

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОМПЕНСИРОВАННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Хохлов Ю.И.², Сафонов В.И.¹, Константинов В.Д.¹, Лонзингер П.В.²

¹Южно-Уральский государственный университет (Национальный исследовательский университет), ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ), Филиал в г. Усть-Катав, Россия, (456040, Челябинская обл., г. Усть-Катав, ул. Центральная, 38), e-mail: ukf74@mail.ru

²Южно-Уральский государственный университет (Национальный исследовательский университет), ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ), Челябинск, Россия (454080, г. Челябинск, пр. Ленина, 76), e-mail: admin@susu.ac.ru

Приведена теория квазиустановившихся электромагнитных процессов, протекающих в двухфазном компенсированном выпрямителе с векторным управлением. Расчет электромагнитных процессов произведен численно-аналитическим методом, основанным на согласовании решений дифференциальных уравнений на интервалах постоянной структуры при обычных для мощных преобразователей допущениях. По полученным в результате расчета соотношениям построены временные диаграммы токов и напряжений в выпрямителе. Временные диаграммы подтверждают возможность плавного регулирования выпрямленного напряжения. Показан путь комбинированной компенсации реактивной мощности за счет коммутирующего напряжения конденсатора и фазосдвигающего воздействия напряжения управления на суммарную коммутирующую ЭДС.

Ключевые слова: компенсированный выпрямитель, векторное управление, электромагнитные процессы, плавное регулирование выпрямленного напряжения.

ELECTROMAGNETIC PROCESSES OF COMPENSATED CONVERTORS WITH VECTORIAL CONTROL

Khokhlov Y.I.², Safonov V.I.¹, Konstantinov V.D.¹, Lohnsinger P.V.²

¹South Ural Stat University (National Research University). Branch in the city Ust-Katav, Ust-Katav, Russia (456040 Chelyabinsk region, Ust-Katav, str. Central, 38), ukf74@mail.ru

²South Ural Stat University (National Research University), Chelyabinsk, Russia (454080, Chelyabinsk, av. Lenina 76), e-mail: admin@susu.ac.ru

A theory of quasi-steady-state electromagnetic processes in a two-phase compensated rectifier with vectorial control was described. The theory was created with using a numerically-analytical method based on a solution of differential equations on intervals of constant scheme. The method was used with employing of usual high-power rectifiers' assumptions. The voltage and current waveforms of the rectifier were shown. The waveforms confirm the possibility of a rectified voltage slide control without power factor decreasing. A path of a hybrid reactive power compensation was displayed. The path based on simultaneous using of a commutating capacitor's voltage and a summary commutating emf phase-shifting by employing control voltage.

Keywords: Compensated rectifier, vectorial control, electromagnetic processes, rectified voltage slide control.

Введение

Особенностью таких промышленных производств, как электролиз алюминия, цинка, водорода и т.п., является использование электроприемниками энергии постоянного тока значительной мощности при одновременной необходимости плавного регулирования ее параметров. Плавное регулирование достигается применением управляемых мощных выпрямительных агрегатов, в которых управление электрическим режимом осуществляется изменением угла управления (тиристорное или дроссельное управление). Однако данный способ отличается уменьшением коэффициента мощности преобразовательного агрегата, значение которого может достигать недопустимых величин. Возможные пути решения указанной проблемы описаны в патентах [3; 4]. Эти пути решения являются, по сути,

применением принципа векторного управления, используемого в гибких линиях электропередач переменного тока [2], к мощным вентильным преобразователям. С целью обеспечения практического применения указанных способов необходимо произвести исследование протекающих в таких выпрямительных агрегатах электромагнитных процессов.

