

*А.М. ГАЛИНОВСКИЙ*¹, к.т.н., доцент,
*Е.М. ДУБЧАК*¹, старший преподаватель,
*С.В. КОВАЛЕНКО*¹, бакалавр,
*Е.А. ЛЕНСКАЯ*², главный специалист,

¹Национальный технический университет "Киевский политехнический институт" (г. Киев)

²Национальное Агентство Украины по вопросам обеспечения эффективного использования энергетических ресурсов (г. Киев)

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНО- ОДНОФАЗНЫХ ЭЛЕКТРОМАШИННО- ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С МОДУЛИРОВАННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Приведені методи розрахунку зовнішніх характеристик та визначення параметрів еквівалентних схем трифазних випрямлячів, результати досліджень режимів роботи трифазно-однофазних мостових і нульових безпосередніх перетворювачів частоти з модульованою напругою та природною комутацією, які розраховані по електричним та еквівалентним схемам в системі схемотехнічного моделювання та які застосовуються в електричних машинах подвійного живлення.

Приведены методы расчета внешних характеристик и определения параметров эквивалентных схем трехфазных выпрямителей, результаты исследований режимов работы трехфазно-однофазных мостовых и нулевых непосредственных преобразователей частоты с модулированным напряжением и естественной коммутацией, рассчитанных по электрическим и эквивалентным схемам преобразователей в системе схемотехнического моделирования и применяемых в электрических машинах двойного питания.

Введение. Одним из направлений по решению проблемы энергосбережения является широкое внедрение электрических машин двойного питания: генераторов постоянной частоты при переменной частоте вращения вала и регулируемого электропривода [1-6]. Разрабатываются бесконтактные машины двойного питания – бесконтактные асинхронизированные машины (БАСМ) [7, 8].

Разработка БАСМ проводится на базе бесконтактных синхронных машин (БСМ). В БСМ и БАСМ применяется электромашинно-вентильный преобразователь (ЭМВП), который состоит из электромашинного возбуждателя и вращающегося вентильного преобразователя. В БАСМ могут быть

применены каскадные возбудители и вращающиеся непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией и модулированным напряжением (НПЧЕМ), которые отличаются высоким качеством формы выходного напряжения и простотой системы управления [4, 6, 7].

В литературе уделяется большое внимание вопросам разработки и исследования ЭМВП [2-4, 9-14]. При исследовании применяются разные физические и математические модели. Применение численных методов расчета моделей машины с учетом всех параметров электромашинного возбудителя и преобразователя позволяет получить достоверную информацию. Однако их применение затруднено при комплексном исследовании электромеханической системы в целом. Важным является создание простых и достаточно точных эквивалентных схем преобразователей (выпрямителей и преобразователей частоты), которые легко адаптируются в математических модели электромеханических систем в целом. Эквивалентная схема преобразователя должна учитывать как изменение параметров нагрузки в широких пределах, так и изменение параметров источника питания, вызванных изменением скорости вращения вала машины (изменение частоты и индуктивности) и температуры окружающей среды (изменение активного сопротивления). При этом может существенно измениться относительная величина активного сопротивления источника, а, следовательно, – внешняя характеристика преобразователя.

В работе [16] приведен метод расчета преобразователей по их эквивалентным схемам, показана высокая точность расчета моделей выпрямителей и НПЧЕМ по эквивалентным схемам при сокращении времени компьютерного счета до тысячи и более раз. Однако в работе не показано построение внешней характеристики выпрямителя с учетом активного сопротивления источника, приведен расчет НПЧЕМ только с мостовым преобразователем.

В работе [7] приведены аналитический метод расчета основных соотношений и построение внешних характеристик выпрямителя с учетом активного сопротивления источника. Учитывая важность результатов исследований, целесообразно их подтверждение численным методом с учетом нелинейных параметров вентиля [15].

Применение разных моделей при решении одной и той же задачи существенно повышает вероятность получения корректных результатов, подтверждает правомерность принятых допущений, обосновывает выбор новых, простых и достаточно точных моделей и методов, адаптированных к решению сложных задач.

Цель работы: совершенствование методов расчета внешних характеристик и параметров эквивалентных сопротивлений математических моделей трехфазных преобразователей, сопоставление результатов иссле-

дований работы моделей трехфазно-однофазных мостовых и нулевых НПЧЕМ машин двойного питания в системе схемотехнического моделирования, построенных по электрическим и эквивалентным схемам.

Моделирование трехфазного мостового выпрямителя. Вначале исследуем трехфазный мостовой выпрямитель. На рис. 1 приведены электрическая (а) и эквивалентные (б-в) схемы выпрямителя в системе схемотехнического моделирования Micro Cap (система МС) [19]. На электрической схеме: V_a, V_b, V_c – фазные ЭДС трехфазного источника питания; $R_a = R_b = R_c = R_i, L_a = L_b = L_c = L_i$ – активное сопротивление и индуктивность фазы источника; R_n, L_n – активное сопротивление и индуктивность нагрузки выпрямителя. Угловая частота и индуктивное сопротивление источника: $\omega_i = 2\pi \cdot f_i; X_i = \omega_i \cdot L_i$. На рис. 1,б полное сопротивление источника на входе выпрямителя заменено эквивалентным нелинейным активным сопротивлением R_{ie} в цепи нагрузки выпрямителя. На рис. 1,в трехфазный источник ЭДС и трехфазный диодный мост заменены источником постоянного тока V_e . На рис. 1 $R_n = R_{n1} = R_{n2}, L_n = L_{n1} = L_{n2}$.

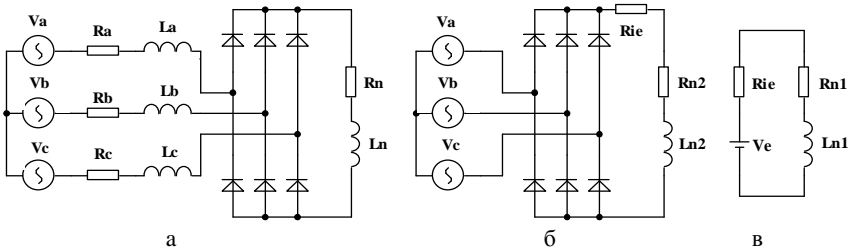


Рис. 1. Электрическая (а) и эквивалентные (б, в) схемы трехфазного мостового выпрямителя

Сопоставим диаграммы напряжений и токов выпрямителя, рассчитанные в системе МС по электрической и эквивалентной схемам при $R_i = 0$ (относительная величина активного сопротивления источника питания $k_r = R_i / X_i = 0$).

