

УДК 621.314.2

**МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДЕЙСТВУЮЩИХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКОВ
В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ
ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ**

ЕРЫКАЛИНА Т.Н.

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,
ул. Кузнечная, 1, Одесса, 65029, Украина
kafedra.tec@onat.edu.ua*

**МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ДІЮЧИХ ЗНАЧЕНЬ СТРУМІВ
В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ
ІНВЕРТУВАЛЬНОГО ТИПУ З ГРАНИЧНИМ РЕЖИМОМ
ФУНКЦІОНУВАННЯ**

ЄРИКАЛІНА Т.М.

*Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
вул. Кузнечна, 1, Одеса, 65029, Україна
kafedra.tec@onat.edu.ua*

**MATHEMATICAL MODELS OF ACTIVE CURRENT VALUES
IN DC-DC CONVERTER OF THE BACK-BOOST TYPE WITH
THE BOUNDARY MODE OPERATION**

YERYKALINA T.N.

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications
Kuznechna st., 1, Odessa, 65029, Ukraine
kafedra.tec@onat.edu.ua*

Аннотация. Выполнен анализ действующих значений токов импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования. Представлены результаты анализа и получены математические модели действующих значений токов импульсных преобразователей инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения. Предложены алгоритмы и результаты моделирования действующих токов импульсных преобразователей инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, граничный режим функционирования, математическая модель, режим слежения, режим стабилизации, действующие значения токов.

Анотація. Виконано аналіз діючих значень струмів імпульсних перетворювачів постійної напруги інвертувального типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування. Надані результати аналізу й отримані математичні моделі діючих значень струмів імпульсних перетворювачів інвертувального типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування для режимів стабілізації і стеження. Запропоновано алгоритми та результати моделювання діючих струмів імпульсних перетворювачів інвертувального типу з граничним режимом функціонування.

Ключові слова: імпульсний перетворювач напруги, граничний режим функціонування, математична модель, режим стеження, режим стабілізації, діючі значення струмів.

Abstract. The analysis of active values of currents of impulse converters of a constant voltage of inverting type with autotransformer and transformer inclusion of a throttle with a boundary mode of functioning is carried out. The results of the analysis are presented and mathematical models of the active values of the currents of impulse converters of inverting type with autotransformer and transformer switching of the throttle with the boundary mode of operation

for the stabilization and tracking modes are obtained. Algorithms and results of simulation of active currents of impulse converters of inverting type with a boundary mode of functioning are proposed.

Key words: Pulsed voltage converter, the boundary mode of operation mathematical model, tracking mode, the stabilization mode, active currents.

В современных системах электропитания радиотехнических устройств и телекоммуникационного оборудования широко применяются преобразователи постоянного напряжения (ППН), обеспечивая работу технологического оборудования на предприятиях связи, объектах энергетики, в системах сигнализации и т.д.

Использование импульсного принципа преобразования и регулирования электрической энергии обеспечивает повышение эффективности и надёжности, снижение веса и габаритов ППН [1–3].

Автоматизированное моделирование, исследование и проектирование ППН играет важную роль при выборе оптимальных вариантов схмотехнической реализации, параметрической оптимизации. Широкое использование автоматизированного моделирования для исследования и проектирования ППН предполагает наличие математических моделей, адекватно описывающих протекающие процессы в элементах и цепях ППН.

В общем случае в зависимости от решаемых задач, условий эксплуатации – требований, предъявляемых к ППН возможно функционирование силовой части: с ШИМ – регулированием и с граничным и использование различного исполнения накопительных дросселей сглаживающих фильтров (однообмоточное, автотрансформаторное и трансформаторное).

В работах [4, ...,13] большое внимание уделено математическим моделям и анализу электрических и энергетических процессов ППН инвертирующего типа с ШИМ-регулированием. При этом известные математические модели с ШИМ-регулированием требуют, как правило, дополнительные промежуточные расчёта, что не удобно в инженерной практике, усложняет алгоритмы программы расчёта. Математические модели действующих значений токов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным для режимов функционирования, режимов слежения и стабилизации удобные для использования в инженерной практике отсутствуют.

Цель статьи – разработка математических моделей действующих значений токов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселей с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения.

Основные типы рассматриваемых схем импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа показаны на рис. 1.

В общем случае, силовые каналы (СК) импульсных преобразователей инвертирующего типа могут быть выполнены с различным исполнением накопительных дросселей сглаживающих фильтров: с однообмоточным (рис. 1, а), с автотрансформаторным (рис.1, б, в) и трансформаторным (рис. 1, г). Такое исполнение дросселя позволяет или уменьшить (рис. 1, б, г), или увеличить (рис. 1, в) напряжение на силовом управляемом ключе $S1$ по сравнению с простейшими типами силовых каналов с однообмоточным дросселем (рис. 1, а).

При выполнении анализа импульсных преобразователей были приняты следующие допущения: силовые коммутирующие элементы (транзисторы, диоды) являются идеальными ключами, время их переключения равно нулю; активные сопротивления обмоток дросселей и внутреннее сопротивление источника электропитания равны нулю; выходное напряжение U_H и ток I_H нагрузки – постоянны; индуктивности обмоток дросселя и ёмкость фильтра линейны; между обмотками дросселя преобразователя обеспечивается 100% магнитная связь, индуктивности рассеяния дросселей равны нулю.