Материалы и методы исследования

В настоящей работе проведено исследование квазиустановившихся электромагнитных процессов, протекающих в компенсированном выпрямительном агрегате с векторным управлением. Расчет проведен в соответствии со вторым уровнем абстракций [5] (расчет численно-аналитическим методом, построенным на согласовании решений, полученных для интервалов постоянной структуры, при использовании обычных для мощных выпрямительных агрегатов допущений). В целях упрощения изложения материала и в силу возможности дальнейшего обобщения полученных результатов на многофазные схемы исследование проведено на примере двухфазного компенсированного выпрямителя, схема которого показана на рис. 1. Источник $e = E_m \sin \theta$ – ЭДС питающей сети, источник $e_y = aE_m \sin(\theta + \rho)$ соответствует выходному напряжению автономного инвертора с ШИМ, пропущенному через низкочастотный фильтр (учитывается его первая гармоника). Источник тока I_{dy} учитывает обмен активной мощности между звеном управления (автономный инвертор с входным и выходным фильтрами) и шинами постоянного тока (для выпрямителя, описанного в [4] $I_{dy}=0$).

Для схемы, показанной на рис. 1, система уравнений для всех интервалов постоянной структуры имеет вид:

$$\begin{aligned} i &= \frac{i_1 - i_2}{n}; \quad i_1 + i_2 = I_d; \quad I_{dn} + I_{dy} = I_d; \quad i = \frac{1}{x_C} \frac{du_C}{d\theta}; \\ x_2 \frac{di_1}{d\theta} + u_1 + u_d &= \frac{1}{n} [e + e_y - (x_S + x_1) \frac{di}{d\theta} - u_C]; \\ x_2 \frac{di_2}{d\theta} + u_2 + u_d &= -\frac{1}{n} [e + e_y - (x_S + x_1) \frac{di}{d\theta} - u_C]; \end{aligned} \quad (1)$$

где $n = \frac{w_1}{w_2} = \frac{w_1}{w_3}$ – коэффициент трансформации;

x_S, x_1, x_2, x_C – сопротивление сети, сопротивления рассеяния первичной и вторичных обмоток трансформатора, сопротивление конденсатора соответственно на основной гармонике.

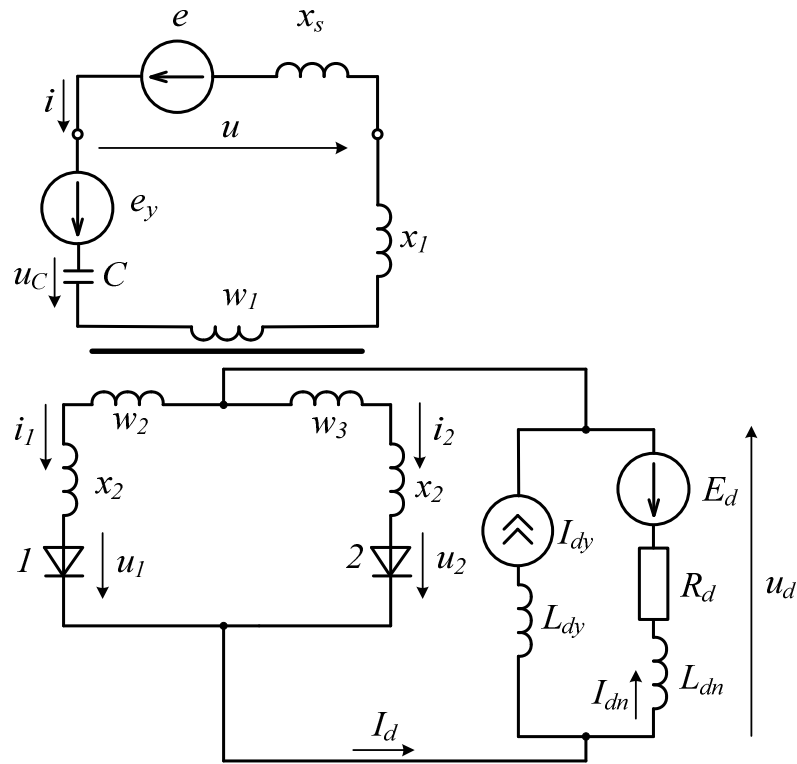


Рис. 1. Схема компенсированного выпрямителя с векторным управлением.

