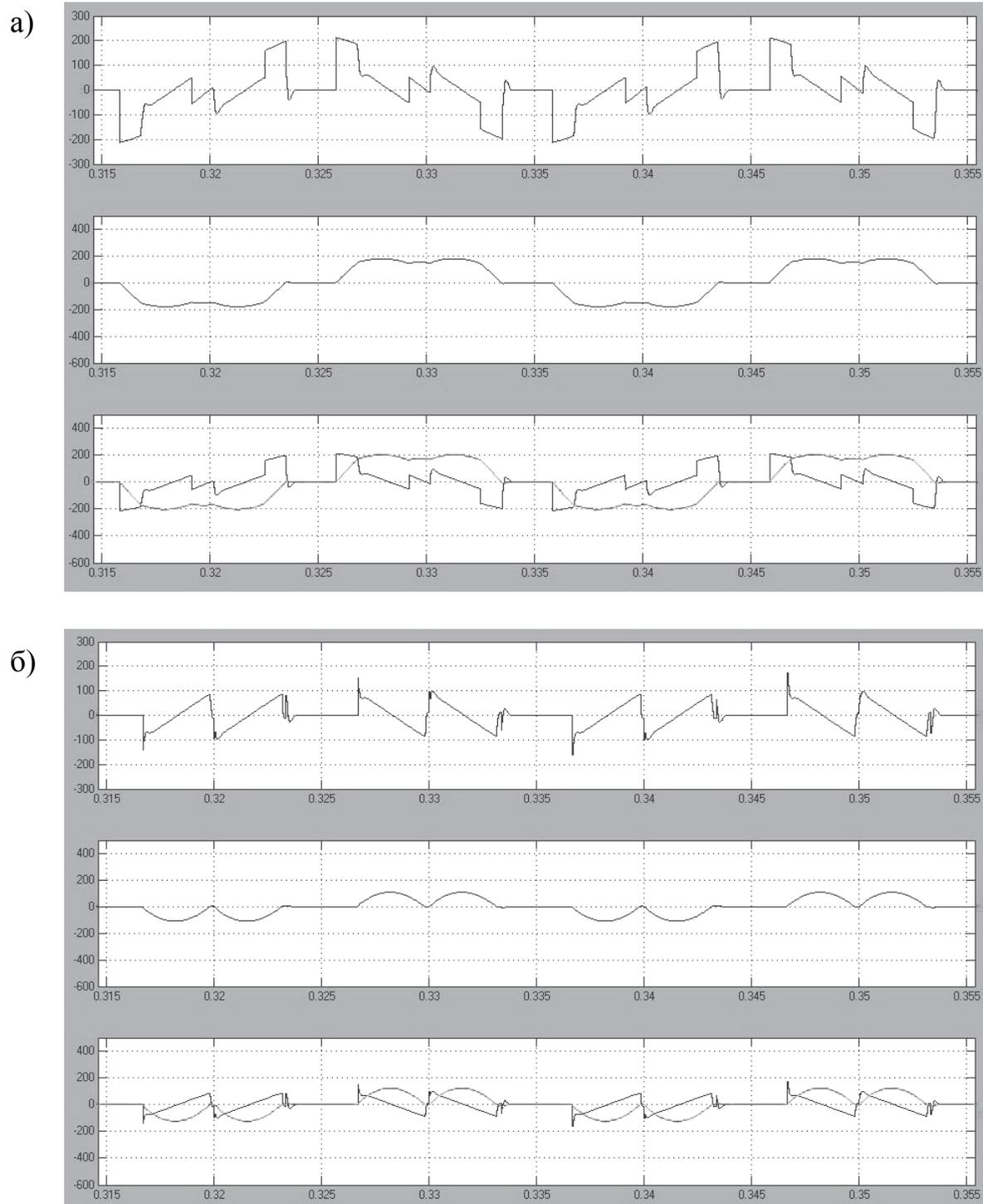


Рис. 11.22. Осциллограммы напряжения и тока трехфазного регулятора без нулевого провода при $\alpha = 75$ (а) и $\alpha = 90$ (б)