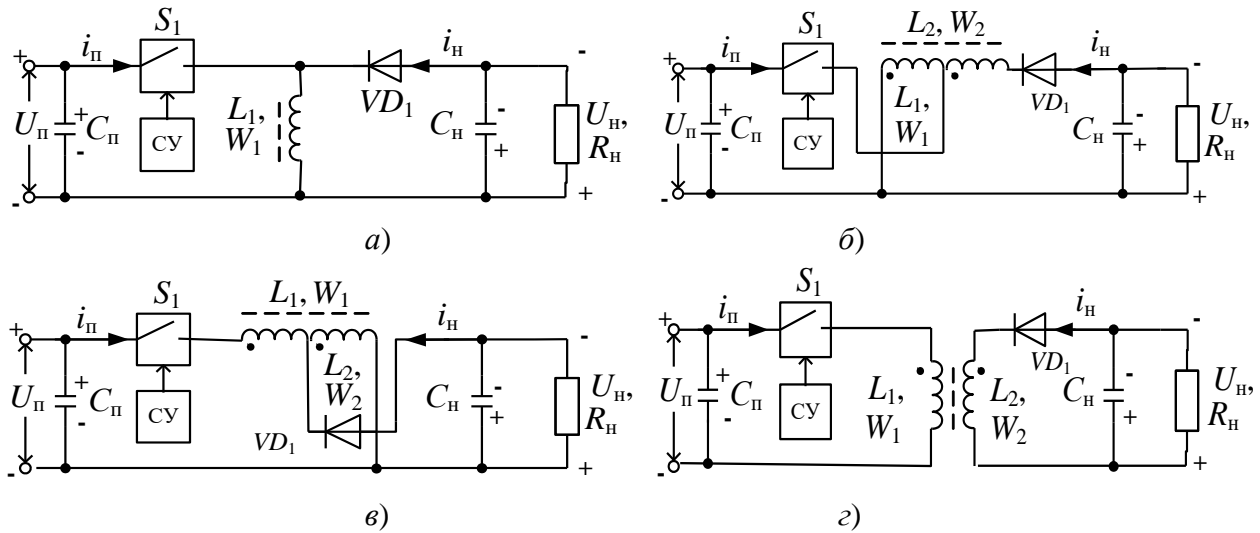


Рисунок 1 – Импульсные преобразователи инвертирующего типа с различным исполнением дросселя: однообмоточным при $n_{21}=1$ (а), автотрансформаторным при $n_{21} > 1$ (б); $n_{21} < 1$ (в) трансформаторным $n_{21} \geq 1, n_{21} < 1$ (з)

Таблица 1 – Уравнения токов и напряжений

№ соот.	Элемент	Интервал периода	
		$0 < t \leq t_h$	$t_h < t \leq T$
(1)	$u_L(t)$	$U_{Lh} = U_{\pi}$	$U_{Lb} = U_H$
(2)	$i_{W1}(t)$	$I_{m1}t/t_h$	0
(3)	$i_{W2}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_h - t)/t_b]$
(4)	$i_L(t)$	$i_{Lh} = I_{m1}t/t_h$	$i_{Lb} = I_{m2} [1 + (t_h - t)/t_b]$
(5)	$i_{S1}(t)$	$n_{21} [I_{m1}t/t_h]$	0
(6)	$i_{VD1}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_h - t)/t_b]$
(7)	$i_{\pi}(t)$	$n_{21} [I_{m1}t/t_h]$	0
(8)	$i_H(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_h - t)/t_b]$
(9)	$u_{W1}(t)$	U_{π}	$-U_H/n_{21}$
(10)	$u_{W2}(t)$	$U_{\pi}n_{21}$	$-U_H$
(11)	$u_{W12}(t)$	U_{π} при $n_{21} \geq 1$ $U_{\pi}n_{21}$ при $n_{21} < 1$	$-U_H/n_{21}$ при $n_{21} \geq 1$ $-U_H$ при $n_{21} < 1$

Для преобразователей с рассматриваемыми вариантами исполнения ППН (рис. 1) мгновенные значения токов и напряжений в элементах и цепях ППН даны в табл. 1: $i_L(t)$ и $u_L(t)$ – токи и напряжения дросселей выходных сглаживающих фильтров: $i_{Lh}(t), i_{Lb}(t)$ и $u_{Lh}(t)$,

$u_{LБ}(t)$ – токи и напряжения силового дросселя на интервалах времени t_H накопления и t_B возврата соответственно; $i_n(t)$, $i_h(t)$ – токи во входных и выходных цепях ППН; I_{m1} , I_{m2} – размахи пульсаций токов; $i_{w1}(t)$, $i_{w2}(t)$ – мгновенные значения токов; $u_{w1}(t)$, $u_{w2}(t)$, $u_{w12}(t)$ – мгновенные значения напряжений соответственно обмоток первичной с числом витков W_1 , вторичной – с числом витков W_2 и в общих витках обмоток W_1 и W_2 (в обмотке W_{12}) силовых дросселей.

Индуктивность дросселя L_2 обмотки с числом витков W_2 связана с индуктивностью L_1 обмотки с числом витков W_1 соотношением

$$L_2 = L_1 n_{21}^2; \quad n_{21} = W_2 / W_1. \quad (1)$$

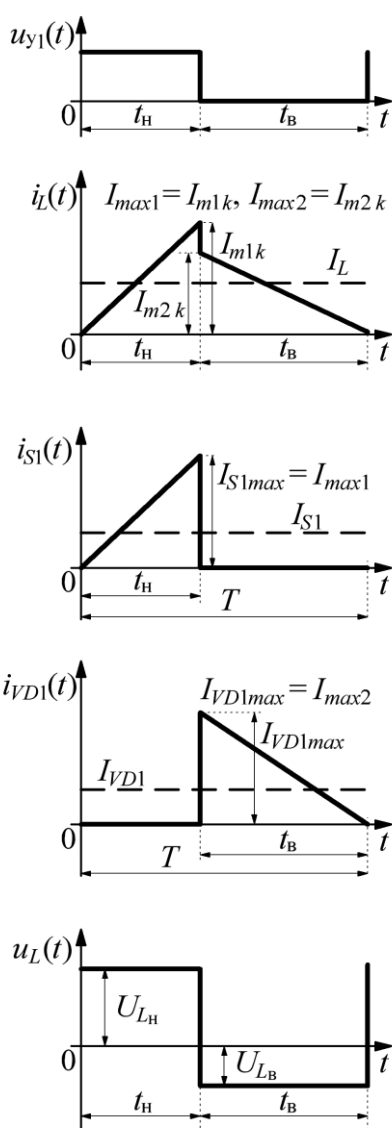


Рисунок 2 – Временные диаграммы напряжения управления СК $u_y(t)$, токов дросселя $i_L(t)$, ключа $S1$ $i_{S1}(t)$, диода $VD1$ $i_{VD1}(t)$, напряжения дросселя $u_L(t)$