Определим эквивалентное сопротивление R_{ie} [16]. Расчеты проводим в системе относительных единиц (о.е.) выпрямителя. За базовые величины принимаем напряжение нагрузки выпрямителя в режиме холостого хода (х.х.) и ток нагрузки в режиме короткого замыкания (к.з.):

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} A_i; I_{dk} = \frac{A_i}{Z_i},$$

где A_i – амплитуда ЭДС источника, Z_i – полное сопротивление источника. Базовое сопротивление

$$Z_b = \frac{U_{d0}}{I_{dk}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Z_i.$$

В табл. 1 приведены расчетные формулы для определения $U_d(\text{о.е.}) = U_d/U_{d0} = U_{d*}$ в зависимости от тока $I_d(\text{о.е.}) = I_d/I_{dk} = I_{d*}$ при $k_r = 0$ для всех режимов работы выпрямителя [10, 17].

Таблица 1 – Напряжение (U_{d*}) в зависимости от тока (I_{d*}) при $k_r = 0$

	Режим 1	Режим 2	Режим 3
I_d	$0 + \frac{\sqrt{3}}{4}$	$\frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{3}{4}$	$\frac{3}{4} \div 1$
U_d	$1 - \frac{I_d}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{3}{4} - I_{d*}}$	$\sqrt{3} \cdot (1 - I_d)$

Внешняя характеристика выпрямителя при $k_r = 0$ показана на рис. 2 (линия 1).

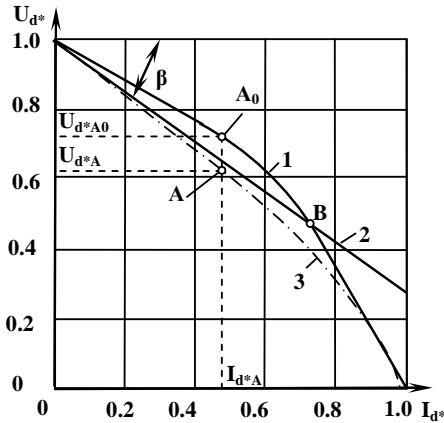


Рис. 2. Внешние характеристики трехфазного выпрямителя

Эквивалентное сопротивление [16]

$$R_{ie} = Z_b \cdot \text{tg}\beta,$$

где $\text{tg}\beta = (1 - U_{d*}) / I_{d*}$. Угол β определяется по наклону внешней характеристики при определенном значении тока I_{d*} (линия 2 на рис. 2).

В системе МС изменение сопротивления R_{ie} на всем диапазоне внешней характеристики может быть задано в табличной форме. При $k_r = 0$: $R_{ie} = Z_b \cdot \text{table}(I_{d*}, -1u, 1G, 0, 0.5774, 0.433, 0.5774, 0.5, 0.5858, 0.6124, 0.633, 0.7, 0.7001, 0.75, 0.756, 1, 1)$.

Точность расчетов повышается с увеличением числа точек на участке второго режима работы выпрямителя.

Исследуем выпрямитель при следующих параметрах схемы. Источник питания: амплитуда ЭДС $E_m = 200$ В; частота $f_i = 300$ Гц; $X_i = 18$ Ом; $L_i = 9.55$ мГн; $R_i = 0$. Применены диоды типа MR2510 D. Параллельно диодам подключены защитные RC-цепи [17]: $C = 6.3 \cdot 10^{-9}$ Ф; $R = 2.1$ кОм. Нагрузка: $R_n = R_{n1} = 0$; $L_n = L_{n1} = 2$ Гн.

Базовые величины: $U_{do} = 330.8$ В; $I_{dk} = 11.11$ А; $Z_b = 29.77$ Ом.

Величина ЭДС источника питания постоянного тока на эквивалентной схеме рис. 1, в

$$E_e = U_{do} - 2\Delta u_D,$$

где $\Delta u_D = 1$ В – падение напряжения на диоде.

На рис. 3 показаны диаграммы напряжений и токов нагрузки выпрямителя при к.з. из режима х.х. Величины u_{n*} и u_{n*1} – напряжения по электрической (рис. 1,а) и эквивалентной (рис. 1,в) схеме. Напряжение нагрузки u_{n*2} для эквивалентной схемы по рис. 1,б выделено на рис. 3,а светлым оттенком. Величины i_{n*} , i_{n*1} и i_{n*2} – токи нагрузки выпрямителя электрической и эквивалентных схем. На рис. 3,б – фрагмент диаграммы.

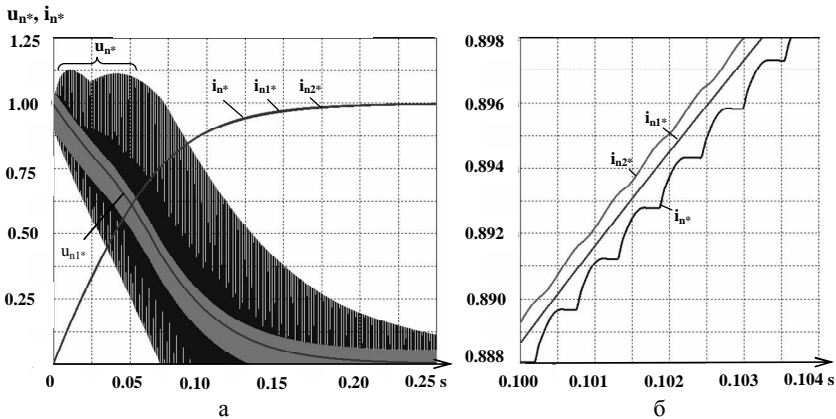


Рис. 3. Диаграммы напряжений и токов трехфазного мостового выпрямителя при коротком замыкании с режима холостого хода, $k_r = 0$

Как видно из диаграмм, токи выпрямителя, рассчитанные по электрической и эквивалентным схемам, практически совпадают. Разница в величинах не превышает 0,1 %.

