

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Кадацкий А.Ф., Русу А.П., Ерыкалина Т.Н., Криль А.С.

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

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ІНВЕРТУЮЧОГО ТИПУ З ГРАНИЧНИМ РЕЖИМОМ ФУНКЦІОНУВАННЯ

Кадацький А.Ф., Русу О.П., Єрикаліна Т.М., Криль О.С.

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

MATHEMATICAL MODELS OF PARAMETERS OF ELECTRIC PROCESSES IN DC-DC CONVERTER OF THE BACK – BOOST TYPE WITH THE BOUNDARY MODE OPERATION

Kadatskyy A.F., Rusu A.P., Erykalina T.N., Kril A.S.

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

Аннотация. Выполнен анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования. Представлены результаты анализа электрических процессов преобразователей постоянного напряжения. Получены математические модели параметров электрических процессов в импульсных преобразователях инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения. Представлены алгоритмы и результаты моделирования.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, граничный режим функционирования, математическая модель, режим слежения, режим стабилизации, электрические процессы.

Анотація. Виконано аналіз електричних процесів в імпульсних перетворювачах постійної напруги інвертуючого типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування. Надані результати аналізу електричних процесів перетворювачів постійної напруги. Отримано математичні моделі параметрів електричних процесів в імпульсних перетворювачах інвертуючого типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування для режимів стабілізації і стеження. Представлені алгоритми і результати моделювання.

Ключові слова: імпульсний перетворювач напруги, граничний режим функціонування, математична модель, режим стеження, режим стабілізації, електричні процеси.

Кадацкий А.Ф., Русу А.П., Ерыкалина Т.Н., Криль А.С.

55

Математические модели параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования

Abstract. The analysis of the electrical processes in the pulsed DC voltage converters inverting type with auto-transformer and the transformer connection throttle with the boundary mode of operation. The results of the analysis of electrical processes DC converters. The mathematical model parameters of electrical processes in pulse converters inverting type with auto-transformer and the transformer connection throttle with the boundary mode of operation for stabilization and tracking modes. The algorithms and simulation results.

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

Технико-экономические показатели (надежность, энергопотребление, объём, масса) радиотехнических и телекоммуникационных устройств и систем неразрывно связаны с характеристиками устройств и систем электропитания, в состав которых входят преобразователи постоянного напряжения (ППН).

Современные ППН, как правило, используют высокочастотный импульсный принцип преобразования и регулирования электрической энергии, который позволяет создавать устройства и системы с более высокой удельной мощностью и характеристиками, недостижимыми при использовании других методов. Поэтому совершенствование импульсных преобразователей электрической энергии является актуальным.

Основными направлениями дальнейшего развития ППН является уменьшение массы и габаритов, увеличение надежности, унификация при обеспечении необходимых показателей качества выходного напряжения и мощности.

Уменьшению массы и габаритов ППН, при одновременном увеличении их КПД, способствует использование автотрансформаторного включения дросселя и функционирование силовой части ППН в граничном режиме [1]. Это позволяет перераспределить максимальные и действующие значения токов силовых коммутирующих элементов и уменьшить энергетические потери.

Дальнейшая миниатюризация ППН достигается путем использования модульного принципа построения в совокупности с многофазным принципом преобразования [2 – 4]. Это позволяет повысить уровень нагрузочной способности, надежности, унификации и стандартизации, а также дополнительно уменьшить массу и габариты входных и выходных сглаживающих фильтров ППН за счет динамической фильтрации токов во входных и выходных цепях.

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

Анализ литературных данных и постановка проблемы. Математическим моделям (ММ) и моделированию ППН посвящен ряд отечественных и зарубежных публикаций. В работах [5 – 10] рассмотрены ММ, позволяющие проводить расчет и моделирование большинства известных схем ППН, в том числе и модульных ППН инвертирующего типа с однофазным и многофазным принципами преобразования, однако в приведенных ММ недостаточно рассмотрена работа силовой части с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования.

В работе [11] рассмотрены ММ и особенности практического применения ППН с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселей. Однако, возможность построения ППН, работающих с граничным режимом функционирования, не рассмотрена.

В работе [12] показана возможность использования ППН инвертирующего типа в преобразователях переменного напряжения, однако, как и в предыдущих работах, вопросы построения ППН, работающих с граничным режимом функционирования, не рассмотрены.

Разработка и исследование характеристик современных схем импульсных преобразователей постоянного напряжения существенно упрощается при наличии математических моделей, описывающих их характеристики. В известных научно-технических публикациях [5 – 12], специфика конкретной схемы преобразователя, режим ее работы отражаются отдельной, специально разработанной математической моделью. При этом известные [5 – 12] математические модели параметров электрических процессов имеют ряд ограничений. Например, отсутствует возможность расчета необходимого комплекса параметров (например, средних и максимальных значений токов и напряжений в элементах и цепях ППН) электрических процессов для различных режимов функционирования (например, режимов слежения и стабилизации); требуются, как правило, для их определения дополнительные промежуточные расчеты, что не удобно в инженерной практике. Это обусловлено тем, что известные математические модели получены не в конечном виде и требуют дополнительного определения входящих в данное соотношение неизвестных параметров. В результате усложняется решение задачи повышения эффективности процесса разработки, включая решение задач анализа, автоматизированного исследования, синтеза и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

Цель статьи – разработка математических моделей параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения.

Наличие таких соотношений повышает эффективность процесса разработки, решение задач расчета, моделирования и анализа, как в инженерной практике, так и при автоматизированном исследовании, синтезе и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

Основные типы рассматриваемых схем силовой части – силовых каналов (СК) преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа показаны на рис. 1. Электрические процессы в СК при граничном режиме работы накопительного дросселя показаны на рис. 2.

В общем случае, накопительные дроссели сглаживающих фильтров могут включаться с однообмоточным (рис. 1, а), с автотрансформаторным (рис.1, б, в) и трансформаторным (рис. 1, г) дросселем. Такое исполнение дросселя позволяет или уменьшить (рис. 1, б, г), или увеличить (рис. 1, в) напряжение на силовом управляемом ключе S_1 по сравнению с простейшими типами силовых каналов с однообмоточным дросселем (рис. 1, а).

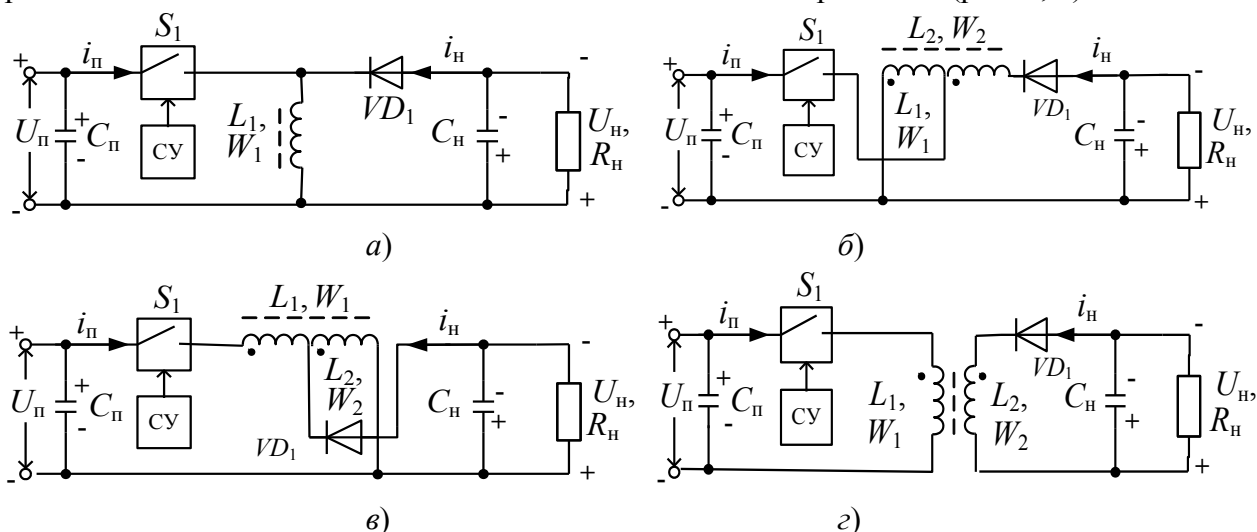


Рисунок 1 – Силовые каналы инвертирующего типа с включением дросселя: однообмоточным при $n_{21} = 1$ (а), автотрансформаторным при $n_{21} > 1$ (б); $n_{21} < 1$ (в) и трансформаторным $n_{21} \geq 1$, $n_{21} < 1$ (г)

