

## **ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ПЯТОЙ И СЕДЬМОЙ ГАРМОНИКАМИ ТОКА В КОНДЕНСАТОРАХ И ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

*Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер*

Описаны особенности расчета электромагнитных процессов в двенадцатифазном компенсированном выпрямителе с векторным управлением при различных схемах реализации устройства векторного управления. Для случая забора мощности управления посредством дополнительного активного преобразователя через трансформатор, подключенный первичной обмоткой к питающей сети, представлен алгоритм расчета электромагнитных процессов, основанный на замене реальной питающей сети эквивалентной. Построены внешние и энергетические характеристики для двух схем реализации устройства векторного управления, причем для описанной выше схемы расчет произведен для случаев учета потребления устройством векторного управления тока и его отсутствия. Сделаны выводы о возможности применения упрощенной схемы расчета в случае малой величины относительного сопротивления питающей сети.

Ключевые слова: компенсированный выпрямитель, векторное управление, широтно-импульсная модуляция, электромагнитные процессы, внешние и энергетические характеристики.

Векторное управление с применением активных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией является на сегодняшний момент одним из лучших способов плавного регулирования переменного напряжения [1]. В [2–9] показана эффективность применения указанного способа для регулирования выпрямленного напряжения преобразовательного агрегата. Там

же отмечены достоинства этого способа по сравнению со способом фазового регулирования, осуществляемого с использованием тиристоров либо дросселей насыщения в силовых цепях.

Применение векторного управления неизбежно связано с установкой активного преобразователя напряжения (АП или АП2 на рис. 1а и б соответственно), соединяющего звено постоянного тока (ЗПТ) с цепью переменного тока. Применяемый активный преобразователь напряжения (АП или АП2) через вольтодобавочный трансформатор (ВДТ) вносит создаваемое им переменное напряжение последовательно с напряжением сети. Потому ток, потребляемый ведомой сетью преобразователем (состоящим из компенсирующего устройства КУ, преобразовательного трансформатора Т, вентильной части ВЧ и шин постоянного тока «+» и «-») протекает по обмотке ВДТ, в конечной итоге, протекает через низкочастотный фильтр Ф2 и силовые ключи активного преобразователя, чем вызывает потребление активной мощности от ЗПТ. Поэтому необходим источник постоянного напряжения, снабжающий ЗПТ электрической энергией. Для варианта исполнения преобразователя на рис. 1а таким источником являются шины постоянного тока ведомого преобразователя; в преобразователе с векторным управлением, выполненном в соответствии с рис. 1б, источником постоянного напряжения для ЗПТ является активный преобразователь АП1, подключенный к питающей сети через низкочастотный фильтр Ф1 посредством трансформатора активного преобразователя ТАП.