11.2.2. Моделирование трёхфазного регулятора переменного напряжения с нулевым проводом

На рис. 11.23 представлена схема модели трёх однофазных регуляторов переменного напряжения (или ее еще называют трёхфазный регулятор с нулевым проводом) в среде Matlab. Эта схема находит применение при несимметричных нагрузках. Модель этой схемы получена из обобщенной модели (см. рис. 11.2) путем отключения нагрузки постоянного тока от выходных зажимов 4 и 5 трехфазного моста, соединения этих зажимов проводником и подключения его к нулевому проводу.

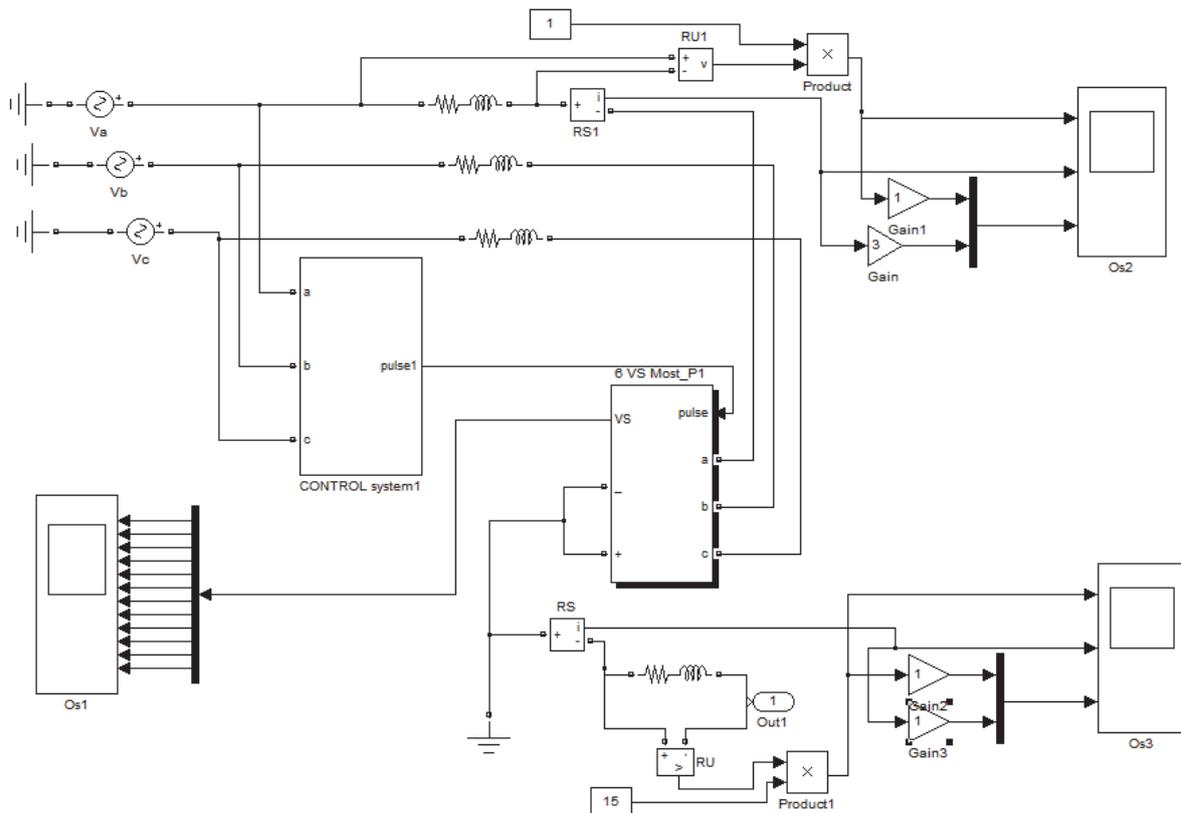


Рис. 11.23. Модель трехфазного регулятора переменного напряжения с нулевым проводом

Результаты моделирования трехфазного регулятора переменного напряжения представлены на осциллограммах (рис. 11.24).