Отметим, что на эквивалентных схемах полное фазное сопротивление источника питания переменного тока Z_i выносится в цепь нагрузки постоянного тока в виде эквивалентного активного сопротивления R_{ie} независимо

от характера сопротивления Z_i (от величины k_r). Это справедливо как для статических, так и для динамических режимов работы выпрямителя при разных значениях величины k_r . При увеличении индуктивного сопротивления источника питания постоянная времени нагрузки уменьшается (увеличивается результирующее активное сопротивление при неизменной индуктивности эквивалентной схемы по рис. 1,в). О таком характере изменения постоянной времени нагрузки отмечается в работе [9]. В работе [3] приводится эквивалентная схема выпрямителя асинхронного вентильного каскада. В этой схеме индуктивность источника питания переменного тока переносится в цепь нагрузки в виде индуктивности нагрузки. Ошибка такого решения становится очевидной, если на рис.1,в принять $R_{n1} = R_{ie} = 0$ и при этом увеличить индуктивность цепи нагрузки. При этом постоянная времени $\tau = \infty$, исследование переходного режима лишено смысла.

Обоснуем сравнительно простой метод построения внешней характеристики трехфазного мостового выпрямителя при $k_r \neq 0$ [7]. Этот метод основан на сопоставлении внешних характеристик:

- источника питания в системе о.е. источника;
- выпрямителя в системе о.е. выпрямителя;
- источника при работе на выпрямитель.

Моделирование источника питания. Точное построение внешней характеристики источника питания в диапазоне нагрузки от х.х. до к.з. является важным фактором данного метода. Построим эту характеристику в системе о.е. источника, в которой базовыми величинами приняты ЭДС источника E_i и ток к.з. источника $I_{ik} = E_i / Z_i$. Базовое сопротивление $Z_{bi} = E_i / I_{ik} = Z_i$.

На рис. 4 показаны схема замещения (а), векторные диаграммы источника питания в режиме к.з. (а) и нагрузки (б), построенные в системе о.е. источника. На рис. 4,а X_{ne} и R_{ne} – эквивалентные индуктивное и активное сопротивления нагрузки выпрямителя на стороне источника.

В соответствии с рис. 4,а относительная величина активного сопротивления и параметры источника:

$$k_r = \frac{R_i}{X_i} = \frac{1}{\operatorname{tg}\varphi_k}; \quad X_i = \frac{1}{\sqrt{1+k_r^2}}; \quad R_i = k_r \cdot X_i.$$

Из рис. 4,б:
напряжение нагрузки

$$U_n = \sqrt{1 - (I_n \cdot \sin(\varphi_k - \varphi_n))^2} - I_n \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_n), \quad (1)$$

где φ_n – угол нагрузки;

коэффициент мощности источника питания

$$\cos \varphi_i = U_n \cdot \cos \varphi_n + I_i \cdot \cos \varphi_k; \quad (2)$$

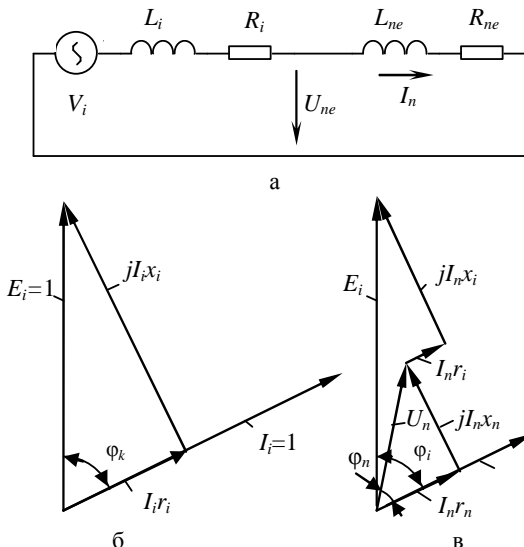


Рис. 4. Схема замещения (а), векторные диаграммы источника в режиме к.з. (б) и нагрузки (в)

коэффициент мощности нагрузки

$$\cos \varphi_n = \cos \left(\arctg \frac{\sin \varphi_k - I_{i1} \cdot X_i}{\cos \varphi_k - I_{i1} \cdot R_i} \right). \quad (3)$$

Уравнение (1) является точным уравнением внешней характеристики источника. Оно может быть применено при расчете внешних характеристик трансформатора по упрощенной схеме замещения при неизменных параметрах намагничивающего контура.

Сопоставим внешние характеристики трансформатора (источника питания), рассчитанные по (1) и по общеизвестным уравнениям [20]:

$$U_{n1} = 1 - I_n \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_n); \quad (4)$$

$$U_{n2} = 1 - \left(I_n \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_n) + 0,5 I_n^2 \cdot (\sin(\varphi_k - \varphi_n))^2 \right). \quad (5)$$

Уравнения (4), (5) – в системе о.е. источника.

На рис. 5 приведены внешние характеристики трансформатора (источника питания), рассчитанные по (1), (4) и (5) при $\cos \varphi_n = 0,98$ для двух значений k_r : $k_r = 0,25$ на рис. 5,а; $k_r = 0,5$ на рис. 3,б. Внешние характеристики совпадают только при сравнительно малых (в о.е. источника) токах нагрузки. При токах нагрузки, близких к току к.з. источника, внешние

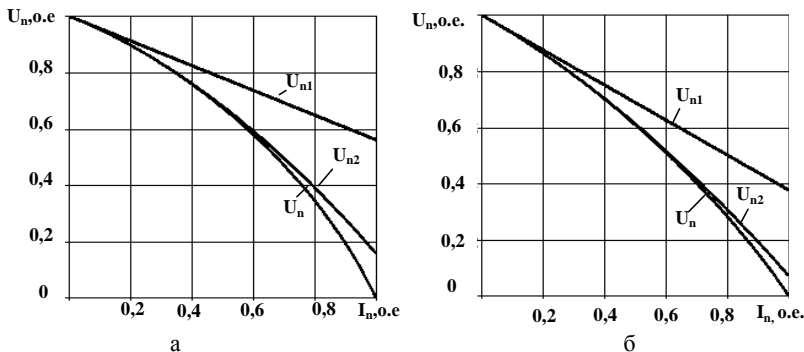


Рис. 5. Внешние характеристики источника при $k_r = 0,25$ (а) и $k_r = 0,5$ (б)

характеристики существенно отличаются. Поэтому в дальнейшем применяется только точное уравнение (1).

В работе [7] приведен аналитический метод расчета основных соотношений трехфазного мостового выпрямителя. Показано, что при определенной величине тока нагрузки выпрямителя I_{d^*} на всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя при изменении k_r в пределах от 0 до 1 остаются практически неизменными: коэффициент искажения тока источника; коэффициент связи между током нагрузки выпрямителя и действующей величиной первой гармоники тока источника; коэффициент связи между напряжением нагрузки выпрямителя и напряжением на эквивалентной нагрузке источника. На всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя коэффициент мощности эквивалентной нагрузки источника изменяется в пределах $1 \div 0,97$ при $k_r = 0 \div 1$.