Для внекоммутационного интервала $\alpha + \gamma - \pi \leq \vartheta \leq \alpha$, связанного с работой вентиля 2, решение системы уравнений (1) имеет вид:

$$\begin{aligned}
 i &= -\frac{i_2}{n}; \quad i_2 = I_d; \quad I_{dn} + I_{dy} = I_d; \quad u_C = \frac{n}{2} u_k = -\frac{x_C}{n} I_d (\theta - \alpha) + u_C(\alpha); \\
 u_1 &= e_k + e_{ky} - \frac{2u_C}{n} = e_k + e_{ky} - u_k; \\
 u_d &= -\frac{e}{n} - \frac{e_y}{n} + \frac{u_C}{n} = -\frac{e}{n} - \frac{e_y}{n} + \frac{u_k}{2};
 \end{aligned} \tag{2}$$

где $e_k = 2E_m \sin \vartheta = E_{km} \sin \vartheta$ – коммутирующая ЭДС питающей сети;

$e_{ky} = 2aE_m \sin(\vartheta + \rho) = aE_{km} \sin(\vartheta + \rho)$ – коммутирующая ЭДС управления;

$u_k = \frac{2}{n} u_C$ – напряжение конденсатора, трансформируемое в контур коммутации (напряжение коммутации). Здесь и далее угол управления α отсчитывается от момента перехода коммутирующей ЭДС сети e_k через ноль.

Для коммутационного интервала $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma$, преобразуя (1) с учетом $u_1 = u_2 = 0$, приходим к следующей системе уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i_k}{d\theta^2} + \nu^2 i_k &= \frac{e_k + e_{ky}}{x_k} = \Delta_E \frac{E_{km}}{x_k} \cos(\vartheta + \Delta_\alpha); \\ \frac{du_C}{d\theta} &= x_C \frac{i_k}{n}; \end{aligned} \quad (3)$$

где $i_k = i_1 - i_2$ – ток коммутации;

$x_k = x_2 + \frac{2(x_S + x_L)}{n^2}$ – сопротивление контура коммутации;

$\nu = \sqrt{\frac{2}{n^2} \frac{x_C}{x_k}}$ – относительная собственная частота контура коммутации;

$\Delta_E = \sqrt{(1 + a \cos \rho)^2 + (a \sin \rho)^2}$; $\Delta_\alpha = \arctg \frac{a \sin \rho}{1 + a \cos \rho}$ – коэффициенты, учитывающие

отличие суммарной коммутирующей ЭДС $e_k + e_{ky}$ от коммутирующей ЭДС сети e_k соответственно по амплитуде и по фазе.

Общее решение системы ДУ (3) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} i_k &= \frac{E_{km}}{x_k} \frac{\Delta_E}{\nu^2 - 1} \cos(\vartheta + \Delta_\alpha) + A_1 \cos \nu(\vartheta - \alpha) - A_2 \sin \nu(\vartheta - \alpha); \\ u_k &= \frac{2}{n} u_C = \Delta_E E_{km} \frac{\nu^2}{\nu^2 - 1} \sin(\vartheta + \Delta_\alpha) + \nu x_k A_1 \sin \nu(\vartheta - \alpha) + \nu x_k A_2 \cos \nu(\vartheta - \alpha). \end{aligned} \quad (4)$$

Граничные условия по концам интервала коммутации $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma$:

$$i_k(\alpha) = -I_d; i_k(\alpha + \gamma) = I_d; u_k(\alpha + \gamma) = -u_k(\alpha + \gamma - \pi). \quad (5)$$

Используя граничные условия (5), получим выражения для I_d , A_1 и A_2 с учетом базисного значения тока $I_\sigma = \frac{E_{km}}{x_k}$ для данной схемы:

$$\begin{aligned} I_d &= \Delta_E \frac{E_{km}}{x_k} k_I \sin(\alpha + \Delta_\alpha + \frac{\gamma}{2}) \sin \frac{\gamma}{2} = \frac{E_{km}}{x_k} I_{d*}; \\ A_1 &= -\frac{E_{km}}{x_k} [I_{d*} + \frac{\Delta_E}{\nu^2 - 1} \cos(\alpha + \Delta_\alpha)] = \frac{E_{km}}{x_k} A_{1*}; \\ A_2 &= -\frac{E_{km}}{x_k} \left\{ \frac{\Delta_E}{\nu^2 - 1} [\cos(\alpha + \Delta_\alpha) \operatorname{ctg} \nu \gamma - \frac{\cos(\alpha + \gamma + \Delta_\alpha)}{\sin \nu \gamma}] + I_{d*} \operatorname{ctg} \frac{\nu \gamma}{2} \right\} = \frac{E_{km}}{x_k} A_{2*}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{где } k_I = \frac{I}{\nu^2 - 1} \frac{\operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} - \frac{I}{\nu} \operatorname{ctg} \frac{\nu \gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2} - \psi + \frac{I}{\nu} \operatorname{ctg} \frac{\nu \gamma}{2}};$$