Осциллограммами показано, что в этой трехфазной схеме отсутствует межфазное взаимодействие напряжений и поэтому частота модуляции напряжения в три раза меньше, чем в схеме без нулевого провода.

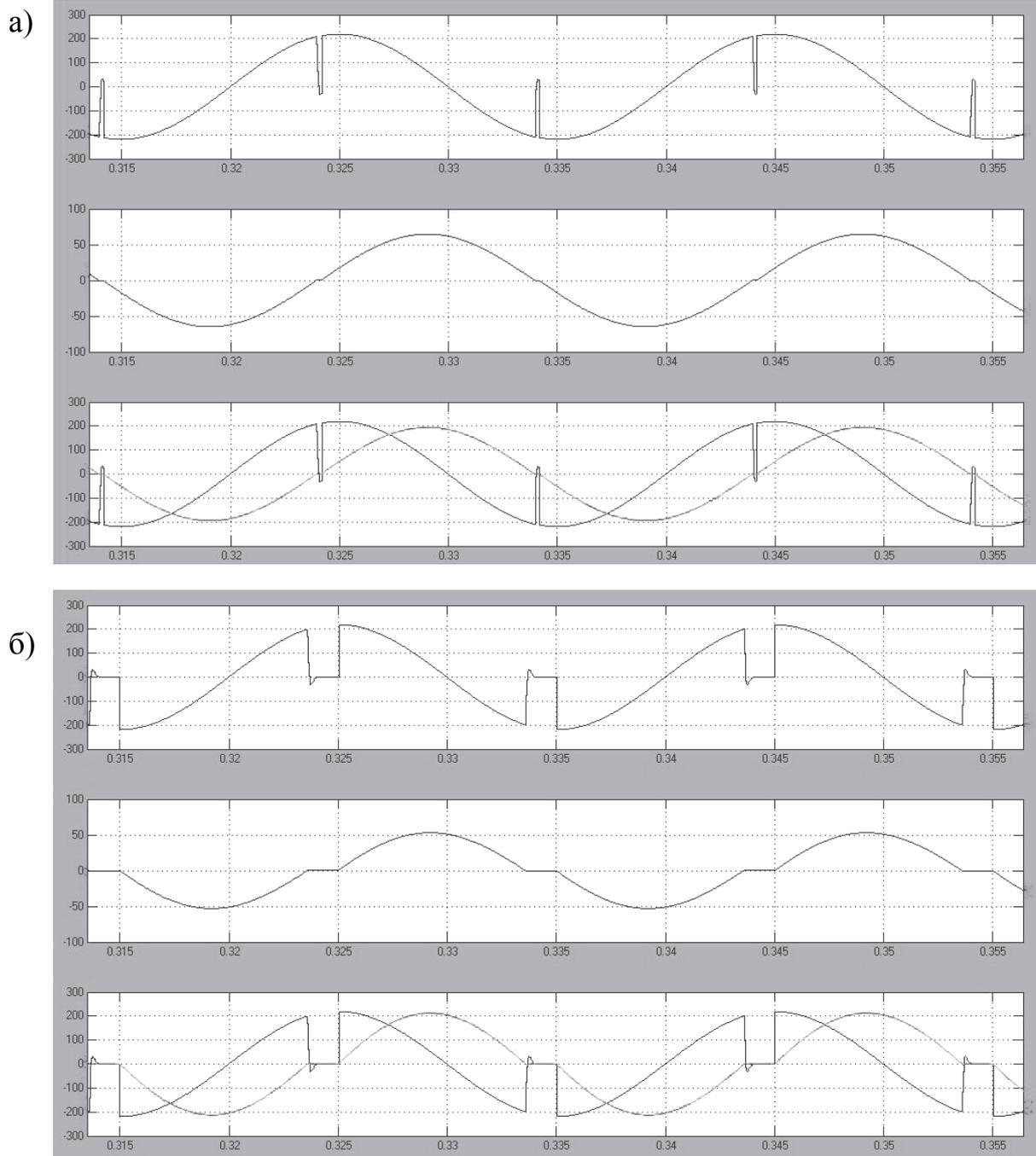


Рис. 11.24. Осциллограммы напряжения и тока одной фазы нагрузки трёхфазного регулятора переменного напряжения с нулевым проводом при $\alpha = 45$ (а) и $\alpha = 60$ (б) (начало)