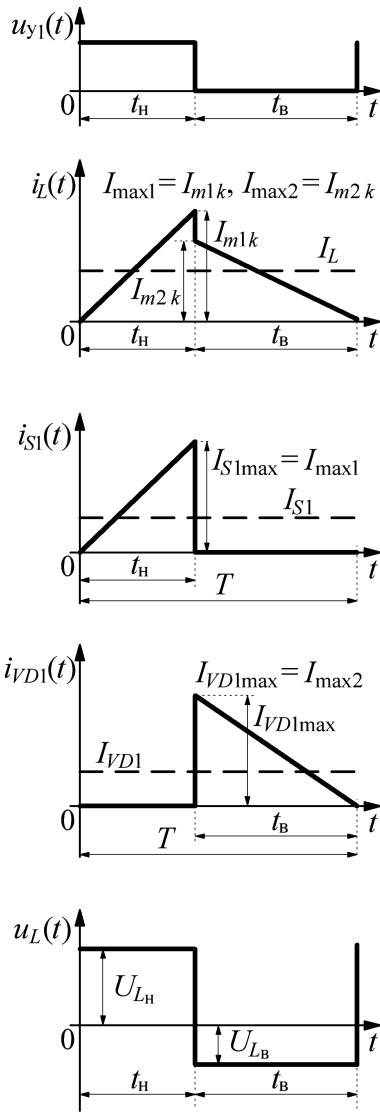


Рисунок 2 – Временные диаграммы напряжения управления СК $u_y(t)$, токов дросселя $i_L(t)$, ключа S1 $i_{S1}(t)$, диода VD1 $i_{VD1}(t)$, напряжения дросселя $u_L(t)$

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 емкость фильтра линейны; между обмотками дросселя преобразователя обеспечивается 100% магнитная связь, индуктивности рассеяния дросселей и трансформаторов равны нулю.

Использование в качестве исходных базовых параметров тока $i_L(t)$ и напряжения $u_L(t)$, прикладываемого к обмоткам дросселя, позволяет выразить параметры электрических процессов различных СК преобразователей через параметры электрических процессов в дросселе [1].

Для преобразователя с рассматриваемым типом силовых каналов характер изменения тока $i_L(t)$ и напряжения $u_L(t)$ дросселя выходного сглаживающего фильтра одинаков:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_{W1}(t) = i_{LH}(t) & \text{при } 0 \leq t \leq t_h, \\ i_{W2}(t) = i_{LB}(t) & \text{при } t_h < t \leq T; \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{LH}(t) = \begin{cases} I_{m1} \frac{t}{t_h} & \text{при } 0 \leq t \leq t_h, \\ 0 & \text{при } t_h < t \leq T; \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{LB}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_h, \\ I_{m2} \left(1 + \frac{t_h - t}{t_b} \right) & \text{при } t_h < t \leq T; \end{cases} \quad (3)$$

$$u_L(t) = \begin{cases} u_{W1}(t) = u_{LH}(t) = U_{LH} & \text{при } 0 \leq t \leq t_h, \\ u_{W2}(t) = U_{LB} & \text{при } t_h < t \leq T; \end{cases} \quad (4)$$

$$U_{LH} = U_H; \quad (5)$$

$$U_{LB} = U_H; \quad (6)$$

где $i_{LH}(t)$, $i_{LB}(t)$ и $u_{LB}(t)$ – токи и напряжения силового дросселя на интервалах времени t_h накопления и t_b возврата соответственно; I_{m1} , I_{m2} – размахи пульсаций токов; $i_{W1}(t)$, $i_{W2}(t)$ – мгновенные значения токов; $u_{W1}(t)$, $u_{W2}(t)$ – мгновенные значения напряжений соответственно индуктивности L_1 обмотки с числом витков W_1 и индуктивности L_2 обмотки с числом витков W_2 силового дросселя; U_H и U_H – напряжения источника первичного электропитания и в цепи нагрузки соответственно.

Индуктивность дросселя L_2 обмотки W_2 связана с индуктивностью L_1 обмотки W_1 с помощью коэффициента трансформации дросселя n_{21} :

$$L_2 = L_1 n_{21}^2; \quad n_{21} = W_2 / W_1. \quad (7)$$

В соответствии с законом полного тока:

$$I_{m1} = n_{21} I_{m2}. \quad (8)$$

При анализе электрических процессов целесообразно в качестве исходных базовых параметров использовать следующие: в режиме слежения – коэффициент заполнения k_3 , в режиме стабилизации – напряжение в цепи нагрузки U_n , поскольку последние однозначно являются исходными и заданными параметрами.

При импульсном методе регулирования на силовой ключ $S1$ подаются с выхода схемы управления управляющие импульсы напряжения в общем случае с изменяющимися длительностью t_n , периодом T_{cy} и коэффициентом заполнения

$$k_3 = t_n / T_{cy}. \quad (9)$$

В течение интервала времени $0 \leq t \leq t_n$, равного t_n – рис. 2 ($t_n = t_n$), 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 $0 \leq t \leq t_n$ 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. Для коэффициента накопления имеем

$$k_n = k_3 = t_n / T, \quad 0 \leq k_n \leq 1, \quad (10)$$

где период электрических процессов в дросселе выходного сглаживающего фильтра $T = T_{cy}$, $k_n(t) = k_3(t)$.

Для преобразователей инвертирующего типа размахи пульсаций тока дросселя определим для граничного режима работы, исходя из уравнений средних значений параметров на интервале времени $0 \leq t \leq t_n$ накопления электрической энергии:

$$I_{m1} = U_{Lн} t_n / L_1. \quad (11)$$

В соответствии с (2), получим:

$$I_{m1} = U_n t_n / L_1. \quad (12)$$

В интервале времени $t_n < t \leq T$ силовой коммутирующий ключ $S1$ СК преобразователя постоянного напряжения находится в закрытом непроводящем состоянии. При этом накопленная дросселем на интервале времени $0 \dots t_n$ энергия индуктивностью L_2 обмотки W_2 дросселя передается в цепь нагрузки R_n через блокирующий диод $VD1$ в течение интервала времени $t_n \dots (t_n + t_b)$, равного t_b , поэтому коэффициент возврата определим как

$$k_b = t_b / T. \quad (13)$$

На интервале возврата к вторичной обмотке дросселя с индуктивностью L_2 и числом витков W_2 приложено напряжение $U_{Lв}$.