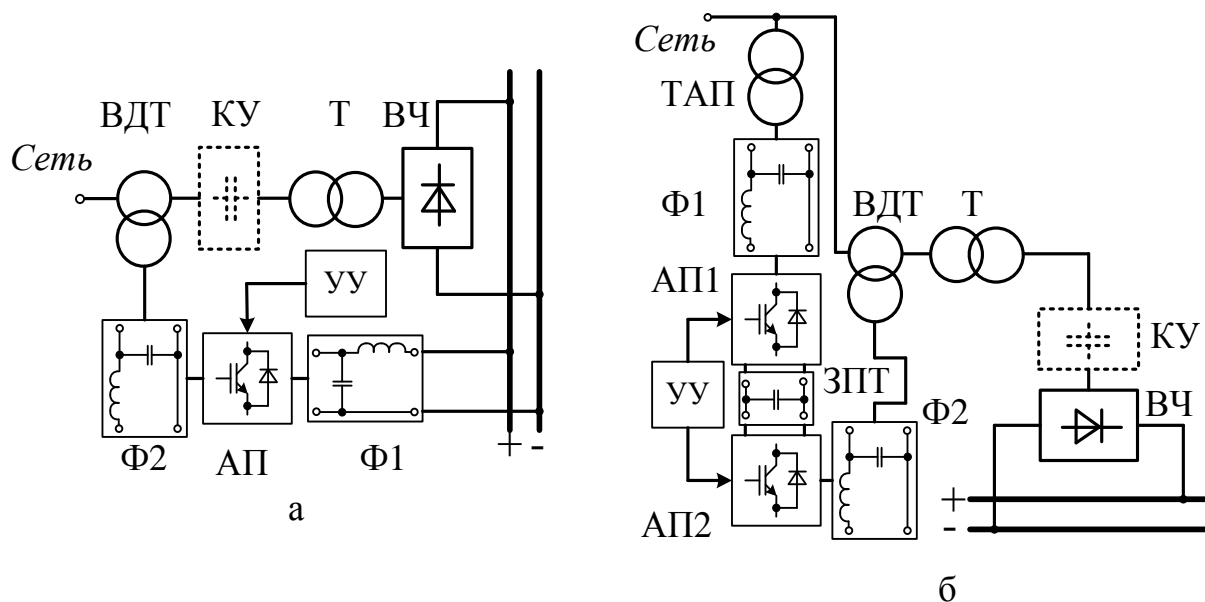


Рис. 1. Варианты исполнения компенсированных выпрямителей с векторным управлением

Наличие дополнительного пути передачи электрической энергии (шины постоянного тока – Ф1-АП-Ф2-ВДТ или ТАП-Ф1-АП1-ЗПТ-АП2-Ф2-ВДТ) со свойствами, отличными от свойств ведомого сетью преобразователя, отражается на особенностях определения протекающих в компенсированных преобразователях электромагнитных процессов и установления их внешних и энергетических характеристик. При применении варианта преобразователя, показанного на рис. 1а, удастся применить классическую теорию расчета электромагнитных процессов в компенсированных выпрямителях [10, 11] без значительных модификаций, поскольку влияние звена векторного управления учитывается идеальными источниками ЭДС  $e_y$  и тока  $I_{dy}$  (рис. 2а), связь между параметрами которых находится из простого выражения баланса мощности [5, 7]. В случае варианта рис. 1б влияние звена векторного управления учитывается идеальными источниками ЭДС  $e_y$  и тока  $i_{y1}$ , связь между параметрами которых описывается более сложными уравнениями, и, более того, сложным образом зависит от тока нагрузки преобразователя с векторным управлением. Для определения электромагнитных процессов по выражениям, максимально приближенным к классической теории, реальная питающая *Сеть* заменяется эквивалентной *Сеть'* (рис. 2в), амплитуда и начальная фаза ЭДС которой отличаются в  $\delta_E$  раз и на  $\delta_\alpha$  рад от соответствующих параметров реальной сети. В качестве критерия эквивалентности применяется идентичность кривых напряжений в точке подключения преобразователя к питающей сети. Для определения  $\delta_E$  и  $\delta_\alpha$  решается система из трех уравнений вида:

$$\delta_E = \sqrt{[1 + \sqrt{3}h_2nqI_{y1m*} \sin(\varphi_{y1})]^2 + [\sqrt{3}h_2nqI_{y1m*} \cos(\varphi_{y1})]^2};$$

$$\delta_\alpha = \operatorname{arctg} \frac{-\sqrt{3}h_2nqI_{y1m*} \cos(\varphi_{y1})}{1 + \sqrt{3}h_2nqI_{y1m*} \sin(\varphi_{y1})}; \quad (1)$$

$$I_{y1m*} = \frac{\sigma \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \cos\left(\rho - \varphi_{B(1)} + \frac{\pi}{6}\right)}{\frac{n}{4} \cos(\varphi_{y1}) + \sqrt{3}h_2nq \sqrt{(B_{Bm(1)*})^2 + (C_{Bm(1)*})^2} \sin\left(\varphi_{B(1)} - \varphi_{y1} - \frac{\pi}{6}\right)},$$

где  $h_2$  – число параллельно включенных коммутирующих групп,  $n$  – коэффициент трансформации преобразовательного трансформатора;  $q$  – относительное сопротивление питающей сети;  $I_{y1m*}$  – значение амплитуды источника тока  $i_{y1}$ , нормированное по базисному току  $I_6 = h_2 \frac{E_{km}}{x_k}$  (источник тока  $i_{y1}$  предполагается чисто синусоидальным;  $E_{km}$  – амплитуда ЭДС