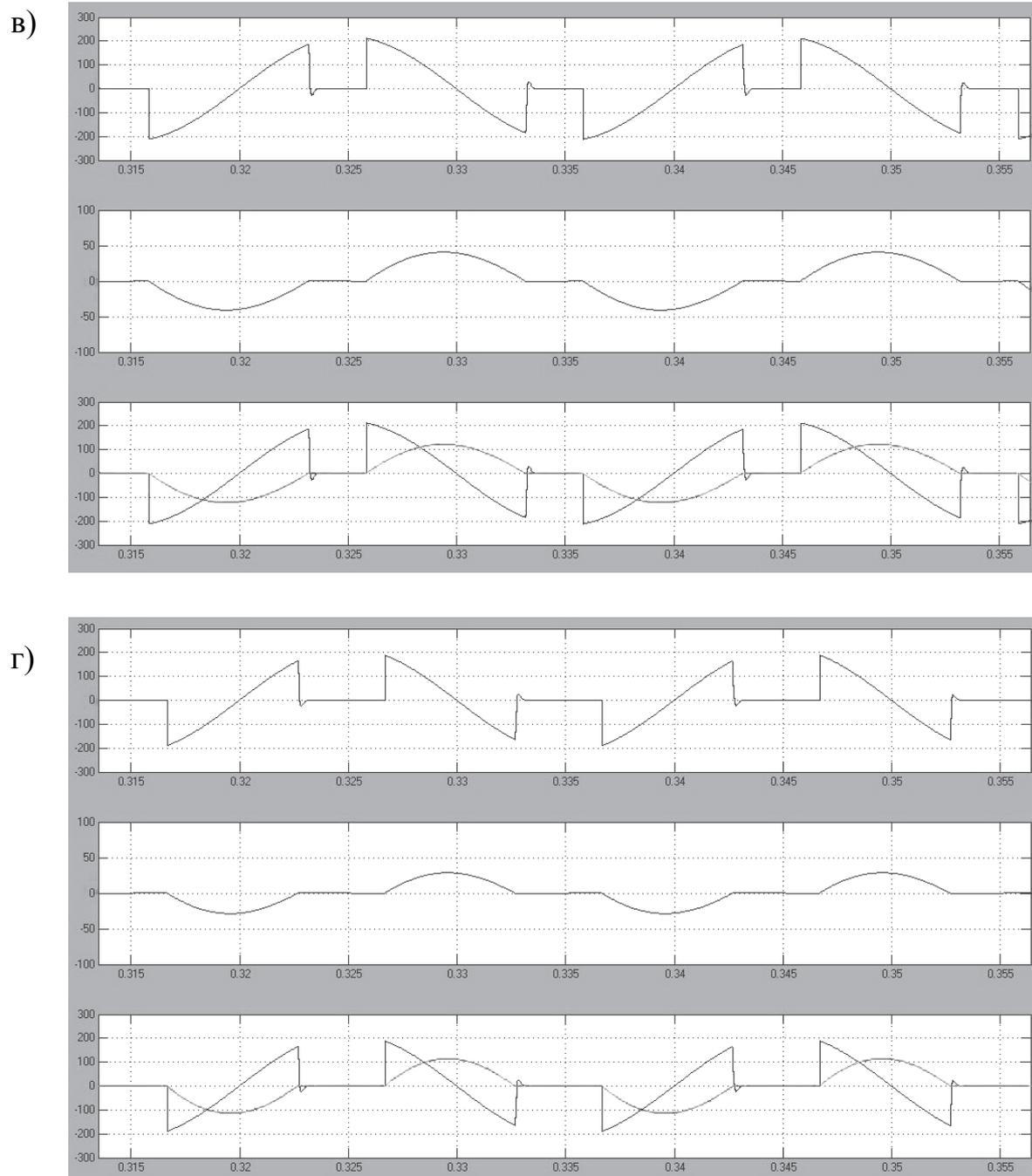


Рис. 11.24. Осциллограммы напряжения и тока одной фазы нагрузки трёхфазного регулятора переменного напряжения с нулевым проводом при $\alpha = 75$ (в) и $\alpha = 90$ (г) (продолжение)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебно-справочном пособии дан вывод аналитических соотношений и расчёт характеристик однофазных и трёхфазных тиристорных выпрямителей и регуляторов переменного напряжения с естественной и искусственной коммутацией при работе от сети с симметричным синусоидальным напряжением на разные виды нагрузки.

Достоинством аналитического описания характеристик является их абсолютная точность. Это позволяет в лабораторном практикуме при наблюдении за процессами по осциллографу и сравнении экспериментальных и аналитических характеристик судить о работоспособности исследуемого устройства в целом, правильности настройки его системы управления, влиянии пофазных отклонений параметров напряжений сети и токов нагрузки.

Аналитические выражения и характеристики систематизированы для анализа регулировочных свойств и энергетических показателей. Показано влияние способов управления тиристорными устройствами на их энергопотребление и регулировочные свойства.

Приводится обобщенное математическое описание электромагнитных процессов тиристорных выпрямителей и регуляторов переменного напряжения. Показано единство математических структур этих преобразователей и, на этой основе, предложена общая для них математическая модель в среде Matlab для исследования физических процессов.

Использование обобщенной математической модели позволит студентам электротехнических специальностей существенно сократить время и повысить качество изучения теоретических курсов, выполнения курсовых проектов и работ по дисциплинам «Основы преобразовательной техники», «Энергетическая электроника», «Силовая электроника».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Климаш, В. С. Регулировочные свойства, энергетические коэффициенты и математическое моделирование выпрямителей и регуляторов переменного напряжения : учеб.-справ. пособие / В. С. Климаш. – Комсомольск-на-Амуре : ГОУВПО «КНАГТУ», 2004. – 115 с.
2. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника / Ю. С. Забродин. – М. : Высш.шк., 1982. – 496 с.
3. Шубенко, В. А. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В. А. Шубенко, И. Я. Браславский. – М. : Энергия, 1972. – 200 с.
4. Энергетическая электроника : справ. пособие / пер. с нем. ; под ред. В. А. Лабунцова. – М. : Энергоатомиздат, 1978. – 464 с.
5. Поскробко, А. А. Бесконтактные коммутирующие полупроводниковые устройства на переменном токе / А. А. Поскробко, В. Б. Братолобов. – М. : Энергия, 1978. – 190 с.
6. Чиженко, И. М. Основы преобразовательной техники : учеб. для вузов / И. М. Чиженко, В. С. Руденко, В. И. Сенько. – 2-е изд. – М. : Высш. шк., 1980. – 424 с.
7. Жарский, В. К. Импульсное регулирование переменного напряжения. Препринт - 96 / В. К. Жарский, В. В. Голубев. – Киев : ИЭДАН УССР, 1997. – 60 с.
8. Пат.2046529 РФ, МКИ 6 Н 02 М 5/22. Способ управления регуляторов переменного напряжения с вольтодобавочным каналом / В. С. Климаш // Открытия. Изобретения. – 1995. – № 29. – С. 287.
9. Пат. 2070732 РФ, МКИ 6 Н 02 М 5/257. Устройство для стабилизации трехфазного напряжения / В. С. Климаш // Открытия. Изобретения. – 1996. – № 35. – С. 217.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОДНОФАЗНЫХ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Ком- мута- ция	На- груз- ка	α^*	β^*	$\cos \varphi_1$	v_1	K_M
I	2	3	4	5	6	7
ЕК	R	$0 \dots \pi$	π	$\frac{\pi - \alpha + 0.5 \sin 2\alpha}{\sqrt{\sin^2 \alpha + (\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha}}$	$\sqrt{\frac{\sin^2 \alpha + (\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \sin 2\alpha}{\pi(\pi - \alpha + 0.5 \sin 2\alpha)}}$	$\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}$
	RL $_{\infty}$	$0 \dots \frac{\pi}{2}$	$\pi + \alpha$	$\cos \alpha$	0,9	$0,9 \cos \alpha$
ИК	R	$0 \dots \frac{\pi}{2}$	$\pi - \alpha$	1	$\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}$	$\sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha}$
	RL $_{\infty}$	$0 \dots \frac{\pi}{2}$	$\pi - \alpha$	1	$\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \frac{\cos \alpha}{\sqrt{\pi - 2\alpha}}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \frac{\cos \alpha}{\sqrt{\pi - 2\alpha}}$