Для рассматриваемых преобразователей размахи пульсаций тока дросселя определим для граничного режима работы, исходя из средних значений параметров на интервале времени $t_n < t \leq t_n + t_b$ возврата накопленной энергии:

$$I_{m2} = U_{Lв} t_b / L_2. \quad (14)$$

В соответствии с (3), получим:

$$I_{m2} = U_n t_b / L_2. \quad (15)$$

Очевидно, в случае для граничного режима

$$t_n + t_b = T; \quad k_n + k_b = 1. \quad (16)$$

Поэтому для граничного тока дросселя

$$k_b = 1 - k_n. \quad (17)$$

Определим среднее значение тока в цепи нагрузки I_n и среднее значение тока I_n , потребляемого от источника первичного электропитания.

Преобразователь потребляет от источника первичного электропитания ток $i_n(t)$, среднее значение которого равно:

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^T i_n(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} i_{LH}(t) dt; \quad (18)$$

$$i_n(t) = i_{LH}(t), \text{ при } 0 \leq t \leq t_n. \quad (19)$$

С учетом (2), (3), получим

$$I_n = \kappa_n I_{m1} / 2. \quad (20)$$

Энергия передается в нагрузку только на интервале возврата:

$$i_n(t) = i_{LB}(t), \text{ при } t_n < t \leq T. \quad (21)$$

Среднее значение тока нагрузки $I_n = U_n / R_n$ выразим, используя (1), (3) через параметры тока дросселя:

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^T i_n(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_n}^T i_{LB}(t) dt. \quad (22)$$

С учетом (2), (3), получим

$$I_n = (1 - \kappa_n) I_{m1} / 2n_{21}. \quad (23)$$

Среднее значение выходного тока преобразователя равно току нагрузки.

При граничном режиме размах пульсаций тока дросселя на интервале возврата можно записать в виде

$$I_{m2} = 2I_n / (1 - \kappa_n). \quad (24)$$

На интервале времени $0 \leq t \leq t_n$ управляемый ключ $S1$ замкнут и через него (и обмотку W_1) протекает ток $i_{S1}(t) = i_{W1}(t)$, совпадающий с током $i_n(t)$. На интервале времени $t_n < t \leq T$ ключ $S1$ разомкнут, и ток через него и обмотку W_1 не протекает. Поэтому средние значения токов I_{S1} управляемого ключа и I_{W1} обмотки W_1 определим как

$$I_{S1} = I_{W1} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} \left(\frac{I_{m1} t}{t_n} \right) dt = \kappa_n I_{m1} / 2. \quad (25)$$

В каждом периоде T через диод $VD1$ (неуправляемый ключ $S2$) протекает ток $i_{VD1}(t) = i_{W2}(t)$ обмотки W_2 , совпадающий на интервале времени $t_n < t \leq t_n + t_b$ с током дросселя $i_{LB}(t)$. Поэтому для среднего значения тока I_{VD1} , блокирующего диода $VD1$, справедливо

$$I_{S2} = I_{VD1} = I_{W2} = \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+t_b} \left(I_{m2} \left(1 + \frac{t_n - t}{t_b} \right) \right) dt = (1 - \kappa_n) I_{m1} / 2n_{21}. \quad (26)$$

В общих витках обмоток W_1 и W_2 (в обмотке W_{12}) ток $i_{W12}(t) = i_L(t)$. Поэтому среднее значение тока I_{W12} в обмотке W_{12} определим как

$$I_{W12} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = (\kappa_n n_{21} + 1 - \kappa_n) I_{m1} / 2n_{21}. \quad (27)$$

В режиме слежения за изменяющимся по какому-либо закону управляющим напряжением на вход широтно-импульсного модулятора поступает входное напряжение $u_{упр}(t)$. При этом на выходе импульсного модулятора формируется импульсный сигнал также с изменяющимся во времени коэффициентом заполнения:

$$\kappa_3(t) = u_{упр}(t) / U_{mn}, \quad (28)$$

где U_{mn} – размах пилообразного напряжения, синхронизирующего широтно-импульсный модулятор.

При принятых допущениях $\kappa_n(t) = \kappa_3(t)$.

Определим параметры электрических процессов в импульсных преобразователях функционирующих в режиме слежения.

На основании (12) и (15) с учетом (4), (7) и (8) определим напряжения на выходе СК рассматриваемых типов преобразователей в виде:

– в цепи нагрузки

$$U_H = \kappa_H n_{21} U_{\Pi} / \kappa_B; \quad (29)$$

– источника первичного электропитания

$$U_{\Pi} = U_H \kappa_B / \kappa_H n_{21}; \quad (30)$$

– и их относительные нормированные значения соответственно \bar{U}_H и \bar{U}_{Π} :

$$\bar{U}_H = U_H / U_{\Pi} = \kappa_H n_{21} / (1 - \kappa_H); \quad (31)$$

$$\bar{U}_{\Pi} = U_{\Pi} / U_H = (1 - \kappa_H) / \kappa_H n_{21}. \quad (32)$$

Соотношения $\bar{U}_H = U_H / U_{\Pi}$ как функции от коэффициента накопления $\kappa_H = t_H / T$ (κ_H – относительное время проводящего состояния силового коммутирующего ключа $S1$) являются регулировочными характеристиками преобразователей постоянного напряжения.

Приравнявая соотношения (15) и (24), определим граничные значения индуктивности $L_{1гр}$ обмотки W_1 дросселя, сопротивления $R_{H гр}$ в цепи нагрузки, частоты $f_{гр}$ ($f_{гр} = 1/T_{гр}$) и периода $T_{гр}$ преобразования, при которых обеспечивается граничный режим функционирования:

$$L_{1гр} = R_H T (1 - \kappa_H)^2 / 2n_{21}^2; \quad (33)$$

$$R_{H гр} = 2L_1 n_{21}^2 / T (1 - \kappa_H)^2; \quad (34)$$

$$f_{гр} = R_H (1 - \kappa_H)^2 / 2L_1 n_{21}^2; \quad (35)$$

$$T_{гр} = 2L_1 n_{21}^2 / R_H (1 - \kappa_H)^2. \quad (36)$$

Используя (12) и (15) с учетом (2) и (3), определим размахи I_{m1} и I_{m2} пульсаций токов в обмотках W_1 и W_2 дросселя в виде

$$I_{m1} = U_{\Pi} \kappa_H T / L_1; \quad (37)$$

$$I_{m2} = U_{\Pi} \kappa_H T / n_{21} L_1. \quad (38)$$

Ток I_{Π} , потребляемый от источника электропитания, определим для режима слежения с учетом (20) и (37), (38) как

$$I_{\Pi} = \kappa_H^2 U_{\Pi} T / 2L_1. \quad (39)$$

Используя (23) с учетом (37) и (38), получим среднее значение тока I_H нагрузки в режиме слежения:

$$I_H = (1 - \kappa_H) U_{\Pi} \kappa_H T / 2n_{21} L_1. \quad (40)$$

Аналогично, используя соотношения (25), (26) с учетом (37), (38), получим для режима слежения средние значения токов: I_{S1} – управляемого и I_{S2} – неуправляемого ключей; I_{W1} – первичной обмотки W_1 ; I_{W2} – вторичной обмотки W_2 и I_{W12} – обмотки W_{12} :

$$I_{S1} = I_{W1} = U_{\Pi} \kappa_H^2 T / 2L_1; \quad (41)$$

$$I_{S2} = I_{W2} = (1 - \kappa_H) U_{\Pi} \kappa_H T / 2n_{21} L_1; \quad (42)$$

$$I_{W12} = U_{\Pi} \kappa_H T (1 - \kappa_H + \kappa_H n_{21}) / 2n_{21} L_1. \quad (43)$$

В режиме стабилизации известно напряжение на нагрузке $U_H = \text{const}$. На выходе импульсного модулятора формируется импульсный сигнал в общем случае также с изменяющимся коэффициентом заполнения. При этом коэффициент заполнения является функцией от воздействий различных дестабилизирующих факторов (изменения напряжения U_{Π} источника электропитания, тока I_{Π} в цепи нагрузки, температуры окружающей среды и т.п.) формируется таким образом, чтобы обеспечить с заданной точностью напряжение U_H в цепи нагрузки постоянной величины.