На рис. 6 показаны зависимости $\cos\varphi_n$ от тока I_{d^*} при $k_r = 0$ (кривая 1) и $k_r = 1$ (кривая 2).

Зависимости $\cos\varphi_n(I_{d^*})$ при разных величинах k_r близки между собой и могут быть представлены усредненной зависимостью:

$$\cos\varphi_n \approx 0,978 + 0,005 \sin((I_{d^*} + 0,12) \cdot 12). \quad (6)$$

Эта зависимость показана на рис. 6 – кривая 3. На участках $I_{d^*} = 0 \div 0,15$ и $I_{d^*} = 0,9 \div 1$ усредненная зависимость проводится между кривыми $\cos\varphi_n(I_{d^*})$, построенными для $k_r = 0$ и $k_r = 1$ (рис. 6).

В работе [7] показано, что изменение напряжения нагрузки выпрямителя практически обусловлено изменением внешней характеристики источника, величина U_{d^*} изменяется пропорционально величине напряжения на эквивалентной нагрузке источника в о.е. источника $U_n^* = U_{ne} / E_i$.

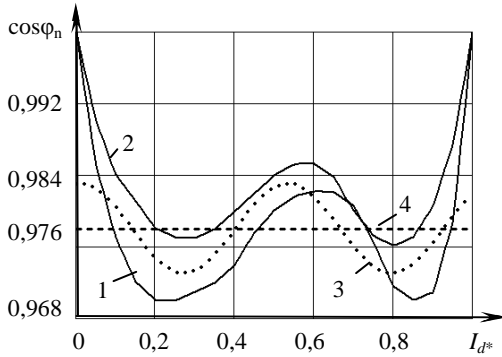


Рис. 6. Зависимости $\cos \varphi_n(I_{d*})$.

Учитывая важность результатов исследований для определения параметров эквивалентных схем ЭМВП и разработки математических моделей электромеханических систем в целом, исследуем модель трехфазного мостового выпрямителя численным методом в системе МС [19].

В системе МС величины мощностей и токов определим по текущим средним значениям переменной при интегрировании по времени [18]. Для устранения ошибки за счет участка переходного режима вначале рассчитываем выпрямитель до установившегося режима. Время счёта должно содержать целое число периодов частоты источника. Записываем значения величин по последней точке счёта. Проводим расчёт, начиная с величин фиксированной точки. Определяем ошибку в расчете активных мощностей. Она зависит от времени интегрирования.

$$\text{Мощность нагрузки } P_n = \frac{1}{T} \int_0^T (i_n^2 \cdot R_n) \cdot dt.$$

Активная и реактивная мощности источника

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_{m_i} e_{ii} \cdot i_{ii} \right) \cdot dt; \quad Q_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_{m_i} e'_{ii} \cdot i_{ii} \right) \cdot dt,$$

где e_{ii} – ЭДС i -й фазы источника, e'_{ii} – ЭДС i -й фазы дополнительного источника, амплитуда которого равна амплитуде ЭДС источника, а фаза сдвинута на угол -90° , i_{ii} – ток i -й фазы источника, m_i – число фаз источника.

$$\text{Полная мощность источника } S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}.$$

Потери мощности источника $p_{Ri} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_{m_i} i_{ii}^2 \right) \cdot R_i \cdot dt$

Потери мощности в диодах $p_D = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_{n_D} u_{Di} \cdot i_{Di} \right) \cdot dt$, где n_D – общее число диодов; u_{Di} и i_{Di} – напряжение и ток i -го диода.

Потери в мощности фильтре $p_{Rf} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_{n_f} i_{fi}^2 \right) \cdot R_{fi} \cdot dt$,

где n_f – общее число фильтров; i_{fi} – ток через i -й фильтр; R_{fi} – сопротивление i -того фильтра.

Суммарные потери мощности $p_S = p_{Ri} + p_D + p_{Rf}$.

КПД преобразователя $\eta = P_n / P_1$.

Ошибка в расчете мощности (о.е.)

$$d_p = \left| \frac{P_1 - (P_n + p_S)}{P_1 + (P_n + p_S)} \right|.$$

Напряжение и ток нагрузки выпрямителя в физических и относительных величинах:

$$U_{ns} = \frac{1}{T} \int_0^T u_n \cdot dt; U_{d*} = \frac{U_{ns}}{U_{do}}; I_{ns} = \frac{1}{T} \int_0^T i_n \cdot dt; I_{d*} = \frac{I_{ns}}{I_{dk}}$$

Действующие значения первой гармоники и полного тока фазы источника, коэффициент искажения тока источника:

$$I_{i1} = \frac{S_1}{m_i \cdot E_i}; I_i = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{\sum_{m_i} \frac{i_{ii}^2}{m_i}} \cdot dt; \lambda = k_{is} = \frac{I_{i1}}{I_i}.$$

Коэффициент взаимосвязи тока нагрузки выпрямителя и действующего значения первой гармоники тока фазы источника $k_{i1} = I_{ns}/I_{i1}$.

Коэффициент мощности источника $\cos \varphi_i = P_1/S_1$. Коэффициент мощности на входе выпрямителя определяем в соответствии с (2).

Исследуем выпрямитель при следующих параметрах схемы. Источник питания: $E_m = 416$ В; $f_i = 250$ Гц; $Z_i = 15$ Ом; $k_r = 0.25$. Диоды типа MR2510 D. RC-цепь: $C = 5 \cdot 10^{-9}$ Ф; $R = 2$ кОм. Нагрузка: $R_n = 100$ Ом; $L_n = 3$ Гн.

На рис. 7 приведены временные диаграммы фазных напряжений и токов источников питания, распечатка расчетных величин (мощности, токи, напряжения) и основных расчетных соотношений выпрямителя.

Выводы по результатам исследований модели выпрямителя численным методом в системе МС практически полностью подтвердили выводы по результатам исследований выпрямителя аналитическим методом [7].

При определенной величине тока I_{d^*} на всем диапазоне внешней характеристики при изменении относительной величины k_r в пределах от 0 до 1 остается практически неизменным коэффициент связи $k_{il d} = I_{il}^*/I_{d^*}$.