$\psi = \frac{\pi}{2}$ – схемный параметр рассматриваемого двухфазного преобразователя.

Токи вентиля для любого интервала постоянной структуры находятся по формулам:

$$i_1 = \frac{1}{2}(i_k + I_d); i_2 = \frac{1}{2}(I_d - i_k). \quad (7)$$

Напряжение коммутации во внекоммутационном интервале:

$$u_k = E_{km}[-v^2 I_{d^*}(\vartheta - \alpha) + \Delta_E \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) + vA_{2^*}]. \quad (8)$$

В том же интервале выпрямленное напряжение:

$$u_d = \frac{E_{km}}{2} [-\Delta_E \sin(\vartheta + \Delta_\alpha) - v^2 I_{d^*}(\vartheta - \alpha) + \Delta_E \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) + vA_{2^*}]. \quad (9)$$

Напряжение на вентиле 1 в течение внекоммутационного интервала:

$$u_1 = E_{km} [\Delta_E \sin(\vartheta + \Delta_\alpha) + v^2 I_{d^*}(\vartheta - \alpha) - \Delta_E \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\alpha + \Delta_\alpha) - vA_{2^*}]. \quad (10)$$

Напряжение в точке подключения преобразователя к питающей сети при $\alpha + \gamma - \pi \leq \vartheta \leq \alpha$:

$$u = e = E_m \sin \theta. \quad (11)$$

Из условия $u_1|_{\theta=\alpha} = 0$ получим выражение для угла управления α :

$$\operatorname{tg}(\alpha + \Delta_\alpha + \frac{\gamma}{2}) = \frac{1 + k_x \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2}}{\operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} + v^2 k_l (\psi - \frac{\gamma}{2})}; \quad (12)$$

где $k_x = \frac{v^2}{v^2 - 1} (\frac{1}{v} \operatorname{tg} \frac{v\gamma}{2} - \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2})$.

Для коммутационного интервала соблюдаются следующие соотношения:

$$u_d = 0; u_1 = u_2 = 0; \quad (13)$$

$$u = e - x_s \frac{di}{d\vartheta} = nE_{km} \left\{ \frac{1}{2} \sin \theta + q \left[\frac{\Delta_E}{v^2 - 1} \sin(\theta + \Delta_\alpha) + vA_{1^*} \sin v(\theta - \alpha) + vA_{2^*} \cos v(\theta - \alpha) \right] \right\};$$

где $q = \frac{x_s}{n^2 x_k}$ – доля приведенного сопротивления питающей сети в сопротивлении контура коммутации.

С использованием условий периодичности, непрерывности и симметрии находятся токи и напряжения исследуемого преобразователя во внекоммутационном $\alpha + \gamma \leq \vartheta \leq \alpha + \pi$ и коммутационном $\alpha + \pi \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma + \pi$ интервалах. С учетом всего вышесказанного, среднее значение выпрямленного напряжения находится по формуле:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_d d\theta = \Delta_E \frac{E_{km}}{\pi} k_u \cos(\theta + \Delta_\alpha + \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2} = \frac{E_{km}}{\pi} U_{d^*}; \quad (14)$$

где $k_u = 1 + (\psi - \frac{\gamma}{2}) k_x$;

U_{d^*} – величина выпрямленного напряжения, нормированная по базисному напряжению

$$U_{\sigma} = \frac{E_{km}}{\pi}.$$

Результаты и их обсуждение

Выражения, подобные (4) – (14), были описаны для компенсированного преобразователя без векторного управления в [5]. Обобщение результатов для случая преобразователя с векторным управлением приводит к появлению в этих выражениях дополнительного множителя Δ_E и дополнительного слагаемого аргумента тригонометрических функций Δ_α . Множитель Δ_E показывает возможность регулирования режима работы нагрузки, а слагаемое Δ_α – сдвиг момента переключения вентилей относительно напряжения сети.