В общем случае коэффициент накопления является функцией от многих переменных $k_H = f(U_H, U_n, R_H, L_1, n_{21}, T)$. Определим параметры $k_B, k_H, I_{m1}, I_{m2}, \dots$, характеризующие особенности электрических процессов, рассматриваемых (рис. 1) преобразователей постоянного напряжения как функции U_H .

Используя соотношения (11) и (14), получим

$$k_B = U_{LH} n_{21} k_H / U_{LB}, \quad (44)$$

и далее используя соотношения (16) и (17), получим

$$k_H = U_{LB} / n_{21} U_{LH} + U_{LB}; \quad (45)$$

$$k_B = n_{21} U_{LH} / n_{21} U_{LH} + U_{LB}. \quad (46)$$

Учитывая U_{LH} и U_{LB} в соответствии с (5), (6), получим k_H и k_B для режима стабилизации в виде

$$k_H = U_H / (U_n n_{21} + U_H); \quad (47)$$

$$k_B = n_{21} U_n / (U_H + n_{21} U_n). \quad (48)$$

Используя соотношения (33)...(36), (47), получим для режима стабилизации граничные значения индуктивности $L_{1гр}$ обмотки W_1 дросселя сглаживающего фильтра, сопротивления $R_{H гр}$ в цепи нагрузки, частоты $f_{гр}$ и периода $T_{гр}$ преобразования, имеющие место при граничном режиме преобразования:

$$L_{1гр} = R_H U_n^2 / 2f [U_n n_{21} + U_H]^2; \quad (49)$$

$$R_{H гр} = 2L_1 [U_n n_{21} + U_H]^2 / T U_n^2; \quad (50)$$

$$f_{гр} = R_H U_n^2 / 2L_1 [U_n n_{21} + U_H]^2; \quad (51)$$

$$T_{гр} = 2L_1 [U_n n_{21} + U_H]^2 / R_H U_n^2. \quad (52)$$

Размах пульсаций тока в обмотке W_1 дросселя определим, используя (11). После преобразования с учетом (37), получим

$$I_{m1} = U_n T U_H / L_1 (U_n n_{21} + U_H). \quad (53)$$

Размах пульсаций тока в обмотке W_2 определим с учетом (38), используя (12):

$$I_{m2} = U_n T U_H / n_{21} L_1 (U_n n_{21} + U_H). \quad (54)$$

Используя (25) с учетом (47), (53), получим средние значения токов I_{S1} – управляемого ключа S_1 и I_{W1} – обмотки W_1 в режиме стабилизации:

$$I_{S1} = I_{W1} = U_n^2 U_H T / (U_n n_{21} + U_H)^2 2L_1. \quad (55)$$

Средние значения токов I_{S2} неуправляемого ключа S_2 и I_{W2} обмотки W_2 в режиме стабилизации определим, используя соотношения (26), (47) и (54):

$$I_{S2} = I_{W2} = U_n U_n^2 T / (U_n n_{21} + U_H)^2 2L_1. \quad (56)$$

Среднее значение тока I_{W12} – обмотки W_{12} в режиме стабилизации определим, используя соотношения (27), (47) и (53):

$$I_{W12} = U_n U_n T (U_H + U_n) / (U_n n_{21} + U_H)^2 2L_1. \quad (57)$$

Ток (среднее значение), потребляемый от ИПЭ, для рассматриваемых типов СК преобразователей в режиме стабилизации может быть определен как

$$I_n = U_n^2 / R_H U_n \quad (58)$$

или с использованием соотношений (23), (47) и (53)

$$I_n = U_n^2 U_n T / (U_n n_{21} + U_H)^2 2L_1. \quad (59)$$

Среднее значение тока I_n нагрузки в режиме стабилизации для рассматриваемых типов преобразователей известно, или (при известном R_H) определяется как $I_n = U_H / R_H$.

Покажем, каким образом средние значения токов I_n нагрузки рассматриваемых типов преобразователей связаны с параметрами электрических процессов U_n, n_{21}, L_1, T, U_H .

Используя соотношения (23), определяющие I_H для режима слежения, с учетом соотношений (47) и (53), получим:

$$I_H = U_H U_n^2 T / (U_n n_{21} + U_H)^2 2L_1. \quad (60)$$

Используемая элементная база в силовой части импульсного преобразователя выбирается с учетом средних, максимальных и действующих значений токов, протекающих через нее, а также и с учетом максимальных напряжений, прикладываемых к элементной базе.

Максимальные значения токов $I_{S1 \max}$ – управляемого ключа $S1$; $I_{W1 \max}$ – обмотки $W1$ силового дросселя; $I_{n \max}$ – потребляемого от источника первичного питания соответствуют моменту времени $t \rightarrow t_H$ (рис. 2):

$$I_{S1 \max} = I_{W1 \max} = I_{n \max} = I_{m1}; \quad (61)$$

– для режима слежения, используя (37), получим

$$I_{S1 \max} = I_{W1 \max} = I_{n \max} = U_n k_H T / L_1; \quad (62)$$

– для режима стабилизации, используя (48), получим

$$I_{S1 \max} = I_{W1 \max} = I_{n \max} = U_n T U_H / L_1 (U_n n_{21} + U_H). \quad (63)$$

Максимальные значения токов $I_{S2 \max}$ – неуправляемого ключа $S2$; $I_{W2 \max}$ – обмотки $W2$ силового дросселя; $I_{H \max}$ – выходного тока импульсного преобразователя соответствуют моменту времени $t = t_H$ (рис. 2):

$$I_{S2 \max} = I_{W2 \max} = I_{H \max} = I_{m2}; \quad (64)$$

– с учетом (38) для режима слежения, получим

$$I_{S2 \max} = I_{W2 \max} = I_{H \max} = U_n k_H T / n_{21} L_1; \quad (65)$$

– с учетом (47) для режима стабилизации, получим

$$I_{S2 \max} = I_{W2 \max} = I_{H \max} = U_n T U_H / n_{21} L_1 (U_n n_{21} + U_H). \quad (66)$$

Максимальное значение тока $I_{W12 \max}$ – обмотки $W12$ определяется как максимальное из значений токов обмоток $I_{W1 \max}$ – первичной $W1$ и $I_{W2 \max}$ – вторичной $W2$:

$$I_{W12 \max} = \max(I_{W1 \max}, I_{W2 \max}). \quad (67)$$

С учетом соотношений (8), (37) и (53), получим:

– для режима слежения

$$I_{W12 \max} = \begin{cases} U_n k_H T / L_1 & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ U_n k_H T / n_{21} L_1 & \text{при } n_{21} < 1; \end{cases} \quad (68)$$

– для режима стабилизации

$$I_{W12 \max} = \begin{cases} U_n T U_H / L_1 (U_n n_{21} + U_H) & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ U_n T U_H / n_{21} L_1 (U_n n_{21} + U_H) & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (69)$$