В течение интервала времени $0 \leq t \leq t_H$, равного t_H – рис. 2 ($t_H = t_H$), силовой коммутирующий ключ $S1$ открыт (находится в замкнутом проводящем состоянии). Ко входу силового дросселя преобразователя, к его первичной обмотке с индуктивностью L_1 и числом витков, равным W_1 , в течение интервала времени $0 \leq t \leq t_H$ приложено напряжение $U_{Lн}$ (ключ $S1$ – идеален, падение напряжения на нем равно нулю). Это обеспечивает накопление электрической энергии в индуктивности L_1 обмотки W_1 дросселя выходного сглаживающего фильтра [14]. Для коэффициента накопления имеем

$$\kappa_H = \kappa_3 = t_H / T, \quad 0 \leq \kappa_H < 1, \quad (2)$$

где период электрических процессов в дросселе выходного сглаживающего фильтра $T = T_{cy}$, $\kappa_H(t) = \kappa_3(t)$.

Для преобразователей инвертирующего типа размах пульсаций тока I_{m1} в первичной обмотке с числом витков W_1 дросселя L_1 определяется в виде [14]:

– для режима слежения:

$$I_{m1} = U_H \kappa_H T / L_1; \quad (3)$$

– для режима стабилизации:

$$I_{m1} = U_H T U_H / L_1 (U_H n_{21} + U_H). \quad (4)$$

Действующие токи управляемого ключа $S1$ (транзистора) и обмотки W_1 силового дросселя определяются с учётом соотношения (5) табл.1 как

$$I_{S1д} = I_{W1д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{S1}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_H} \left(I_{m1} \frac{t}{t_H} \right)^2 dt} = I_{m1} \sqrt{\frac{\kappa_H}{3}}. \quad (16)$$

Используя (5), для рассматриваемых типов силовых каналов действующие значения токов $I_{S1д}$, $I_{W1д}$ для режимов слежения с учётом (3) и для режима стабилизации с учётом (4), получим

$$I_{S1д} = I_{W1д} = \begin{cases} [U_{п} T \sqrt{\kappa_{н}^3 / 3}] / L_1 & - \text{ для режима слежения,} \\ U_{п} T \sqrt{U_{н}^3 / 3 (U_{п} n_{21} + U_{н})^3} / L_1 & - \text{ для режима стабилизации.} \end{cases} \quad (5)$$

Действующие токи $I_{S2д}$ блокирующего диода (неуправляемого ключа $S2$) и $I_{W2д}$ обмотки W_2 , определим в виде

$$I_{S2д} = I_{W2д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_h}^{t_h+t_b} \left[I_{m2} \left(1 + \frac{t_h - t}{t_b} \right) \right]^2 dt} = I_{m1} \sqrt{(1 - \kappa_{н}) / 3} / n_{21}. \quad (6)$$

Соотношение (7) позволяет определить действующие значения токов $I_{S2д}$ и $I_{W2д}$ для режимов слежения с учётом (3) и для режима стабилизации с учётом (4):

$$I_{S2д} = I_{W2д} = \begin{cases} \left[U_{п} \kappa_{н} T \sqrt{(1 - \kappa_{н}) / 3} \right] / L_1 n_{21} & - \text{ для режима слежения,} \\ \frac{U_{п} T}{L_1} \sqrt{\frac{U_{п}^3}{3 n_{21} (U_{п} n_{21} + U_{н})^3}} & - \text{ для режима стабилизации.} \end{cases} \quad (7)$$

Действующее значение тока $I_{W12д}$ обмотки W_{12} силового дросселя определим как

$$I_{W12д} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_h} i_{LH}^2(t) dt + 1/T \int_{t_h}^{t_h+t_b} i_{LB}^2(t) dt} = \frac{I_{m1}}{n_{21}} \sqrt{\frac{(n_{21}^2 \kappa_{н} + 1 - \kappa_{н})}{3}}. \quad (8)$$

Используя (3), получим для режима слежения действующие значения токов в обмотке W_{12} силового дросселя, используя (4) – для режима стабилизации:

$$I_{W12д} = \begin{cases} \left[U_{п} \kappa_{н} T \sqrt{(\kappa_{н} n_{21}^2 + 1 - \kappa_{н}) / 3} \right] / L_1 n_{21} & - \text{ для режима слежения,} \\ \left[T U_{п} U_{н} / L_1 \right] \sqrt{(U_{н} n_{21} + U_{п}) / \left[3 n_{21} (U_{п} n_{21} + U_{н})^3 \right]} & - \text{ для режима стабилизации.} \end{cases} \quad (9)$$

Действующее значение тока, потребляемого от ИПЭ, определяется с учетом (4) табл.1 выражением

$$I_{пд} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{п}^2(t) dt} = I_{m1} \sqrt{\kappa_{н} / 3} \quad (10)$$

Действующие значения токов $I_{пд}$, потребляемых от источника первичного электропитания получим, используя (11), с учётом (3) для режима слежения, с учётом (11) для режима стабилизации:

$$I_{пд} = \begin{cases} U_{п} T \sqrt{\kappa_{н}^3 / 3} / L_1 & - \text{ для режима слежения,} \\ U_{п} T \sqrt{U_{н}^3 / 3 (U_{п} n_{21} + U_{н})^3} / L_1 & - \text{ для режима стабилизации.} \end{cases} \quad (12)$$