По полученным выше соотношениям на рис. 2 построены временные диаграммы. Диаграммы построены при следующие условиях:

$$a = 1; \rho = \frac{\pi}{2}; \gamma = \frac{\pi}{9}; \nu = 2; \psi = \frac{\pi}{2}; q = 0,4; n = 1.$$

Временные зависимости нормированы, для наглядности помножены на представленные на рисунке соответствующие коэффициенты. Показанные зависимости подтверждают описанную в [3; 4] возможность плавного регулирования выпрямленного напряжения без уменьшения коэффициента мощности ($U_{d^*} = 1,407$). Регулирование может производиться как с увеличением ($U_{d^*} > 0$), так и с уменьшением ($U_{d^*} < 0$) выпрямленного напряжения. Угол управления α зависит как от суммарной коммутирующей ЭДС $e_k + e_{ky}$, так и от коммутирующего напряжения u_k . Как и в традиционном компенсированном выпрямителе, наличие коммутирующего напряжения u_k в контуре коммутации позволяет производить компенсацию реактивной мощности за счет опережающей искусственной коммутации вентилей ($\alpha < 0$) [1]. Возможность изменения фазы управляющего напряжения e_y открывает путь к осуществлению дополнительной компенсации реактивной мощности за счет сдвига момента перехода суммарной коммутирующей $e_k + e_{ky}$ в сторону опережения относительно того же момента у коммутирующей ЭДС сети e_k . Определение оптимального в том или ином смысле сочетания указанных двух способов компенсации реактивной мощности в компенсированном преобразователе с векторным управлением является предметом дальнейшего исследования. Результаты исследования должны быть обобщены на многофазные схемы.