коммутации,  $x_k$  – приведенное сопротивление контура коммутации);  $\varphi_{y1}$  – начальная фаза источника тока  $i_{y1}$  (задается как параметр),  $B_{вм(1)*}$  и  $C_{вм(1)*}$  – синусная и косинусная составляющие первой гармоники тока вентиля, вступающего в работу в момент  $\theta = \alpha$ ,  $\varphi_{в(1)}$  – начальная фаза первой гармоники тока названного выше вентиля,  $\sigma$  и  $\rho$  – относительная амплитуда и начальная фаза ЭДС управления  $e_y$  соответственно (задаются как параметры). После решения системы уравнений (1) находятся все токи и напряжений в схеме рис. 2в, а затем и в схеме рис. 1б.

На основании расчета электромагнитных процессов строятся внешние и энергетические характеристики. Особенности характеристик преобразователей, выполненных по схеме рис. 1а, описаны в [7]. Там же даны характеристики для варианта рис. 1б. без учета потребления тока устройством векторного управления. Применения описанного выше алгоритма расчета электромагнитных процессов в преобразователе, выполненном в соответствии с рис. 1б, позволяет получить более точные характеристики.

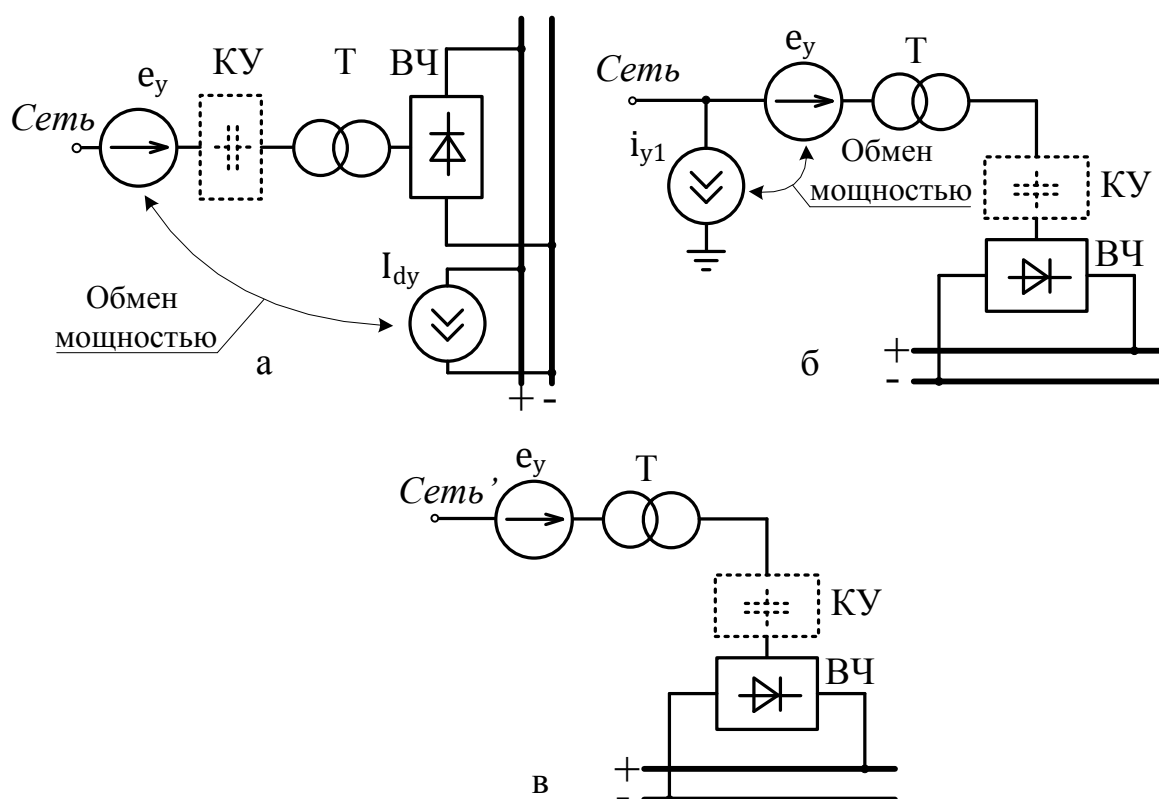


Рис. 2 Схемы замещения компенсированных выпрямителей с векторным управлением (а, б); замена реальной питающей сети эквивалентной (в)