Действующее значение выходного тока преобразователя определяется с учётом соотношения (4) табл. 1 как

$$I_{нд} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{н}^2(t) dt} = I_{m1} \sqrt{(1 - \kappa_{н}) / 3} / n_{21}. \quad (13)$$

Используя (13), получим действующее значение тока $I_{нд}$ в цепях нагрузки, с учётом (3) для режима слежения, с учётом (4) для режима стабилизации:

$$I_{нд} = \begin{cases} U_{пкн} T \sqrt{(1-k_n)/3} / L_1 n_{21} & - \text{ для режима слежения,} \\ U_{п} T U_{н} \sqrt{U_{п} / 3 (U_{н} + U_{п} n_{21})^3 n_{21}} / L_1 & - \text{ для режима стабилизации.} \end{cases} \quad (14)$$

Результаты анализа действующих значений токов импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с однообмоточным, автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования дадим в виде табл. 2 и 3.

Таблица 2 – Математические модели действующих значений токов ППН

Наименование и обозначение параметра	Режим стабилизации	Режим слежения
Действующие значения токов обмотки $W_1, I_{W1д}$ и ключа $S1 I_{S1д}$	$\frac{U_{п} T}{L_1} \sqrt{\frac{U_{н}^3}{3(U_{п} n_{21} + U_{н})^3}} \quad (2.1)$	$\frac{U_{п} T}{L_1} \sqrt{\frac{k_n^3}{3}} \quad (2.2)$
Действующие значения токов обмотки $W_2 I_{W2д}$ и ключа $S2 I_{S2д}$	$\frac{U_{п} T}{L_1} \sqrt{\frac{U_{п}^3}{3n_{21}(U_{п} n_{21} + U_{н})^3}} \quad (2.3)$	$\frac{U_{пкн} T}{n_{21} L_1} \sqrt{\frac{(1-k_n)}{3}} \quad (2.4)$
Действующее значение тока обмотки $I_{W12д}$ W_{12}	$\frac{T U_{п} U_{н}}{L_1} \sqrt{\frac{U_{н} n_{21} + U_{п}}{3n_{21}(U_{п} n_{21} + U_{н})^3}} \quad (2.5)$	$\frac{U_{пкн} T \sqrt{(k_n n_{21}^2 + 1 - k_n) / 3}}{L_1 n_{21}} \quad (2.6)$
Действующие значения токов потребления $I_{пд}$	$\frac{U_{п} T \sqrt{U_{н}^3 / 3 (U_{п} n_{21} + U_{н})^3}}{L_1} \quad (2.7)$	$\frac{U_{п} T \sqrt{k_n^3 / 3}}{L_1} \quad (2.8)$
Действующие значения токов нагрузки $I_{нд}$	$\frac{U_{п} T U_{н} \sqrt{U_{п} / 3 (U_{н} + U_{п} n_{21})^3 n_{21}}}{L_1} \quad (2.9)$	$\frac{U_{пкн} T \sqrt{(1-k_n) / 3}}{L_1 n_{21}} \quad (2.10)$

Математические модели табл. 2 действующих значений токов импульсных преобразователей позволяют, исключая какие-либо промежуточные расчёты, по известным исходным данным определять действующих значений токов для режимов слежения и стабилизации. Это делает их удобными для использования в инженерной практике.

Математические модели действующих значений токов ППН инвертирующего типа (рис. 1), представленные в табл. 3, являются менее громоздкими по сравнению с математическими моделями табл. 2 и подходят как для режима слежения, так и для режима стабилизации. Однако их использование требует дополнительных промежуточных расчётов $k_n, I_{н}$ для режимов слежения и стабилизации. Математические модели табл. 3 эффективно использовать при автоматизированном исследовании и моделировании с использованием ЭВМ.

Полученные математические модели действующих значений токов (табл. 2, табл. 3) импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения позволяют разрабатывать отдельные функционально законченные (по решаемым задачам) блоки и на их основе строить программные модули для решения широкого круга задач для исследования и проектирования импульсных преобразователей постоянного напряжения.

На рис. 3 приведён алгоритм программы для расчёта действующих значений токов

элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа по полученным математическим моделям.

Таблица 3 – Математические модели действующих значений токов

Параметр	Режим	
	Стабилизации	Слежения
$I_{W1д} = I_{S1д}$	$I_{m1} \sqrt{\kappa_H / 3}$	(3.1)
$I_{W2д} = I_{S2д}$	$I_{m1} \sqrt{(1 - \kappa_H) / 3} / n_{21}$	(3.2)
$I_{W12д}$	$\frac{I_{m1}}{n_{21}} \sqrt{\frac{(n_{21}^2 \kappa_H + 1 - \kappa_H)}{3}}$	(3.3)
$I_{нд}$	$I_{m1} \sqrt{\kappa_H / 3}$	(3.4)
$I_{нд}$	$I_{m1} \sqrt{(1 - \kappa_H) / 3} / n_{21}$	(3.5)