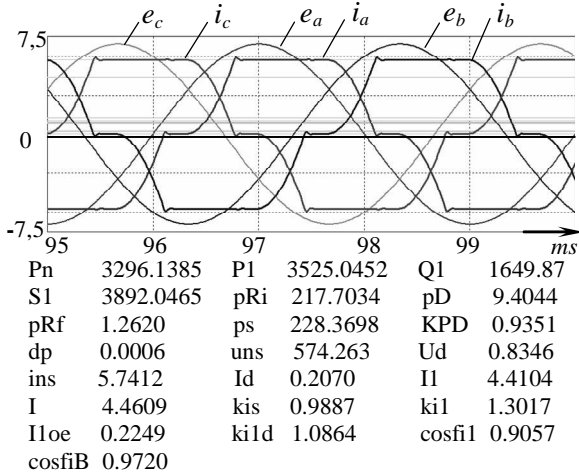


Рис. 7. Диаграммы напряжений и токов источника, распечатка расчетных величин выпрямителя

Практически совпадают зависимости $I_{il}^*(I_{d^*})$, рассчитанные аналитическим и численным методом. Наибольшее отклонение величины I_{il}^* от ее среднего значения на всем диапазоне внешней характеристики не превышает 0.5 %. В табл. 2 и 3 приведены зависимости $I_{il}^*(I_{d^*})$, рассчитанные аналитическим и численным методом. При $I_{d^*} = 0.4 \div 0.8$, $k_{il d} \approx 1.06$. Величина $I_{il}^* = 1,06I_{d^*}$ приведена в таблицах.

На рис. 8 показаны зависимости $I_{il}^*(I_{d^*})$ при $k_r = 0,5$, рассчитанные в системе МС: кривая 1 – среднее значение величины I_{il}^* ; прямая 2 – $I_{il}^* = 1,06I_{d^*}$.

Таблица 2 – Зависимости тока источника I_{i1}^* от тока выпрямителя I_{d^*} , рассчитанные аналитическим методом.

I_{d^*}	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
I_{i1}^*	0	0,11	0,218	0,324	0,428	0,531	0,635	0,739	0,839	0,93	0,95
$1,06 \cdot I_{d^*}$	0	0,106	0,212	0,318	0,424	0,53	0,636	0,742	0,848	0,954	1,06

Таблица 3 – Зависимости тока источника I_{i1}^* от тока выпрямителя I_{d^*} , рассчитанные численным методом.

I_{d^*}	0	0,1	0,202	0,2986	0,3978	0,4756	0,582	0,7279	0,8338	0,92	1
I_{i1}^*	0	0,11	0,2196	0,322	0,4253	0,5056	0,6163	0,7677	0,8712	0,9458	0,98
$1,06 \cdot I_{d^*}$	0	0,106	0,21412	0,31652	0,42167	0,50414	0,61692	0,77157	0,88383	0,9752	1,06

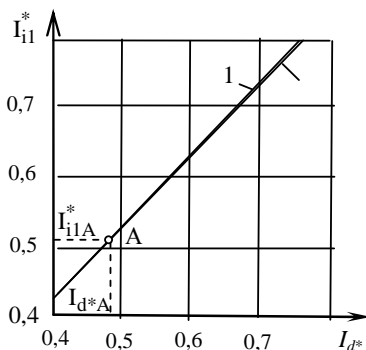


Рис. 8 Зависимости $I_{i1}^*(I_{d^*})$ при $k_r = 0,5$.

На основании установленных закономерностей разработана методика расчета внешней характеристики выпрямителя $U_{d^*}(I_{d^*})$ при $k_r \neq 0$, по которой рассчитывается сопротивление источника на эквивалентной схеме нагрузки выпрямителя.

Исходной является внешняя характеристика выпрямителя $U_{d^*}(I_{d^*})$ при $k_r = 0$ (табл. 1 или кривая 1 на рис. 2), $\varphi_{k0} = \arctg(1/k_r) = \pi/2$.

Покажем расчет внешней характеристики при $k_r \neq 0$, $\varphi_k = \arctg(1/k_r)$. Задаемся величиной I_{d^*} , например, I_{d^*A} . Этой величине соответствует точка A_0 на кривой 1 рис. 2, по которой определяем величину U_{d^*A0} , и точка A на кривой 1 рис. 8, по которой определяем I_{i1A}^* . Определяем $\cos\varphi_n$ по усредненной кривой 3 рис. 6 (уравнение (6)). По (1) определяем величины

напряжений на эквивалентной нагрузке источника (рис. 4, а): U_{nA0}^* при $k_r = 0$; U_{nA}^* при $k_r \neq 0$. Напряжение на нагрузке выпрямителя

$$U_{d^*A} = U_{d^*A0} \cdot \frac{U_{nA}^*}{U_{nA0}^*}.$$

Внешняя характеристика выпрямителя при $k_r \neq 0$ – кривая 3 на рис. 2.

Погрешность при определении $\cos\varphi_n$ по уравнению (6) в расчете U_{d^*} (по сравнению с численным методом расчета в системе МС) при $I_{d^*} = 0 \div 1$ меньше 1 %. Если принять $\varphi_n = 12^\circ = \text{const}$, $\cos\varphi_n = 0,978 = \text{const}$ (линия 4 на рис. 6), то погрешность в расчете U_{d^*} меньше 2 %.

Методика расчета параметров эквивалентной схемы выпрямителя, основанная на сопоставлении напряжений и токов нагрузки выпрямителя в системе о.е. выпрямителя и источника в системе о.е. источника, может применяться при расчете многофазных преобразователей с мостовыми и нулевыми схемами преобразования в переходных режимах.

Исследование работы трехфазно-однофазных мостовых и нулевых НПЧЕМ машин двойного питания. Проведем исследование работы трехфазно-однофазных мостовых и нулевых НПЧЕМ машин двойного питания в системе схемотехнического моделирования, построенных по электрическим и эквивалентным схемам.

На рис. 9 показаны электрическая (а) и эквивалентные (б ÷ г) схемы трехфазно-однофазного НПЧЕМ в системе МС. На электрической схеме: V_{a1}, V_{b1}, V_{c1} – первый трехфазный источник питания; V_{a2}, V_{b2}, V_{c2} – второй трехфазный источник питания; $Z_a=Z_b=Z_c=Z_i$ – полные фазные сопротивления источника; $T1 \div T12$ – тиристоры прямого и обратного блоков преобразователя; V_n, R_n, L_n – ЭДС, активное сопротивление и индуктивность нагрузки.