На рис. 3 и 4 построены внешние и энергетические характеристики компенсированного нулевого преобразователя с векторным управлением, выполненного в соответствии со схемами рис. 1а и рис. 1б соответственно. На рис. 5 приведены характеристики для преобразователя, выполненного по схеме рис. 1б, построенные без учета потребления тока устройством векторного управления. При построении использованы следующие значения параметров:  $n = 0,5$ ;  $q = 0,1$ ;  $\sigma = 0,2$ ;  $\varphi_{y1} = 0$ . Угол коммутации  $\gamma$  и фаза напряжения управления  $\rho$  пределах от 0 до 30 град и от 0 до 180 град соответственно. Характеристики нормированы по базисным величинам  $U_{\delta} = \frac{3}{\pi} E_{km}$  и  $I_{\delta}$ .

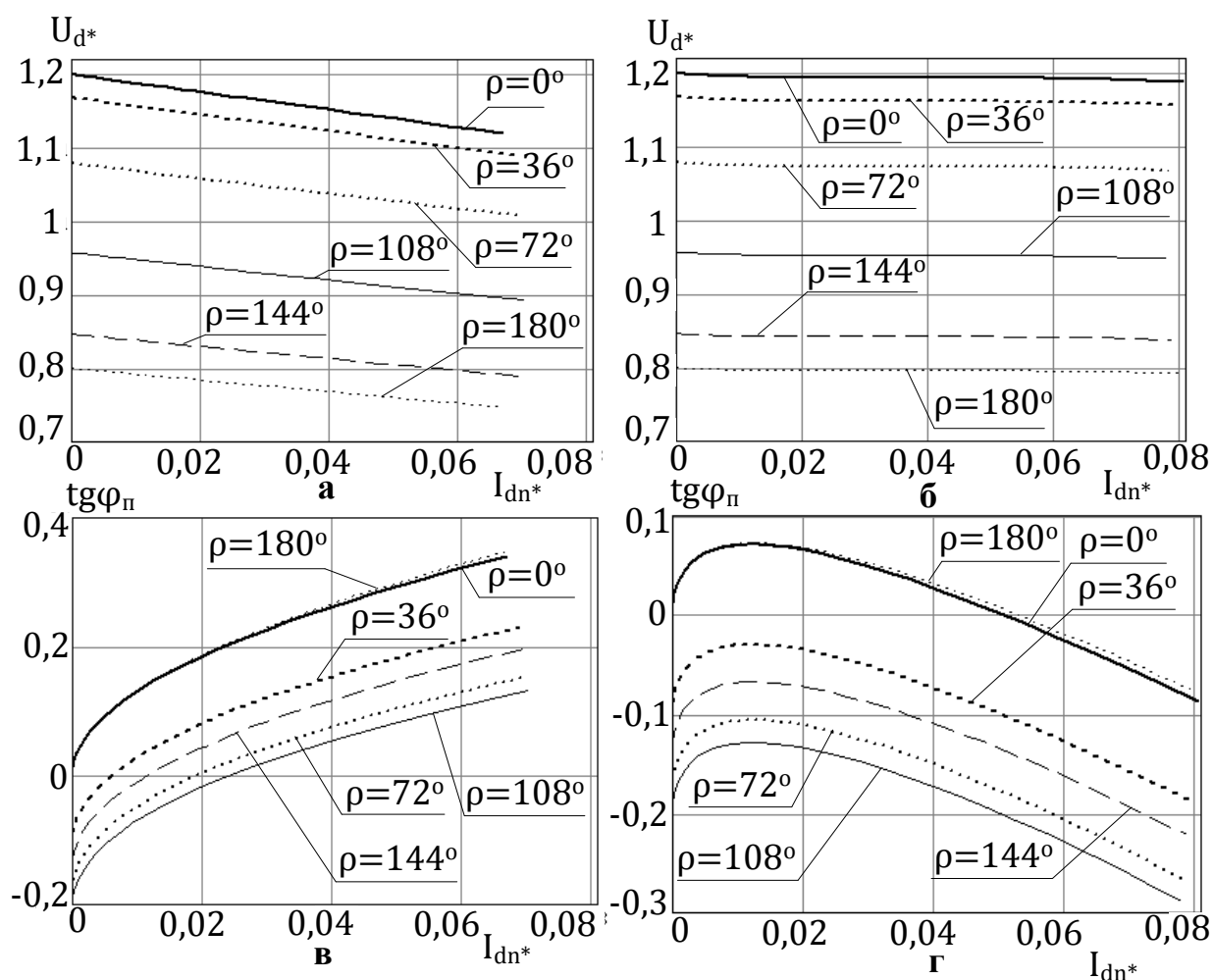


Рис. 3. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$   
( $\nu$  – относительная собственная частота контура коммутации)

Внешние характеристики, представленные на рис. 3 и 5 имеют количественные отличия, описанные в [7], но при  $q = 0,1$  они незначительны. Незначительны различия и во внешних характеристиках, показанных на рис. 4 и 5. В преобразователе, выполненном по схеме рис. 1а при  $\nu = 0$  наблюдается большее потребление реактивной мощности при малых  $\rho$ , чем в преобразователе рис. 1б в обоих случаях (с учетом и без учета потребления тока устройством векторного управления). При  $\nu = 6$  в преобразователе рис. 1а наблюдается большая генерация реактивной мощности при малых  $\rho$ , чем в преобразователе рис. 1б (при больших  $\rho$  также, как и при  $\nu = 0$ , наблюдается обратная картина). В преобразователе рис. 1б в обоих случаях энергетические характеристики практически идентичны.