В блоке 2 («Исходные данные» – рис. 3) задаются исходные данные: напряжение U_H нагрузки и ток I_H нагрузки преобразователя; коэффициент накопления κ_H (или напряжение U_H); коэффициент трансформации n_{21} ; индуктивность L_1 ; количество интервалов $M_{\bar{U}_H}$, $M_{n_{21}}$, M_j , M_k на которые разбиваются соответственно диапазоны изменения: относительного напряжения питания $\bar{U}_H = U_H / U_{\text{пном}}$ ($\bar{U}_{\text{пмин}} \leq \bar{U}_H < \bar{U}_{\text{пmax}}$); коэффициента трансформации n_{21} ($n_{21\text{min}} \leq n_{21} < n_{21\text{max}}$); относительной частоты \bar{f} ($\bar{f}_{\text{min}} \leq \bar{f} < \bar{f}_{\text{max}}$); коэффициента накопления κ_H ($\kappa_{H\text{min}} \leq \kappa_H < \kappa_{H\text{max}}$); минимальное $\bar{U}_{\text{пмин}} = U_H / U_{\text{пмин}}$, максимальное $\bar{U}_{\text{пmax}} = U_H / U_{\text{пmax}}$ и фиксированное значение \bar{U}_H (при $\bar{U}_H = \text{const}$) относительного напряжения питания; минимальное $n_{21\text{min}}$, максимальное $n_{21\text{max}}$ и фиксированное значение n_{21} (при $n_{21} = \text{const}$) коэффициента трансформации; минимальное \bar{f}_{min} , максимальное \bar{f}_{max} и фиксированное значение \bar{f} (при $\bar{f} = \text{const}$) относительной частоты преобразования; минимальное $\kappa_{H\text{min}}$, максимальное $\kappa_{H\text{max}}$ и фиксированное значение κ_H (при $\kappa_H = \text{const}$) коэффициента накопления; режимы: слежение и стабилизация; тип исследования: 1) $I_{S1д}$, 2) $I_{S2д}$, 3) $I_{W1д}$, 4) $I_{W2д}$, 5) $I_{W12д}$, 6) $I_{нд}$, 7) $I_{нд}$.

В блоке 3 (Расчет базовых параметров – рис. 3) с использованием расчётных соотношений табл. 4 рассчитываются базовые параметры преобразователей модульной структуры.

В табл. 4 представлены основные базовые параметры силового канала СК: коэффициент накопления κ_H , напряжение нагрузки U_H , относительное напряжение нагрузки \bar{U}_H , граничное значение индуктивности $L_{1гр}$, период преобразования T , сопротивление нагрузки R_H , коэффициент возврата κ_B , частота преобразования $f = 1/T$, длительность интервала времени накопления t_H в обмотке с числом витков W_1 , длительность интервала времени возврата t_B в обмотке с числом витков W_2 , размах I_{m1} пульсации тока первичной обмотки, размах I_{m2} пульсации тока вторичной обмотки, среднее значение тока нагрузки I_H , среднее значение тока потребления I_H .