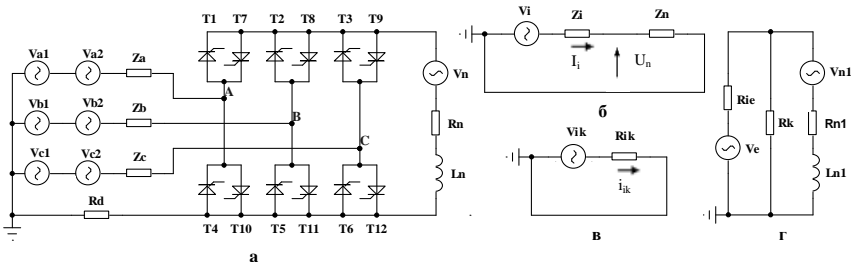


Рис. 9. Электрическая (а) и эквивалентные (б ÷ г) схемы трехфазно-однофазного НПЧЕМ

Тиристорный преобразователь состоит из прямого и обратного блоков тиристоров. Для защиты от перенапряжений параллельно вентилям

подключены RC-цепи [17]. Применен комбинированный закон управления тиристорами [11, 12], при котором на встречно включенные тиристоры сигналы управления подаются совместно при токе нагрузки меньше тока уставки и раздельно – в другом случае. Длительность сигналов управления по частоте заполнения – 120° . Сигналы управления сдвинуты в сторону упреждения.

ЭДС двух трехфазных источников питания:

$$\begin{aligned} e_{a1} &= E_{m1} \sin(\omega_1 t + \psi_1); \\ e_{b1} &= E_{m1} \sin(\omega_1 t + \psi_1 - 120); \\ e_{c1} &= E_{m1} \sin(\omega_1 t + \psi_1 + 120), \\ e_{a2} &= E_{m2} \sin(\omega_2 t + \psi_2); \\ e_{b2} &= E_{m2} \sin(\omega_2 t + \psi_2 - 120); \\ e_{c2} &= E_{m2} \sin(\omega_2 t + \psi_2 + 120), \end{aligned}$$

где $E_{m1}=E_{m2}$ – амплитуды ЭДС источников, $\omega_1=2\cdot\pi\cdot f_1$, $\omega_2=2\cdot\pi\cdot f_2$ – угловые частоты ЭДС источников, ψ_1, ψ_2 – начальные значения углов ЭДС источников.

Одноименные фазы источников соединены последовательно. На вход тиристорного преобразователя подаются биения напряжений:

$$\begin{aligned} e_a &= e_{a1} + e_{a2} = E_m \sin(\omega_3 t + \psi_3) \cdot \cos(\omega_6 t + \psi_6) \\ e_b &= e_{b1} + e_{b2} = E_m \sin(\omega_3 t + \psi_3 - 120) \cdot \cos(\omega_6 t + \psi_6) \\ e_c &= e_{c1} + e_{c2} = E_m \sin(\omega_3 t + \psi_3 + 120) \cdot \cos(\omega_6 t + \psi_6), \end{aligned}$$

где $E_m=E_{m1}+E_{m2}$ – суммарная величина амплитуды ЭДС источника питания переменного тока, $\omega_3=(\omega_1+\omega_2)/2=2\pi\cdot f_3$ – угловая частота заполнения, $\psi_3=(\psi_1+\psi_2)/2$ – начальная фаза напряжения частоты заполнения, $\omega_6=\omega_n=(\omega_1-\omega_2)/2=2\cdot\pi\cdot f_6=2\pi\cdot f_n$ – угловая частота биений напряжений, равная угловой частоте нагрузки преобразователя, $\psi_6=\psi_n=(\psi_1-\psi_2-\pi)/2$ – начальная фаза напряжения частоты биений.

На рис. 9,б показана эквивалентная схема источника питания с нагрузкой, где V_i, Z_i, U_n, I_i, Z_n – источник ЭДС и полное сопротивление источника, напряжение, ток и полное сопротивление нагрузки. На рис. 9,в – эквивалентная схема источника в режиме к.з.

ЭДС эквивалентного источника $e_i=E_m \sin(\omega_6 t + \psi_6)$. Ток эквивалентного источника $i_{ik}=e_i/Z_i$ равен мгновенной величине огибающей тока к.з. источника.

На рис. 9,г – эквивалентная схема преобразователя со стороны нагрузки, где: V_e, R_{ie} – источник ЭДС и активное сопротивление эквивалентного источника; R_k – сопротивление ключа; V_{n1}, R_{n1}, L_{n1} – источник ЭДС, активное сопротивление и индуктивность нагрузки, равные по величине соответствующим величинам электрической схемы (рис. 9,а).

На рис. 10 и рис. 11 приведены временные диаграммы напряжений и

токов трехфазно-однофазных НПЧЕМ с мостовой (рис. 10) и нулевой (рис. 11) схемами преобразования. Диаграммы построены по результатам расчетов электрической (рис. 9,а) и эквивалентной схемы (рис. 9,г) НПЧЕМ в системе МС.

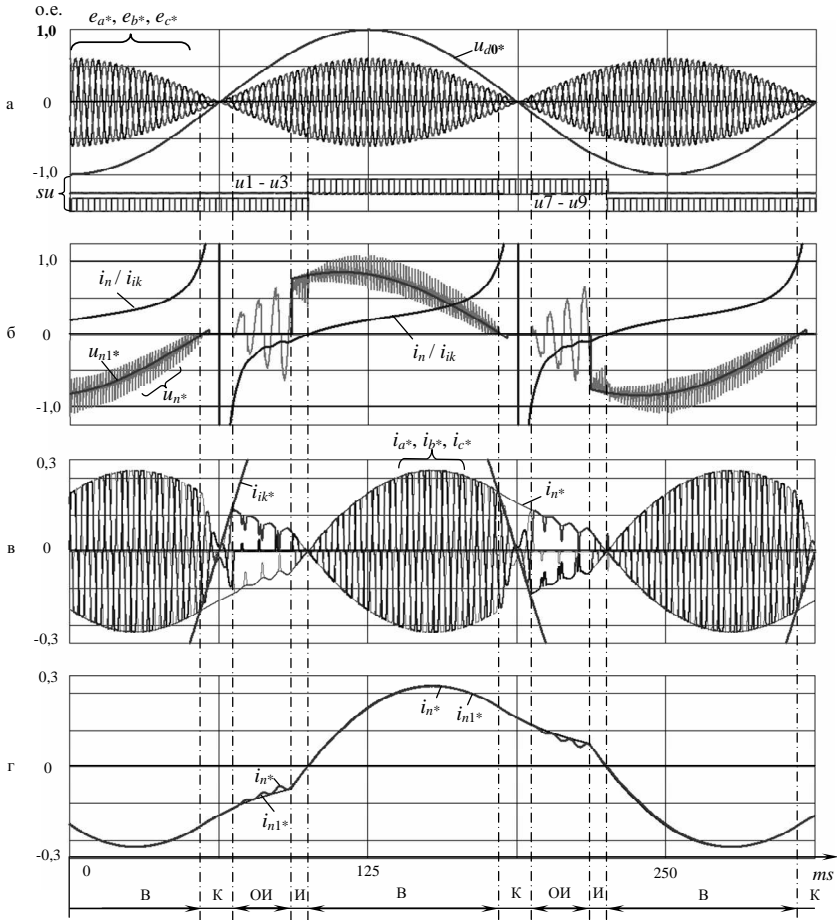


Рис. 10. Диаграммы напряжений и токов моделей НПЧЕМ с мостовой схемой преобразования