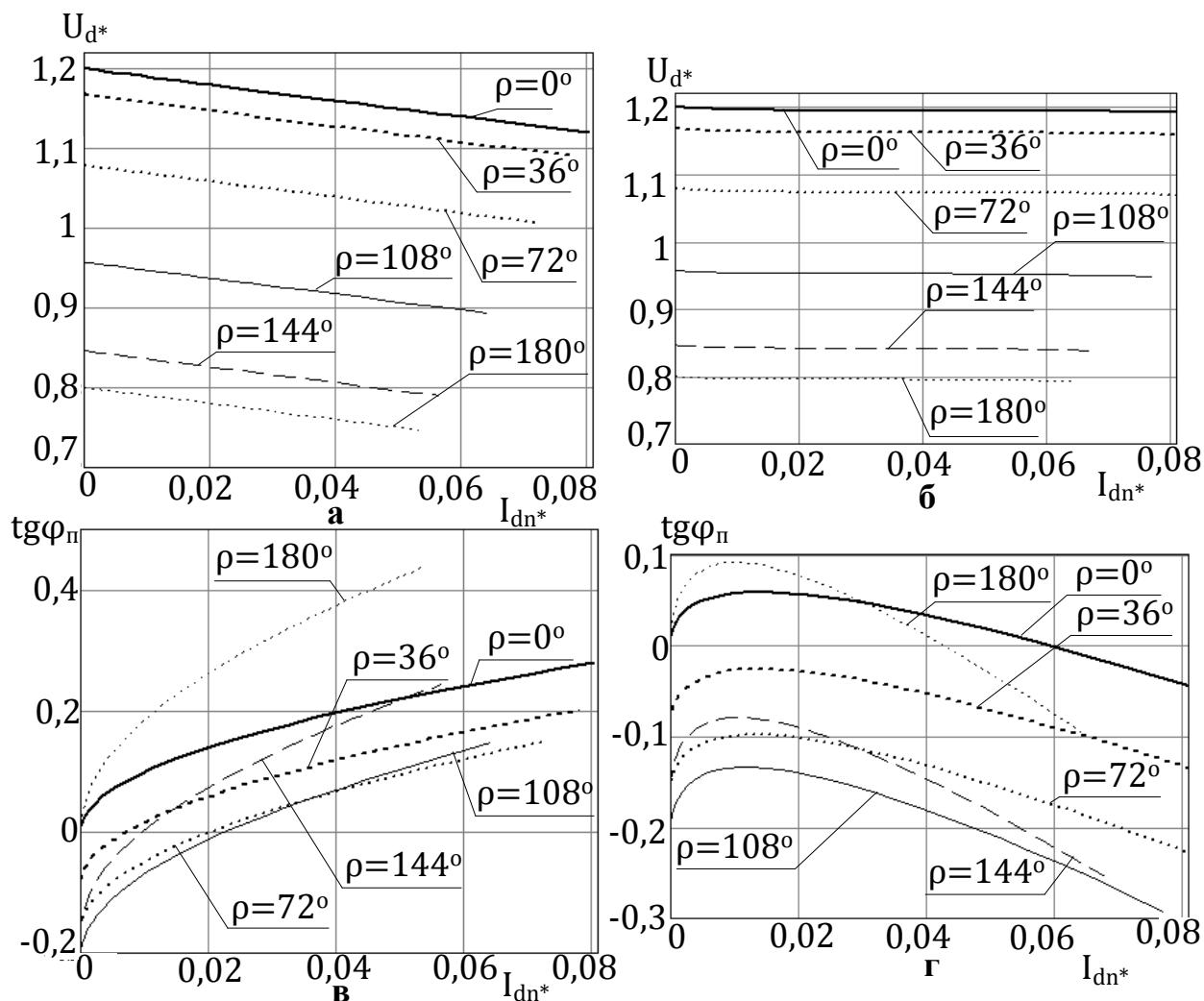


Рис. 4. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

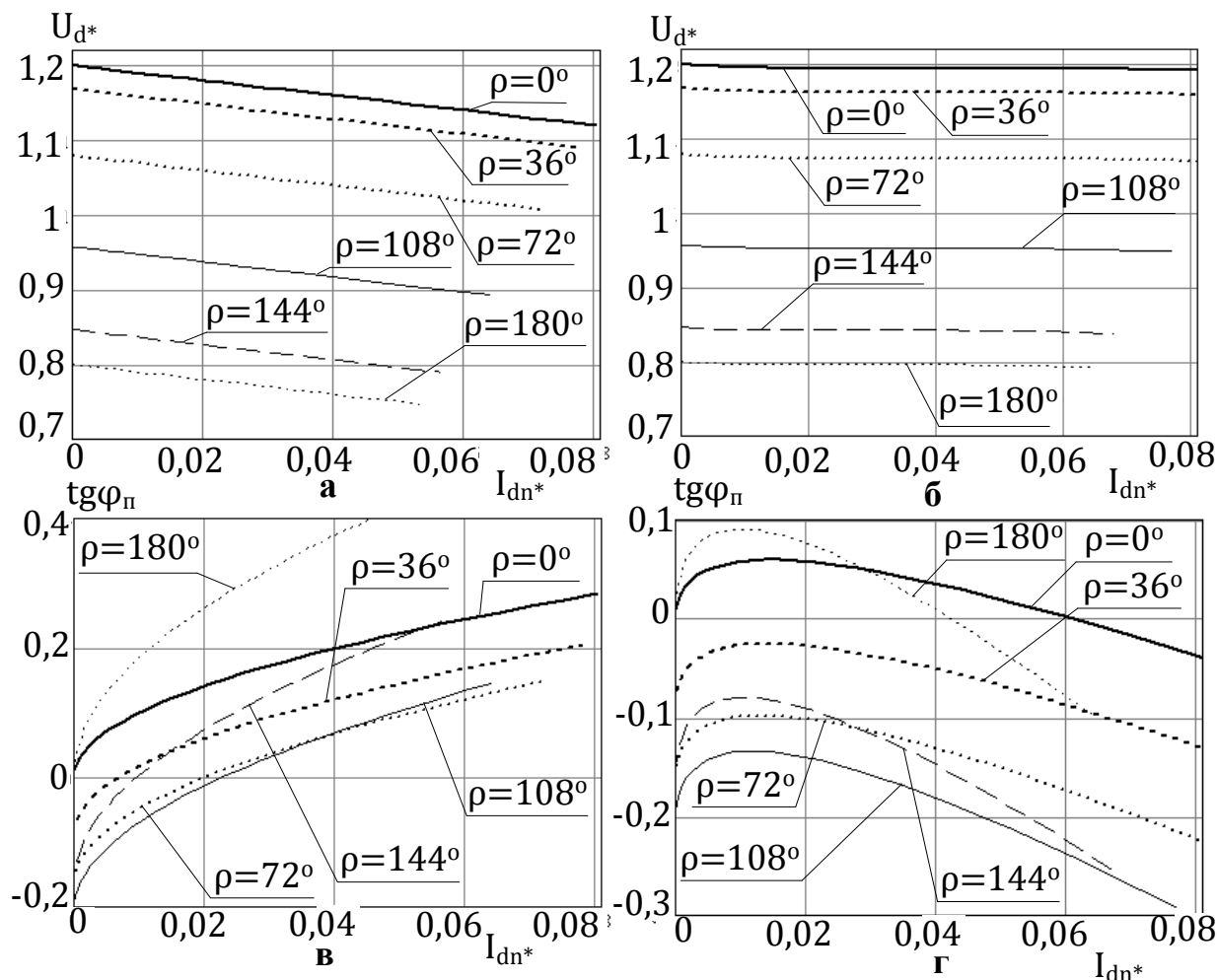


Рис. 5. а, в –  $\nu = 0$ ; б, г –  $\nu = 6$

Исходя из вышеизложенного заключаем, что, как и в [7], справедлив вывод о том, что возможность экономии установленной мощности оборудования в случае отбора мощности управления с шин постоянного тока выпрямителя оправдывает себя только в случае компенсированного выпрямителя. При малых значениях относительного сопротивления питающей сети расчет внешних и энергетических характеристик можно провести при допущении об отсутствии потребления тока устройством векторного управления.

#### Библиографический список

1. Рыжов, Ю.П. Дальние передачи сверхвысокого напряжения: учебник для вузов / Ю.П. Рыжов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
2. Хохлов, Ю.И. Энерго- и ресурсосберегающие преобразовательные системы электроснабжения электролизного производства алюминиевой промышленности / Ю.И. Хохлов // Электрика. – 2007. – № 3. – С. 3–9.