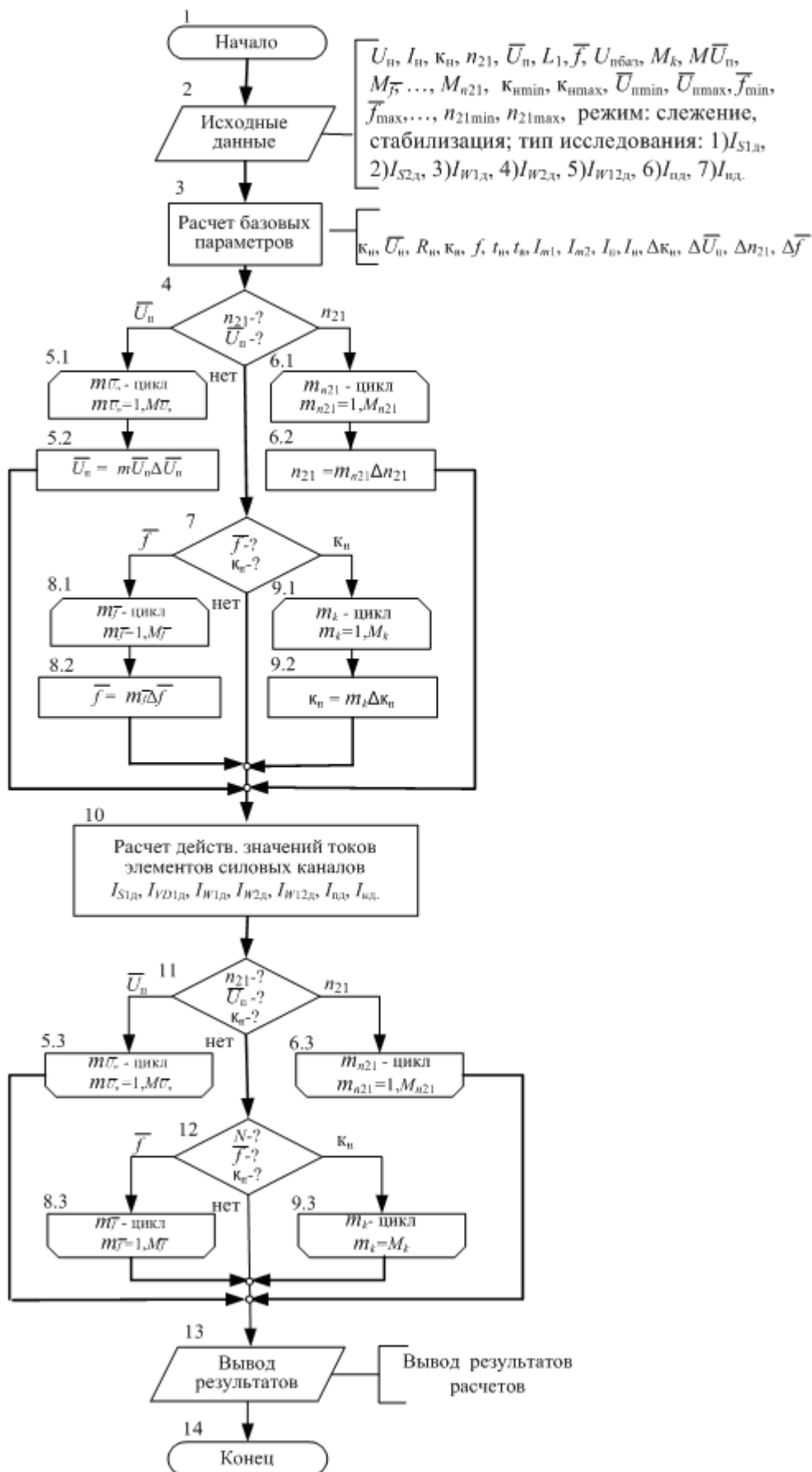


Рисунок 3 – Алгоритм расчёта действующих значений токов ППН

Таблица 4 – Расчётные соотношения базовых параметров электрических процессов СК

Параметр	Режим	
	стабилизации	слежения
κ_H	$U_H / (U_H + U_{II} n_{21})$ (4.1)	κ_H (4.2)
U_H	U_H (4.3)	$U_{II} \kappa_H n_{21} / (1 - \kappa_H)$ (4.4)
\bar{U}_H	U_H / U_{II} (4.5)	
$L_{1гр}$	$R_H T (1 - \kappa_H)^2 / 2n_{21}^2$ (4.6)	
f	$R_H (1 - \kappa_H)^2 / 2L_1 n_{21}^2$ (4.7)	
T	$2L_1 n_{21}^2 / R_H (1 - \kappa_H)^2$ (4.8)	
R_H	$2L_1 n_{21}^2 / T (1 - \kappa_H)^2$ (4.9)	
κ_B	$1 - \kappa_H$ (4.10)	
t_H	$\kappa_H T$ (4.11)	
t_B	$\kappa_B T$ (4.12)	
I_{m1}	$U_{II} \kappa_H T / L_1$ (4.13)	
I_{m2}	I_{m1} / n_{21} (4.14)	
$I_H = I_{\Sigma} = I_{W2}$	$(1 - \kappa_H) I_{m1} / 2n_{21}$ (4.15)	
$I_{II} = I_{SI} = I_{W1}$	$I_{m1} \kappa_H / 2$ (4.16)	

Действующие значения токов импульсных ППН являются функциями: $F(\bar{U}_{II}), F(n_{21}), F(\bar{f}), F(\kappa_H)$, зависящими соответственно от $\bar{U}_{II}, n_{21}, \bar{f}, \kappa_H$.

Точность расчёта этих функций зависит от величин интервалов соответственно

$$\Delta \bar{U}_{II} = (\bar{U}_{II \max} - \bar{U}_{II \min}) / M_{\bar{U}_{II}}, \quad \Delta n_{21} = (n_{21 \max} - n_{21 \min}) / Mn_{21}, \quad \Delta \bar{f} = (\bar{f}_{\max} - \bar{f}_{\min}) / M_f, \\ \Delta \kappa_H = (\kappa_{H \max} - \kappa_{H \min}) / M_k.$$

Видим, что значения чисел $M_{\bar{U}_{II}}, Mn_{21}, M_f, M_k$ определяют величины интервалов (шагов) соответственно $\Delta \bar{U}_{II}, \Delta n_{21}, \Delta \bar{f}, \Delta \kappa_H$ при организации циклов $m_{U_{II}}, mn_{21}, m_f, m_k$.

В блоках 4 и 7 (рис. 3) производится выбор одного из следующих циклов:

– в блоках 5.1 (начало $m_{\bar{U}_{II}}$ – цикла) и 5.3 (конец $m_{U_{II}}$ – цикла) организуется $m_{U_{II}}$ -цикл: $m_{U_{II}} = 1, 2, \dots, M_{U_{II}}$. Текущее значение относительного напряжения питания \bar{U}_{II} определяется в блоке 5.2 дискретно с шагом $\Delta U_{II} = (\bar{U}_{II \max} - \bar{U}_{II \min}) / M_{U_{II}}$ от $(\bar{U}_{II \min} + \Delta \bar{U}_{II})$ до $\bar{U}_{II \max}$;

– в блоках 6.1 (начало mn_{21} -цикла) и 6.3 (конец mn_{21} -цикла) организуется mn_{21} -цикл: $n_{21} = 1, 2, \dots, Mn_{21}$. Текущее значение коэффициента трансформации n_{21} определяется в блоке 6.2 дискретно с шагом $\Delta n_{21} = (n_{21 \max} - n_{21 \min}) / Mn_{21}$ от $(n_{21 \min} + \Delta n_{21})$ до $n_{21 \max}$;

– в блоках 8.1 (начало m_f -цикла) и 8.2 (конец m_f -цикла) организуется m_f -цикл: $m_f = 1, 2, \dots, M_f$. Текущее значение относительной частоты \bar{f} определяется в блоке 8.3 дискретно с шагом $\Delta\bar{f} = (\bar{f}_{\max} - \bar{f}_{\min}) / M_f$ от $(\bar{f}_{\min} + \Delta\bar{f})$ до \bar{f}_{\max} ;

– в блоках 9.1 (начало m_k -цикла) и 9.3 (конец m_k -цикла) организуется m_k -цикл: $m_k = 1, 2, \dots, M_k$. Текущее значение коэффициента накопления k_n определяется в блоке 9.2 дискретно с шагом $\Delta k_n = (k_{n\max} - k_{n\min}) / M_k$ от $(k_{n\min} + \Delta k_n)$ до $k_{n\max}$.

В блоке 10 выполняется расчёт действующих значений токов элементов силового канала СК: $I_{W1д}$ обмотки W1 и $I_{S1д}$ ключа S1 – соотн. (3.1), $I_{W2д}$ обмотки W2 и $I_{S2д}$ ключа S2 – соотн. (3.2), $I_{W12д}$ обмотки W12 – соотн. (3.3), $I_{нд}$ потребляемого от ИПЭ – соотн. (3.4), $I_{нд}$ выходного тока – соотн. (3.5).