* Отсчёт угла α ведётся от точки перехода напряжения сети через ноль, пределы изменения α и фиксированное значение β приведены в столбцах 3 и 4.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО НУЛЕВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Ком мута-ция	На-грузка	α^*	β^*	$\cos \varphi_1$	v_1	K_M
I	2	3	4	5	6	7
		$0 \dots \frac{\pi}{6}$	$\frac{5}{6}\pi + \alpha$	$\frac{\frac{1}{3} + \frac{3}{2\pi} \cos 2\alpha}{\sqrt{\frac{9}{4\pi^2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{\pi\sqrt{3}} \cos 2\alpha}}$	$\sqrt{\frac{3}{16\pi^2} + \frac{1}{9} + \frac{\sqrt{3}}{6\pi}} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha}$	$\sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha}$
ЕК	R	$\frac{\pi}{6} \dots \frac{5}{6}\pi$	π	$\left[\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin(60^\circ + \alpha) \right] \times$	$\left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \sin(60^\circ + \alpha) - \frac{1}{8\pi^2} \cos(60^\circ + \alpha) + \frac{1}{8\pi^2} + \left(\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \left[\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin(60^\circ + \alpha) \right]^{\frac{1}{2}}$	$\left[\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin(60^\circ + \alpha) \right]^{\frac{1}{2}}$
				$\times \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \sin(60^\circ + \alpha) - \frac{1}{8\pi^2} \cos(60^\circ + \alpha) + \frac{1}{8\pi^2} + \left(\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$	$\left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \sin(60^\circ + \alpha) - \frac{1}{8\pi^2} \cos(60^\circ + \alpha) + \frac{1}{8\pi^2} + \left(\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \left[\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin(60^\circ + \alpha) \right]^{\frac{1}{2}}$	$\left[\frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin(60^\circ + \alpha) \right]^{\frac{1}{2}}$
	RL_∞	$0 \dots \frac{\pi}{2}$	$\frac{5}{6}\pi + \alpha$	$\cos \alpha$	0,68	$0,68 \cos \alpha$