Параметры схем. Источник питания: $E_{m1}=E_{m2}= 110$ В; $f_1=134$ Гц; $f_2=142$ Гц; $Z_r=3$ Ом; $k_r=0.5$. Применены тиристоры типа В25RIA120. За-

щитная цепь: $C_f=10 \cdot 10^{-9}$ Ф; $R_f=500$ Ом. Частота управления тиристорами $f_u=138$ Гц. Угол управления упреждающий: $\alpha_u=25^\circ$. Нагрузка: $R_n=R_{n1}=10$ Ом; $L_{n1}=L_n=0.4$ Гн; $E_n=E_{n1}=0$; $f_{n1}=f_n=4$ Гц.

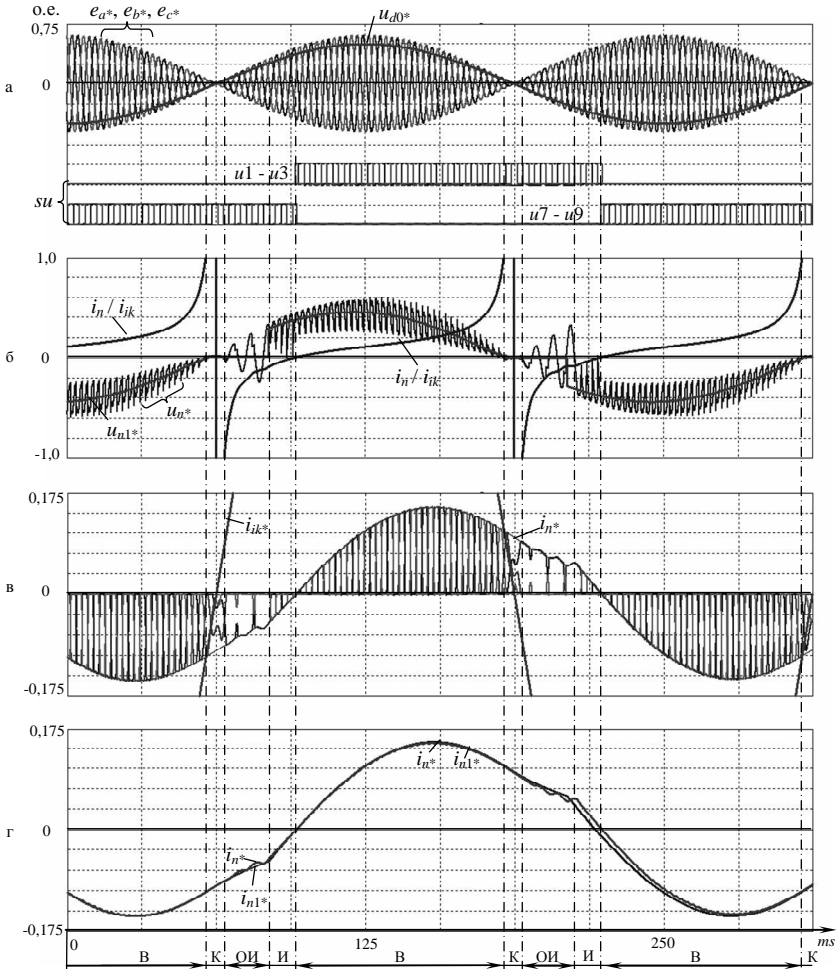


Рис. 11. Диаграммы напряжений и токов моделей НПЧЕМ с нулевой схемой преобразования.

Диаграммы построены в системе о.е. преобразователя. За базовые величины приняты напряжение х.х. и ток к.з. нагрузки преобразователя с мостовой схемой преобразования при наибольшей величине амплитуды

ЭДС источника:

$$U_{d0} = E_{im} \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 363,88 \text{ В}; \quad I_{dk} = \frac{E_{im}}{Z_i} = 73,33 \text{ А.}$$

Базовое сопротивление $Z_{bi} = \frac{U_{do}}{I_{dk}} = 4,962 \text{ Ом.}$

Нелинейное сопротивление источника эквивалентной схемы НПЧЕМ с мостовой схемой преобразования задаем в табличной форме:

$$R_{ie} = Z_{bi} \cdot \text{table}(i_{n1*}, 0.3, 0.94, 0.4, 0.917, 0.5, 0.903, 0.6, 0.914, 0.7, 0.947).$$

Значения величин I_{d*} и $\text{tg}\beta$ при относительной величине активного сопротивления источника $k_r=0.5$ определены по вышеизложенной методике.

Для НПЧЕМ с нулевой схемой преобразования $R_{ie} = Z_{bi} \cdot \text{table}(i_{n1*}, 0.5, 0.46, 0.7, 0.43, 0.9, 0.414, 1, 0.405)$. Значения величин I_{d*} и $\text{tg}\beta$ определены по методу среднеинтегральных величин.

Сопротивление ключа

$$R_k = \text{table}(i_{n1*}, -0.0650001, 0.1u, -0.065, 1G, 1, 1G, 1.000001, 0.1u).$$

На диаграммах:

а) $e_a^* = e_a / U_{do}$, $e_b^* = e_b / U_{do}$, $e_c^* = e_c / U_{do}$ – мгновенные значения модулированных ЭДС источника; $u_{do}^* = u_{do} / U_{do}$ – мгновенное значение ЭДС эквивалентного источника, $u_{do} = U_{do} \cdot \sin(\omega_n \cdot t - \pi / 2)$, $\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_n$; $u1 \div u3$, $u7 \div u9$ – сигналы управления тиристорами $T1 \div T3$, $T7 \div T9$;

б) $u_n^* = u_n / U_{do}$, $u_{n1}^* = u_{n1} / U_{do}$ – напряжения нагрузки для электрической и эквивалентной схем, $i_n^* = i_n / i_{dk} = i_n / i_{ik}$ – ток нагрузки в системе о.е. нагрузки преобразователя с переменными базовыми величинами, где базовой принята величина i_{ik} .