На рис. 4, 5 с использованием математических моделей табл. 1, ..., 4 и алгоритма рис. 3 даны в качестве иллюстрации результаты моделирования на ЭВМ зависимостей действующих значений токов $I_{S1д}$ управляемого ключа S1 и $I_{S2д}$ – неуправляемого ключа S2 в зависимости от коэффициента накопления k_n (рис. 4, а), от относительного напряжения питания \bar{U}_n (рис. 4, б) и от коэффициента трансформации $I_{S2д} n_{21}$ (рис. 5).

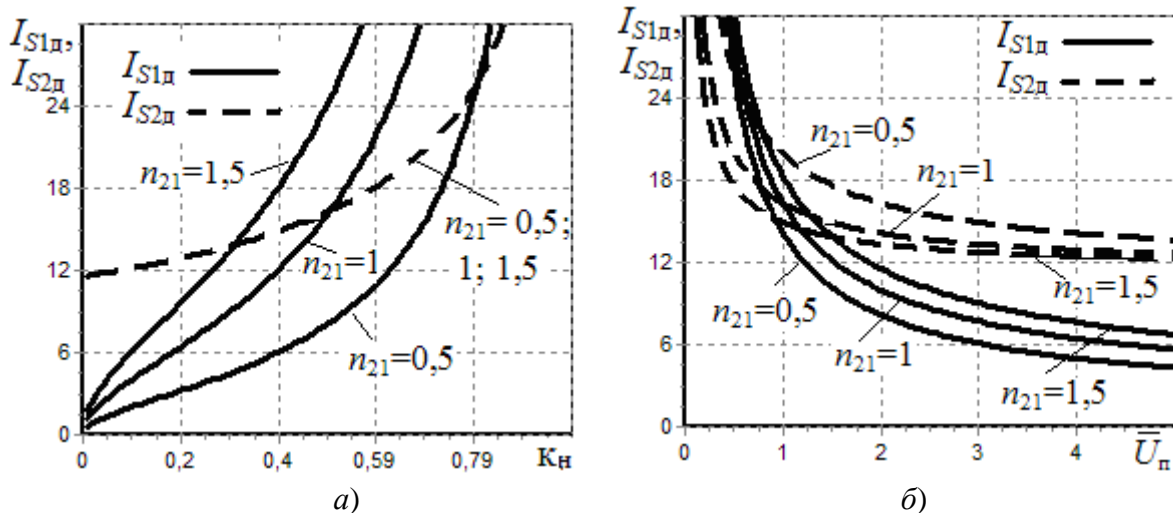


Рисунок 4 – Зависимости действующих значений токов ключей S1 и S2 от k_n (а) и от \bar{U}_n (б) при различных значениях n_{21}

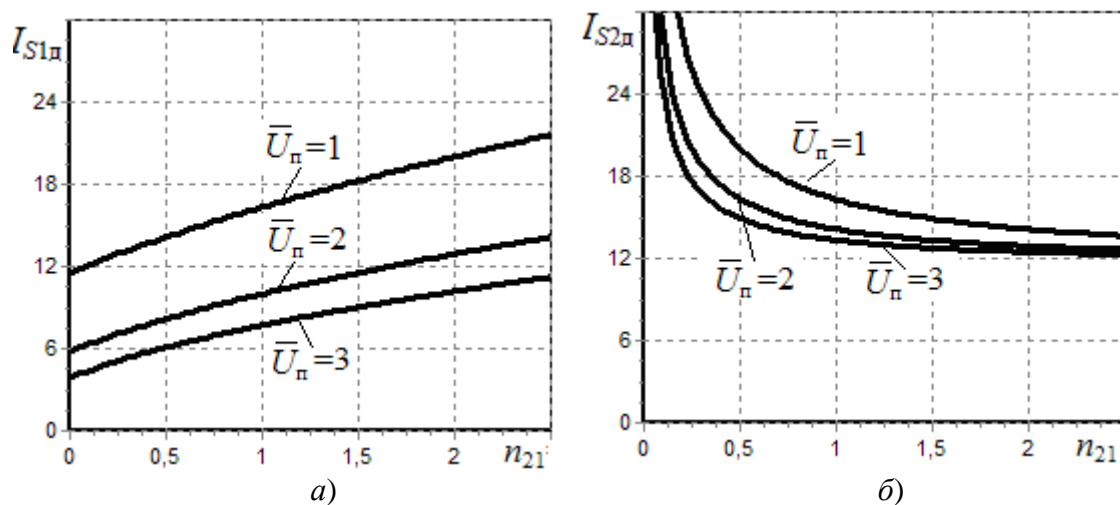


Рисунок 5 – Зависимости действующих значений токов ключей S1 (а) и S2 (б) от n_{21} при различных значениях относительного напряжения питания \bar{U}_n

ВЫВОДЫ

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1 Получены математические модели действующих значений токов импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения удобные для использования в инженерной практике.

2 С использованием предложенных математических моделей предложен алгоритм для моделирования действующих значений токов преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования для режимов слежения и стабилизации.

3 Математические модели и алгоритм позволяют моделировать действующие значения токов в преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования, исследовать и устанавливать влияние параметров элементов на характер изменения действующих значений токов.