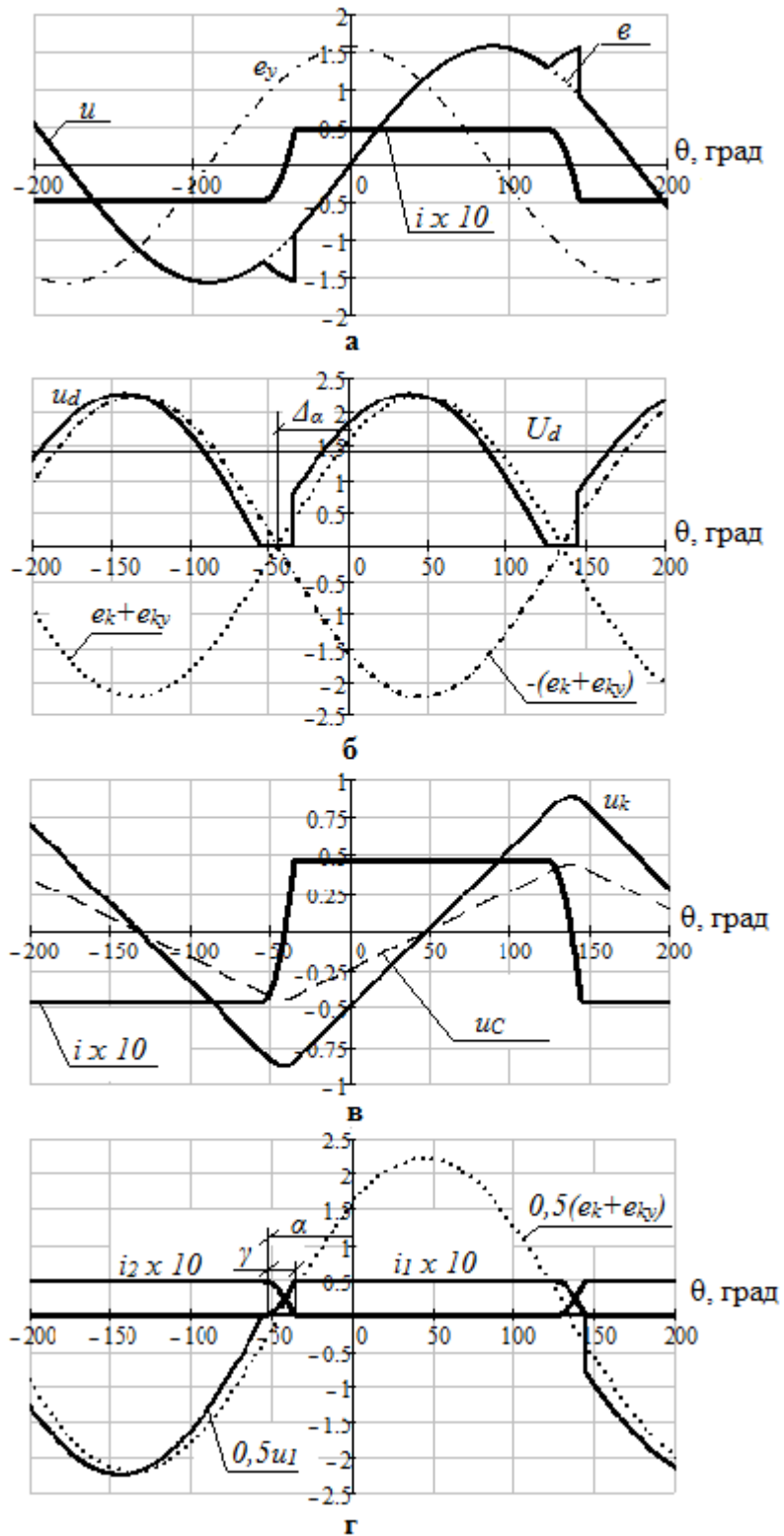


Рис. 2. Временные диаграммы токов и напряжений двухфазного нулевого компенсированного выпрямителя с векторным управлением:
а – ЭДС, напряжение и ток сети, ЭДС управления; б – выпрямленное напряжение, ЭДС коммутации; в – напряжения коммутации и на конденсаторе, ток конденсатора; г – токи вентиляй, напряжение вентиля.

Выводы

1. Представлена теория квазиустановившихся электромагнитных процессов в двухфазном компенсированном выпрямителе, обобщенная для случая векторного управления.
2. На основе описанной теории построены временные диаграммы токов и напряжений выпрямителя, достоверность которых подтверждена математическим моделированием в среде MATLAB Simulink.
3. Временные диаграммы подтверждают возможность плавного регулирования выпрямленного напряжения без уменьшения коэффициента мощности.
4. Компенсация реактивной мощности осуществляется опережающей искусственной коммутацией вентилей, обеспечиваемой как напряжением на коммутирующем конденсаторе, так и опережающим сдвигом суммарной коммутирующей ЭДС относительно момента естественного перехода коммутирующей ЭДС питающей сети через ноль.

Список литературы

1. Глинтерник С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. - Л. : Наука, Ленингр. отд., 1968. – 308 с.
2. Рыжов Ю.П. Дальние передачи сверхвысокого напряжения : учебник для вузов. - М. : Издательский дом МЭИ, 2007. – 488 с.
3. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом : Патент RU 2333589C1 / Хохлов Ю.И., 10.09.2008. Бюл. № 25, 19.03.2007.
4. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом : Патент RU 2402143C1 / Хохлов Ю.И., Гиззатуллин Д.Н., Осипов А.Г., 20.10.2010. Бюл. № 29, 19.03.2009.
5. Хохлов Ю.И. Компенсированные выпрямители с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетнократных гармоник токов преобразовательных блоков. – Челябинск : ЧГТУ, 1995. – 355 с.

Рецензенты:

Ганджа С.А., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Теоретические основы электротехники» ФГБОУ ВПО Южно-Уральский государственный университет (НИУ), г.Челябинск.

Воронин С.Г., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Электромеханика и электромеханические системы» ФГБОУ ВПО Южно-Уральский государственный университет (НИУ), г. Челябинск.