Для импульсных преобразователей постоянного напряжения рассматриваемых типов для мгновенных значений напряжений $u_{W1}(t)$, $u_{W2}(t)$ соответственно на обмотках $W1$, $W2$ силового дросселя запишем:

– для режима стабилизации:

$$u_{W1}(t) = \begin{cases} U_n & \text{при } 0 \leq t \leq t_H; \\ -U_n / n_{21} & \text{при } t_H < t \leq T; \end{cases} \quad (70)$$

$$u_{W2}(t) = \begin{cases} U_n n_{21} & \text{при } 0 \leq t \leq t_H; \\ -U_n & \text{при } t_H < t \leq T; \end{cases} \quad (71)$$

– для режима слежения:

$$u_{W1}(t) = \begin{cases} U_{\Pi} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\Pi}; \\ -U_{\Pi}k_{\Pi}/(1-k_{\Pi}) & \text{при } t_{\Pi} < t \leq T; \end{cases} \quad (72)$$

$$u_{W2}(t) = \begin{cases} U_{\Pi}n_{21} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\Pi}; \\ -U_{\Pi}k_{\Pi}n_{21}/(1-k_{\Pi}) & \text{при } t_{\Pi} < t \leq T. \end{cases} \quad (73)$$

В соответствии с (70)...(73) максимальные значения напряжений $U_{W1 \max}$ на обмотке $W1$ и $U_{W2 \max}$ на обмотке $W2$ определяются как:

– для режима стабилизации:

$$U_{W1 \max} = \max(U_{\Pi}, U_{\Pi}/n_{21}); \quad (74)$$

$$U_{W2 \max} = \max(U_{\Pi}n_{21}, U_{\Pi}); \quad (75)$$

– для режима слежения:

$$U_{W1 \max} = \max(U_{\Pi}, U_{\Pi}k_{\Pi}/(1-k_{\Pi})); \quad (76)$$

$$U_{W2 \max} = \max(U_{\Pi}n_{21}, U_{\Pi}k_{\Pi}n_{21}/(1-k_{\Pi})). \quad (77)$$

Мгновенное значение напряжения $u_{W12}(t)$ на обмотке $W12$ в зависимости от значения коэффициента трансформации n_{21} может быть записано как:

– для режима стабилизации:

$$\text{при } n_{21} \geq 1 \quad u_{W12}(t) = \begin{cases} U_{\Pi} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\Pi}; \\ -U_{\Pi}/n_{21} & \text{при } t_{\Pi} < t \leq T; \end{cases} \quad (78)$$

$$\text{при } n_{21} < 1 \quad u_{W12}(t) = \begin{cases} U_{\Pi}n_{21} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\Pi}; \\ -U_{\Pi} & \text{при } t_{\Pi} < t \leq T; \end{cases} \quad (79)$$

– для режима слежения:

$$\text{при } n_{21} \geq 1 \quad u_{W12}(t) = \begin{cases} U_{\Pi} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\Pi}; \\ -U_{\Pi}k_{\Pi}/(1-k_{\Pi}) & \text{при } t_{\Pi} < t \leq T; \end{cases} \quad (80)$$

$$\text{при } n_{21} < 1 \quad u_{W12}(t) = \begin{cases} U_{\Pi}n_{21} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\Pi}; \\ -U_{\Pi}k_{\Pi}n_{21}/(1-k_{\Pi}) & \text{при } t_{\Pi} < t \leq T. \end{cases} \quad (81)$$

В соответствии с (77)...(80) максимальные значения напряжений $U_{W12 \max}$ на обмотке $W12$ определим как:

– для режима стабилизации:

$$\text{при } n_{21} \geq 1 \quad U_{W12 \max} = \max(U_{\Pi}, U_{\Pi}/n_{21}); \quad (82)$$

$$\text{при } n_{21} < 1 \quad U_{W12 \max} = \max(U_{\Pi}n_{21}, U_{\Pi}); \quad (83)$$

– для режима слежения:

$$\text{при } n_{21} \geq 1 \quad U_{W12 \max} = \max(U_{\Pi}, U_{\Pi}k_{\Pi}/(1-k_{\Pi})); \quad (84)$$

$$\text{при } n_{21} < 1 \quad U_{W12 \max} = \max(U_{\Pi}n_{21}, U_{\Pi}k_{\Pi}n_{21}/(1-k_{\Pi})). \quad (85)$$

Максимальные значения напряжений $U_{S1 \max}$, $U_{S2 \max}$ соответственно ключей $S1$ и $S2$ прикладываются к ним на интервалах времени их непроводящего состояния. Учитывая (70)...(73), получим:

– для режима стабилизации:

$$U_{S1 \max} = U_{\Pi} + U_{\Pi}/n_{21}; \quad (86)$$

$$U_{S2\max} = U_{\text{н}} + U_{\text{п}} n_{21}, \quad (87)$$

– для режима слежения:

$$U_{S1\max} = U_{\text{п}} + U_{\text{п}} \kappa_{\text{н}} n_{21}^2 / (1 - \kappa_{\text{н}}); \quad (88)$$

$$U_{S2\max} = U_{\text{п}} n_{21} + U_{\text{п}} n_{21} \kappa_{\text{н}} / (1 - \kappa_{\text{н}}). \quad (89)$$

Результаты анализа электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным, трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования представим в виде табл. 1, 2 и 3.

Таблица 1 – Уравнения токов и напряжений элементов силовых каналов

№ соот.	Эл-т	Интервал периода	
		$0 < t \leq t_{\text{н}}$	$t_{\text{н}} < t \leq T$
(1)	$u_L(t)$	$U_{L\text{н}} = U_{\text{п}}$	$U_{L\text{б}} = U_{\text{н}}$
(2)	$i_{W1}(t)$	$I_{m1} t / t_{\text{н}}$	0
(3)	$i_{W2}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_{\text{н}} - t) / t_{\text{б}}]$
(4)	$i_L(t), i_{W1 \cup W2}(t)$	$i_{L\text{н}} = I_{m1} t / t_{\text{н}}$	$i_{L\text{б}} = I_{m2} [1 + (t_{\text{н}} - t) / t_{\text{б}}]$
(5)	$i_{S1}(t)$	$n_{21} [I_{m1} t / t_{\text{н}}]$	0
(6)	$i_{VD1}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_{\text{н}} - t) / t_{\text{б}}]$
(7)	$i_{\text{п}}(t)$	$n_{21} [I_{m1} t / t_{\text{н}}]$	0
(8)	$i_{\text{н}}(t)$	0	$I_{m2} [1 + (t_{\text{н}} - t) / t_{\text{б}}]$
(9)	$u_{W1}(t)$	$U_{\text{п}}$	$-U_{\text{н}} / n_{21}$
(10)	$u_{W2}(t)$	$U_{\text{п}} n_{21}$	$-U_{\text{н}}$
(11)	$u_{W12}(t)$	$U_{\text{п}}$ при $n_{21} \geq 1$ $U_{\text{п}} n_{21}$ при $n_{21} < 1$	$-U_{\text{н}} / n_{21}$ при $n_{21} \geq 1$ $-U_{\text{н}}$ при $n_{21} < 1$