в) i_a^* , i_b^* , i_c^* – фазные токи источника, i_n^* – ток нагрузки по электрической схеме, i_{ik}^* – изменяющаяся амплитуда тока к.з. источника, рассчитанная по эквивалентной схеме рис. 4, в.

г) i_n^* – ток нагрузки по электрической схеме, i_{n1}^* – ток нагрузки по эквивалентной схеме рис. 4, г.

Отметим, что на рис. 9, г величина ЭДС эквивалентного источника $V_e e_e = (U_{do} - 2 \cdot \Delta u_T) \cdot \sin(\omega_n \cdot t - \pi / 2)$, где $\Delta u_T = 1 \text{ В}$ – падение напряжения на тиристоре.

На рис. 10 и 11 показаны режимы работы преобразователя: В – выпрямитель; К – к.з.; ОИ – опрокидывание инвертора; И – инвертор.

Сопоставление временных диаграмм токов i_n^* и i_{n1}^* (рис. 10, 11 и др.) показывает: диаграммы токов нагрузки трехфазно-однофазного мостового (нулевого) НПЧЕМ, рассчитанные в системе МС по электрической и эквивалентной схемам преобразователя, практически совпадают.

Выводы:

1. На основании сопоставительного анализа результатов исследований трехфазного мостового выпрямителя, проведенных аналитическим и численным методами в системе схемотехнического моделирования, установлены следующие закономерности.

1.1. При определенной величине тока нагрузки выпрямителя в системе о.е. выпрямителя (I_{d*}) на всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя при изменении относительной величины активного сопротивления источника пределах $k_r = 0 \div 1$ остаются практически неизменными:

- коэффициент искажения тока источника;
- коэффициент связи между током нагрузки выпрямителя и действующей величиной первой гармоники тока источника;
- коэффициент связи $k_{i1d} = I_{i1}^*/I_{d*}$ где I_{i1}^* – действующая величина первой гармоники тока источника в системе о.е. источника;
- коэффициент связи между напряжением нагрузки выпрямителя и напряжением на эквивалентной нагрузке источника.

1.2. На всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя коэффициент мощности эквивалентной нагрузки источника изменяется в пределах $1 \div 0,97$ при $k_r = 0 \div 1$. Зависимости $\cos\varphi_n(I_{d*})$ при разных величинах k_r близки между собой и могут быть представлены усредненной зависимостью.

2. На основании установленных закономерностей разработана методика расчета внешней характеристики выпрямителя $U_{d*}(I_{d*})$ при $k_r \neq 0$, по которой рассчитывается сопротивление источника в эквивалентной схеме нагрузки выпрямителя.

3. Сопоставление временных диаграмм напряжений и токов трехфазно-однофазных НПЧЕМ с мостовыми и нулевыми схемами преобразования, рассчитанных в системе схемотехнического моделирования по электрическим и эквивалентным схемам, показывает высокую сходимость результатов расчетов.

4. Целесообразна разработка эквивалентных схем многофазно-трехфазных электромашинно-вентильных преобразователей частоты и их применение в математических моделях электромеханических систем с бесконтактными машинами двойного питания.

Список литературы: 1. Брускин Д.Э. Генераторы, возбуждаемые переменным током. – М.: Высшая школа, 1974. – 128 с. 2. Ramakumar R. Wind electrical conversion utilizing field modulated generator systems // Solar Energy. Vol. 20. – 1978. – № 2. – P. 109-117. 3. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. – М.: Энергия, 1979. – 200 с. 4. Бертинов А. И., Ми-

зюрин С. Р., Бочаров В. В. и др. Перспективы развития автономных систем генерирования переменного тока стабильной частоты // *Электричество*. – 1988. – № 10.

5. Павловский М.А., Галиновский А.М., Николаенко М.Г. и др. Тенденции развития автономной энергосберегающей энергетики и устройств связи энергосистем // *Регіональний Європейський форум ВЕР "Київ.-2000"*. Ринкові перетворення в енергетиці. Перспективи на початок III-го тисячоліття. – Київ. – 2000. – С. 116-119.

6. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Цюрила М.А. и др. Исследование моделей трехфазно-однофазных и трехфазно-трехфазных возбудителей бесконтактных машин двойного питания // *Гидроэнергетика Украины*. – 2006. – № 4. – С. 36-43.

7. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Шуляк А.А. и др. Основные соотношения, эквивалентные схемы, параметры и характеристики трехфазного мостового выпрямителя бесконтактной синхронной машины // *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, 2006.

8. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями (системы импульсно-фазового управления). – М.: Энергия, 1975. – 264 с.

9. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. – М., 1977.

10. Беркович Е. И., Ковалев В. Н., Ковалев Ф. И. и др. Полупроводниковые выпрямители. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.

11. А.с. СССР № 1104639. Способ управления тиристорным преобразователем частоты / *Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Працюк В.В.* – Оpubл. в БИ, № 27, 1984.

12. А.с. СССР № 1339821. Способ комбинированного управления тиристорным преобразователем частоты / *Галиновский А.М., Дубчак Е.М.* – Оpubл. в БИ, № 35, 1987.

13. Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. – Л.: Наука, 1988. – 322 с.

14. Федотов А.И. Дискретный операторный метод расчета переходных процессов в электрических цепях с выпрямительной нагрузкой // *Электротехника*. – 1999. – № 3.

15. Галиновский А.М., Ленская Е.А. Многофазные синхронные возбудители в бесконтактных системах возбуждения синхронных машин // *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. – 2003. – № 1. – С. 98-105.

16. Галиновский А.М., Ленская Е.А. Метод расчета электромашинно-вентильных преобразователей с естественной коммутацией в переходных режимах // *Технічна електродинаміка*. – 2003. – № 5. – С. 29-33.

17. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя // *Технічна електродинаміка*. – 2005. – № 4. – С. 43-50.

18. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Исследование моделей электромашинно-вентильных преобразователей с ограниченным числом полностью управляемых вентилей // *Электротехника і електромеханіка*. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – № 5. – С. 22-29.

19. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 368 с.

20. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – В 2-х т. Том 1: Учебник для вузов. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 652 с.

Поступила в редколлегию 23.08.2008