4 Предложенные математические модели и алгоритм моделирования действующих значений токов являются основой для решения задач исследования и проектирования импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бушуев В.М. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций / [В.М. Бушуев, В.А. Деминский, В.Ф. Захаров, Ю.Д. Козляев, М.Ф. Колканов]. – М: Горячая линия – Телеком, 2011. – 384 с.
2. Букреев С.С. Силовые электронные устройства: Введение в автоматизированное проектирование / Букреев С.С. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с., ил.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В.И. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
4. Кадацкий А.Ф. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования/ А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу // Электричество. – 2005. – № 3. – С. 43–54.
5. Кадацкий А.Ф. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 1. – С. 11 – 17.
6. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / Моин В.С. – М. Энергоатомиздат, 1986.– 367 с.
7. Гельман М.В. Преобразовательная техника / Гельман М.В. , Дудкин М.М. , Преображенский К.А. – Челябинск: ЮУрГУ, 2009.– 416 с.
8. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению; пер. с англ. / Мэк Р. – М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. – 272 с.
9. Кобзев А.В. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / [А.В. Кобзев, Ю.М. Лебедев, Г.Я. Михайличенко, В.Д. Семенов, И.Б. Сидонский, А.В. Тараскин]. – М.: Энергоатомиздат, – 1986 – 152 с.
10. Bill Alexander. New Topology Cuts Size, Improves Performance Of PV Inverters. Inverters content from Power Electronics / Alexander Bill // [Электронный ресурс] – Режим доступа к ресурсу: <http://powerelectronics.com/inverters/new-topology-cuts-size-improves-performance-pv-inverters>.
11. Jin Nan. Analysis and Control of Buck-Boost Chopper Type AC Voltage Regulator / Jin Nan, Tang Houjun, Liu Wei1, Ye Peng-sheng // Proceed. of IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC 2009). – China, Wuhan. – 2009. – P. 1019 – 1023.
12. Obuhov Aleksey. Buck-boost AC-AC voltage controllers / Obuhov Aleksey, Otchenash Vladimir, Zinoviev Gennady // Proceed. of 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC 2000). – Slovak Republic, Košice. – 2000. – P. 194 – 197.
13. Xin Geng. Direct Buck-type AC-AC Converters using VSC Method / Xin Geng, Hou-Jun Tang, Nan Jin, Jian-Yu Lan // Przegląd Elektrotechniczny. – 2013. – N 01b. – P. 257 – 261.
14. Кадацкий А.Ф. Математические модели параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу, Т.Н. Ерыкалина, А.С. Криль // Наукові праці ОНАЗ – 2016. – № 1. – С. 55 – 72.

REFERENCES

1. Bushuev V.M. Elektropitanie ustroystv i sistem telekommunikatsiy / [V.M. Bushuev, V.A. Deminskiy, V.F. Zaharov, Yu.D. Kozlyayev, M.F. Kolkanov]. – M.: Goryachaya liniya – Telekom, 2011. – 384 s.
2. Bukreev S.S. Silovyye elektronnyie ustroystva: Vvedenie v avtomatizirovannoe proektirovanie / Bukreev S.S. – M.: Radio i svyaz, 1982. – 256 s., il.
3. Meleshin V.I. Tranzistornaya preobrazovatel'naya tehnika / Meleshin V.I. – M.: Tehnosfera, 2005. – 632 s.
4. Kadatskiy A.F. Analiz elektricheskikh protsessov v impulsnykh preobrazovatelyah postoyannogo napryazheniya s shirotno-impulsnyim metodom regulirovaniya/ A.F. Kadatskiy, A.P. Rusu // Elektrichestvo. – 2005. – # 3. – S. 43–54.
5. Kadatskiy A.F. Deystvuyushchie znacheniya tokov elementov silovykh kanalov impulsnykh preobrazovatelykh postoyannogo napryazheniya s shirotno-impulsnyim metodom regulirovaniya / A.F. Kadatskiy, A.P. Rusu // NaukovI pratsI ONAZ Im. O.S. Popova. – 2005. – # 1. – S. 11 – 17.
6. Moin V.S. Stabilizirovannyye tranzistornyie preobrazovateli / Moin V.S. – M. Energoatomizdat, 1986.– 367 s.
7. Gelman M.V. Preobrazovatel'naya tehnika / Gelman M.V. , Dudkin M.M. , Preobrazhenskiy K.A. – Chelyabinsk: YuUrGU, 2009.– 416 s.
8. Mek R. Impulsnyie istochniki pitaniya. Teoreticheskie osnovyi proektirovaniya i rukovodstvo po prakticheskomu primeneniyu; per. s angl. / Mek R. – M. : Izdatelskiy dom «Dodeka-XXI», 2008. – 272 s.
9. Kobzev A.V. Stabilizatoryi peremennogo napryazheniya s vyisokochastotnyim shirotno-impulsnyim regulirovaniem / [A.V. Kobzev, Yu.M. Lebedev, G.Ya. Mihaylichenko, V.D. Semenov, I.B. Sidonskiy, A.V. Taraskin]. – M.: Energoatomizdat, – 1986 – 152 s.
10. Bill Alexander. New Topology Cuts Size, Improves Performance Of PV Inverters. Inverters content from Power Electronics / Alexander Bill // [Elektronnyiy resurs] – Rezhim dostupa k resursu: <http://powerelectronics.com/inverters/new-topology-cuts-size-improves-performance-pv-inverters>.
11. Jin Nan. Analysis and Control of Buck-Boost Chopper Type AC Voltage Regulator / Jin Nan, Tang Houjun, Liu Wei1, Ye Peng-sheng // Proceed. of IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2009). – China, Wuhan. – 2009. – P. 1019 – 1023.
12. Obuhov Aleksey. Buck-boost AC-AC voltage controllers / Obuhov Aleksey, Otchenash Vladimir, Zinoviev Gennady // Proceed. of 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC 2000). – Slovak Republic, Ko
13. Xin Geng. Direct Buck-type AC-AC Converters using VSCMethod / Xin Geng, Hou-Jun Tang, Nan Jin, Jian-Yu Lan //Przełąd Elektrotechniczny. – 2013. – N 01b. – P. 257 – 261.
14. Kadatskiy A.F. Matematicheskie modeli parametrov elektricheskikh protsessov v impulsnykh preobrazovatelyah postoyannogo napryazheniya invertiruyushchego tipa s granichnyim rezhimom funktsionirovaniya / A.F. Kadatskiy, A.P. Rusu, T.N. Eryikalina, A.S. Kril // NaukovI pratsI ONAZ – 2016. – # 1. – S. 55 – 72.