Таблица 2 – Математические модели параметров электрических процессов

Наименование и обозначение параметра	Режим стабилизации	Режим слежения
Коэф. накопления $\kappa_{\text{н}} = t_{\text{н}} / T$	$U_{\text{н}} / (U_{\text{п}} n_{21} + U_{\text{н}}) \quad (2.1)$	$\kappa_{\text{н}} \quad (2.2)$
Коэф. возврата $\kappa_{\text{б}} = t_{\text{б}} / T$	$n_{21} U_{\text{п}} / (U_{\text{н}} + n_{21} U_{\text{п}}) \quad (2.3)$	$1 - \kappa_{\text{н}} \quad (2.4)$
Норм. напряж. нагрузки $\bar{U}_{\text{н}}$	$U_{\text{н}} / U_{\text{п}} \quad (2.5)$	$\kappa_{\text{н}} n_{21} / (1 - \kappa_{\text{н}}) \quad (2.6)$
Норм. напряж. питания $\bar{U}_{\text{п}}$	$U_{\text{п}} / U_{\text{н}} \quad (2.7)$	$(1 - \kappa_{\text{н}}) / \kappa_{\text{н}} n_{21} \quad (2.8)$
Частота преобразования $f_{\text{гп}}$	$R_{\text{н}} U_{\text{п}}^2 / 2L_1 [U_{\text{п}} n_{21} + U_{\text{н}}]^2 \quad (2.9)$	$R_{\text{н}} (1 - \kappa_{\text{н}})^2 / 2L_1 n_{21}^2 \quad (2.10)$
Период преобразования $T_{\text{гп}}$	$2L_1 [U_{\text{п}} n_{21} + U_{\text{н}}]^2 / R_{\text{н}} U_{\text{п}}^2 \quad (2.11)$	$2L_1 n_{21}^2 / R_{\text{н}} (1 - \kappa_{\text{н}})^2 \quad (2.12)$
Индуктивность дросселя $L_{\text{гп}}$	$R_{\text{н}} U_{\text{п}}^2 / 2f [U_{\text{п}} n_{21} + U_{\text{н}}]^2 \quad (2.13)$	$R_{\text{н}} T (1 - \kappa_{\text{н}})^2 / 2n_{21}^2 \quad (2.14)$

Сопротивление нагрузки $R_{н гр}$	$2L_1[U_{п}n_{21} + U_{н}]^2 / TU_{п}^2$ (2.15)	$2L_1n_{21}^2 / T(1 - \kappa_{н})^2$ (2.16)
Размах пульс. тока I_{m1} в обм. W_1 дросселя L_1	$U_{п}TU_{н} / L_1(U_{п}n_{21} + U_{н})$ (2.17)	$U_{п}\kappa_{н}T / L_1$ (2.18)
Размах пульс. тока I_{m2} в обм. W_2 дросселя L_1	$U_{п}TU_{н} / n_{21}L_1(U_{п}n_{21} + U_{н})$ (2.19)	$U_{п}\kappa_{н}T / n_{21}L_1$ (2.20)
Средн. знач. тока, потребл. от ист. электропит. $I_{п}$	$U_{н}^2U_{п}T / [U_{п}n_{21} + U_{н}]^2 2L_1$ (2.21)	$\kappa_{н}^2U_{п}T / 2L_1$ (2.22)
Среднее знач. тока нагрузки $I_{н}$	$U_{н}U_{п}^2T / (U_{п}n_{21} + U_{н})^2 2L_1$ (2.23)	$(1 - \kappa_{н})U_{п}\kappa_{н}T / 2n_{21}L_1$ (2.24)
Средние знач. токов $I_{S1} = I_{W1}$	$U_{н}^2U_{п}T / [U_{п}n_{21} + U_{н}]^2 2L_1$ (2.25)	$\kappa_{н}^2U_{п}T / 2L_1$ (2.26)
Средние знач. токов $I_{VD1} = I_{W2}$	$U_{н}U_{п}^2T / (U_{п}n_{21} + U_{н})^2 2L_1$ (2.27)	$(1 - \kappa_{н})U_{п}\kappa_{н}T / 2n_{21}L_1$ (2.28)
Среднее знач. тока I_{W2}	$U_{н}U_{п}T(U_{н} + U_{п}) / (U_{п}n_{21} + U_{н})^2 2L_1$ (2.29)	$U_{п}\kappa_{н}T(1 - \kappa_{н} + \kappa_{н}n_{21}) / 2n_{21}L_1$ (2.30)
Макс. знач. токов $I_{S1 max}, I_{W1 max}, I_{п max}$	$U_{п}\kappa_{н}T / L_1$ (2.31)	$U_{п}TU_{н} / L_1(U_{п}n_{21} + U_{н})$ (2.32)
Макс. знач. токов $I_{S2 max}, I_{W2 max}, I_{н max}$	$U_{п}\kappa_{н}T / n_{21}L_1$ (2.33)	$U_{п}TU_{н} / n_{21}L_1(U_{п}n_{21} + U_{н})$ (2.34)
Макс. знач. тока $I_{W12 max}$	$U_{п}TU_{н} / L_1(U_{п}n_{21} + U_{н})$ при $n_{21} \geq 1$ (2.35) $U_{п}TU_{н} / n_{21}L_1(U_{п}n_{21} + U_{н})$ при $n_{21} < 1$	$U_{п}\kappa_{н}T / L_1$ при $n_{21} \geq 1$ (2.36) $U_{п}\kappa_{н}T / n_{21}L_1$ при $n_{21} < 1$
Макс. знач. напряжения $U_{S1 max}$	$U_{п} + U_{н} / n_{21}$ (2.37)	$U_{п} + U_{п}\kappa_{н}n_{21}^2 / (1 - \kappa_{н})$ (2.38)
Макс. значение напряжения $U_{S2 max}$	$U_{н} + U_{п}n_{21}$ (2.39)	$U_{п}n_{21} + U_{п}n_{21}\kappa_{н} / (1 - \kappa_{н})$ (2.40)
Макс. значение напряжения $U_{W1 max}$	$\max(U_{п}, U_{н} / n_{21})$ (2.41)	$\max(U_{п}, U_{п}\kappa_{н} / (1 - \kappa_{н}))$ (2.42)
Макс. значение напряжения $U_{W2 max}$	$\max(U_{п}n_{21}, U_{н})$ (2.43)	$\max(U_{п}n_{21}, U_{п}\kappa_{н}n_{21} / (1 - \kappa_{н}))$ (2.44)
Макс. значение напряжения $U_{W12 max}$	$\max(U_{п}, U_{н} / n_{21})$ при $n_{21} \geq 1$ (2.45) $\max(U_{п}n_{21}, U_{н})$ при $n_{21} < 1$	$\max(U_{п}, U_{п}\kappa_{н} / (1 - \kappa_{н}))$ при $n_{21} \geq 1$ (2.46) $\max(U_{п}n_{21}, U_{п}\kappa_{н}n_{21} / (1 - \kappa_{н}))$ при $n_{21} < 1$

Математические модели параметров электрических процессов импульсных преобразователей табл. 2 представлены в конечном виде, позволяют по известным исходным данным определять, исключая какие-либо промежуточные расчеты, параметры и для режима слежения, и для режима стабилизации. Это делает их удобными для использования в инженерной практике.

Математические модели параметров электрических процессов, представленные в табл. 3, являются менее громоздкими по сравнению с математическими моделями табл. 1. Однако, как правило, их использование требует дополнительных промежуточных расчетов. Математические модели табл. 3 эффективно использовать при расчетах при исследовании и моделировании с использованием ЭВМ.