3. Пат. 2333589. Российская Федерация. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом / Ю.И. Хохлов; заявитель и патентообладатель Юж.-Урал. гос. ун-т. – 2007109991/09; заявл. 19.03.2007; опубл. – 10.09.2008, Бюл. № 25. – 13 с.

4. Пат. 2402143. Российская Федерация. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом / Ю.И. Хохлов, Д.В. Гиззатуллин, А.Г. Осипов; заявитель и патентообладатель Юж.-Урал. гос. ун-т. – 2009110070/09; заявл. 19.03.2009; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 16 с.

5. Электромагнитные процессы в компенсированных преобразователях с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, В.Д. Константинов, П.В. Лонзингер // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 3. – URL: [www.science-education.ru/117-13505](http://www.science-education.ru/117-13505).

6. Хохлов, Ю.И. Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазных компенсированных выпрямителей с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Вып. 4. – № 14– С. 37–45.

7. Хохлов, Ю.И. Внешние и энергетические характеристики компенсированных выпрямителей с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. – 2015. – № 1(49). – С. 95–100.

8. Хохлов, Ю.И. Экспериментальное исследование двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, М.А. Дзюба, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Фундаментальные исследования. – 2015. – № 4-0. – С. 140–144.

9. Хохлов, Ю.И. Экспериментальное исследование некомпенсированного выпрямителя с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, М.М. Дудкин, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15. – № 3. – С. 45–51.

10. Глинтерник, С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей / С.Р. Глинтерник. – Л.: Изд-во «Наука», Ленингр. отд., 1968. – 308 с.

11. Хохлов, Ю.И. Компенсированные выпрямители с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетнократных гармоник токов преобразовательных блоков / Ю.И. Хохлов. – Челябинск: ЧГТУ, 1995. – 355 с.

[К содержанию](#)