<i>I</i>	2	3	4	5	6	7
	R	$0 \dots \frac{\pi}{3}$	$\frac{5}{6}\pi - \alpha$	1	$\sqrt{\frac{1}{3} - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - 2\alpha\right)}$	$\sqrt{\frac{1}{3} - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - 2\alpha\right)}$
ИК	RL _∞	$0 \dots \frac{\pi}{3}$	$\frac{5}{6}\pi - \alpha$	1	$\frac{\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\pi\left(\frac{1}{3} - \frac{\alpha}{\pi}\right)}$	$\frac{\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\pi\left(\frac{1}{3} - \frac{\alpha}{\pi}\right)}$

* Отсчёт угла α ведётся от точки естественной коммутации, сдвинутой относительно нуля фазного напряжения на 30° , пределы изменения α и фиксированное значение β приведены в столбцах 3 и 4.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Ком- мута- ция	На- груз- ка	α^*	β	$\cos \varphi_1$	v_1	K_M
I	2	3	4	5	6	7
		$0 \dots \frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} + \alpha$	$\frac{\frac{1}{3} + \frac{3}{2\pi} \cos 2\alpha}{\sqrt{\frac{9}{4\pi^2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{\pi\sqrt{3}} \cos 2\alpha}}$	$\sqrt{\frac{\frac{9}{4\pi^2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{\pi\sqrt{3}}}{\frac{2}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos 2\alpha}}$	$\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha}$
БК	R	$\frac{\pi}{3} \dots \frac{2\pi}{3}$	π	$\left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} \sin(120^\circ + 2\alpha) - \frac{\alpha\sqrt{3}}{\pi} + \frac{2}{\sqrt{3}} \right] \cdot \left[\left(\frac{2}{\sqrt{3}} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)^2 + \frac{3}{2\pi^2} (1 - \cos(120^\circ + 2\alpha)) \right] + \left[\frac{2}{\sqrt{3}} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right]^2 + \frac{1}{\pi} \sin(120^\circ + 2\alpha) \right]^{\frac{1}{2}}$	$\left[\frac{3}{2\pi^2} (1 - \cos(120^\circ + 2\alpha)) + \left(\frac{2}{\pi} - \frac{3\alpha}{\pi^2} \right) \sin(120^\circ + 2\alpha) + \left(\frac{2}{\sqrt{3}} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[\frac{4}{3} - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{1}{\pi} \sin(120^\circ + 2\alpha) \right]^{\frac{1}{2}}$	$\sqrt{1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin(120^\circ + 2\alpha)}$

1	2	3	4	5	6	7
ЕК	RL_{∞}	$0 \dots \frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3} + \alpha$	$\cos \alpha$	0,95	$0,95 \cos \alpha$
ИК	R	$0 \dots \frac{\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{3} - \alpha$	1	$\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}$	$\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\alpha\right)}$
	RL_{∞}	$0 \dots \frac{\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{3} - \alpha$	1	$\frac{2\sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}}$	$\frac{2\sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2\alpha}{\pi}}}$

*Отсчёт угла α ведётся от точки естественной коммутации, сдвинутой относительно нуля линейного напряжения на 60° , в столбце 3 показан интервал изменения α .

Учебное издание

Климаш Владимир Степанович

**РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ СВОЙСТВА,
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
В СРЕДЕ МАТЛАВ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И РЕГУЛЯТОРОВ
ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Учебное пособие

Научный редактор – кандидат технических наук,
профессор В. И. Суздорф

Редактор Е. О. Колесникова

Подписано в печать 09.10.2015.

Формат 60 × 84 1/16. Бумага 80 г/м². Ризограф EZ 570Е.
Усл. печ. л. 6,97. Уч.-изд. л. 6,62. Тираж 100 экз. Заказ 27371.

Редакционно-издательский отдел
Федерального государственного бюджетного образовательного
учреждения высшего профессионального образования
«Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет»
681013, г. Комсомольск-на-Амуре, пр. Ленина, 27.

Полиграфическая лаборатория
Федерального государственного бюджетного образовательного
учреждения высшего профессионального образования
«Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет»
681013, г. Комсомольск-на-Амуре, пр. Ленина, 27.