Таблица 3 – Математические модели параметров электрических процессов

Параметр	Режим	
	стабилизации	слежения
κ_H	$U_H / U_H + U_{II} n_{21}$ (3.1)	κ_H (3.2)
U_H	U_H (3.3)	$U_{II} \kappa_H n_{21} / (1 - \kappa_H)$ (3.4)
\bar{U}_H	U_H / U_{II} (3.5)	
$L_{1гр}$	$R_H T (1 - \kappa_H)^2 / 2n_{21}^2$ (3.6)	
$f_{гр}$	$R_H (1 - \kappa_H)^2 / 2L_1 n_{21}^2$ (3.7)	
$T_{гр}$	$2L_1 n_{21}^2 / R_H (1 - \kappa_H)^2$ (3.8)	
$R_{H гр}$	$2L_1 n_{21}^2 / T (1 - \kappa_H)^2$ (3.9)	
κ_B	$1 - \kappa_H$ (3.10)	
t_H	$\kappa_H T$ (3.11)	
t_B	$\kappa_B T$ (3.12)	
I_{m1}	$U_{II} \kappa_H T / L_1$ (3.13)	
I_{m2}	I_{m1} / n_{21} (3.14)	
$I_H = I_{VD1} = I_{W2}$	$(1 - \kappa_H) I_{m1} / 2n_{21}$ (3.15)	
$I_{II} = I_{S1} = I_{W1}$	$I_{m1} \kappa_H / 2$ (3.16)	
I_{W2}	$(\kappa_H n_{21} + 1 - \kappa_H) I_{m1} / 2n_{21}$ (3.17)	
$I_{S1 \max} =$ $I_{W1 \max} =$ $I_{II \max}$	I_{m1} (3.18)	
$I_{S2 \max} =$ $I_{W2 \max} =$ $I_{H \max}$	I_{m2} (3.19)	

Полученные математические модели для расчета параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения позволяют формировать отдельные функционально законченные (по решаемым задачам) блоки и на их основе строить программные модули для решения широкого круга задач, возникающих при проектировании импульсных преобразователей постоянного напряжения: расчета, исследования, анализа, синтеза и т.п.

На рис. 3 приведён алгоритм программы для расчёта по полученным математическим моделям параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа.

В блоке 2 («Исходные данные» – рис. 3) задаются исходные данные: напряжение U_H и ток I_H нагрузки преобразователя; коэффициент накопления κ_H (или напряжение U_{II} источника питания); коэффициент трансформации n_{21} ; индуктивность L_1 ; количество интервалов $M_k, M_{\bar{U}_{II}}, M_{\bar{f}}, \dots, M_{n_{21}}$, на которые разбиваются соответственно диапазоны изменения: коэффициента накопления κ_H ($\kappa_{H \min} \leq \kappa_H < \kappa_{H \max}$), относительного напряжения питания $\bar{U}_{II} = U_{II} / U_{II \text{ ном}}$ ($\bar{U}_{II \min} \leq \bar{U}_{II} < \bar{U}_{II \max}$), ..., относительной частоты \bar{f} ($\bar{f}_{\min} \leq \bar{f} < \bar{f}_{\max}$), ..., коэффициента трансформации n_{21} ($n_{21 \min} \leq n_{21} < n_{21 \max}$); минимальное $\kappa_{H \min}$, максимальное $\kappa_{H \max}$ и фиксированное значение κ_H (при $\kappa_H = \text{const}$) коэффициента накопления, минимальное

$\bar{U}_{п\min} = U_{п} / U_{п\min}$, максимальное $\bar{U}_{п\max} = U_{п} / U_{п\max}$ и фиксированное значение $\bar{U}_{п}$ (при $\bar{U}_{п} = \text{const}$) относительного напряжения питания, минимальное \bar{f}_{\min} , максимальное \bar{f}_{\max} и фиксированное значение \bar{f} (при $\bar{f} = \text{const}$) относительной частоты преобразования, ..., минимальное $n_{21\min}$, максимальное $n_{21\max}$ и фиксированное значение n_{21} (при $n_{21} = \text{const}$) коэффициента трансформации; режимы: стабилизации и слежения; типы исследования: 3.1 $F(k_{п})$ – зависимости от коэффициента накопления $k_{п}$, 3.2 $F(\bar{U}_{п})$ – зависимости от относительного напряжения $\bar{U}_{п}$ источника первичного электропитания, ..., $F(\bar{f})$ – зависимости от относительной частоты \bar{f} , ..., 3.3 $F(n_{21})$ – зависимости от коэффициента трансформации n_{21} .

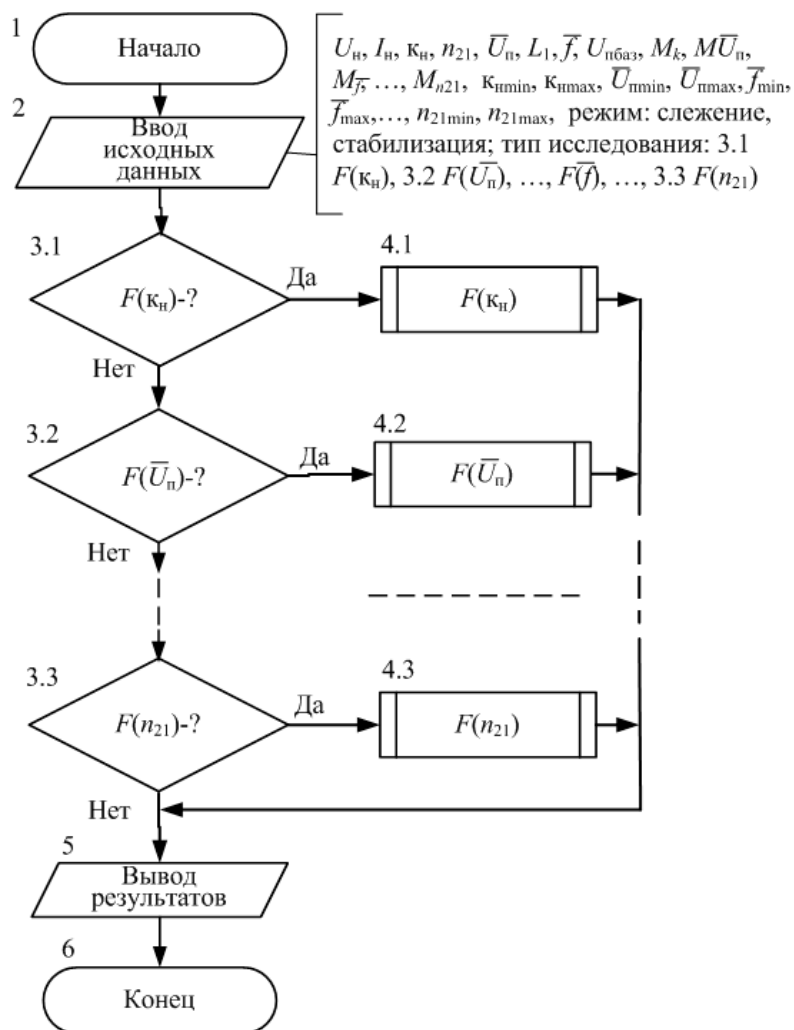


Рисунок 3 – Алгоритм программы для расчета параметров электрических процессов ППН инвертирующего типа

Для выполнения расчётов, исследований параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения используются от коэффициента накопления $F(k_{п})$ – блоки 3.1 и 4.1; относительного напряжения питания $F(\bar{U}_{п})$ – блоки 3.2 и 4.2; ..., коэффициента трансформации $F(n_{21})$ – блоки 3.3 и 4.3.

На рис. 4 в качестве примера представлены алгоритмы подпрограмм: « $F(\bar{U}_{п})$ » – для исследования зависимости параметров электрических процессов от относительного

напряжения питания \bar{U}_{Π} (рис. 4, а); « $F(\kappa_{\Pi})$ » – для исследования зависимости параметров электрических процессов от коэффициента накопления κ_{Π} (рис. 4, б); «Базовые параметры» – для расчета параметров электрических процессов (рис. 4, в).

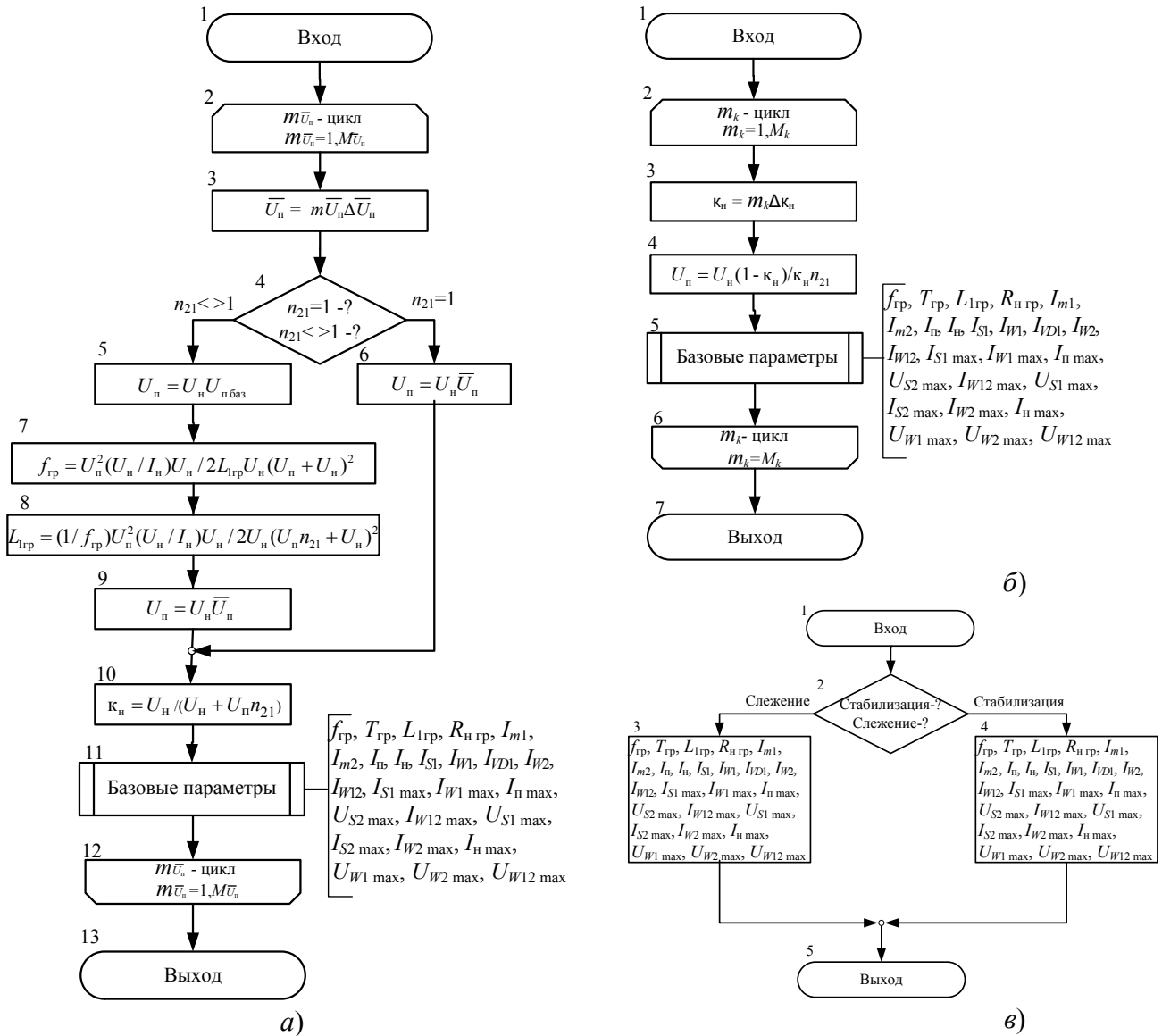


Рисунок 4 – Алгоритмы подпрограмм « $F(\bar{U}_{\Pi})$ » (а), « $F(\kappa_{\Pi})$ » (б), «Базовые параметры» (в) для исследования зависимости параметров электрических процессов от \bar{U}_{Π} , κ_{Π} , расчета базовых параметров

Алгоритм подпрограммы « $F(\bar{U}_{\Pi})$ » для исследования зависимости параметров электрических процессов от относительного напряжения питания \bar{U}_{Π} выполнен (рис. 4, а) с использованием математических моделей табл. 2, 3. В блоках 2 (начало $m_{\bar{U}_{\Pi}}$ – цикла) и 12 (конец $m_{\bar{U}_{\Pi}}$ – цикла) организуется $m_{\bar{U}_{\Pi}}$ – цикл: $m_{\bar{U}_{\Pi}} = 1, 2, \dots, M_{\bar{U}_{\Pi}}$. Текущее значение относительного напряжения питания \bar{U}_{Π} определяется в блоке 3 дискретно с шагом $\Delta \bar{U}_{\Pi} = (\bar{U}_{\Pi \max} - \bar{U}_{\Pi \min}) / M_{\bar{U}_{\Pi}}$ от $(\bar{U}_{\Pi \min} + \Delta \bar{U}_{\Pi})$ до $\bar{U}_{\Pi \max}$. В блоках 4 ... 10 в зависимости от величины коэффициента трансформации n_{21} рассчитываются необходимые параметры для

расчета и исследования зависимости базовых параметров от относительного напряжения питания \bar{U}_Π . В блоке 11 вызывается подпрограмма «Базовые параметры» (рис. 4, в) – для расчета базовых параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения.

Алгоритм подпрограммы « $F(k_n)$ » для исследования зависимости параметров электрических процессов от коэффициента накопления выполнен (рис. 4, б) с использованием математических моделей табл. 2, 3. В блоках 2 (начало m_k – цикла) и 6 (конец m_k – цикла) организуется m_k – цикл: $m_k = 1, 2, \dots, M_k$. Текущее значение коэффициента накопления k_n определяется в блоке 3 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 4 рассчитывается величина напряжения питания U_Π . В блоке 11 вызывается подпрограмма «Базовые параметры» (рис. 4, в) – для расчета базовых параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения.

Алгоритм подпрограммы «Базовые параметры» для расчета параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения. выполнен (рис. 4, в) с использованием математических моделей табл. 2, 3. В блоках 2 происходит выбор режима исследования (Слежение, Стабилизация). В блоке 3 при режиме слежения (табл. 2 – режим слежения) и в блоке 4 при режиме стабилизации (табл. 2 – режим стабилизации) рассчитываются базовые параметры: $f_{гр}$ – частота преобразования; $T_{гр}$ – период преобразования; $L_{1гр}$ – индуктивность дросселя; $R_{н гр}$ – сопротивление нагрузки; I_{m1} – размах пульсаций тока в обмотке W_1 дросселя L_1 ; I_{m1} – размах пульсаций тока в обмотке тока в обмотке W_2 дросселя L_1 ; I_n – среднее значение тока, потребляемого от источника электропитания; I_n – среднее значение тока нагрузки; I_{S1} – среднее значение тока ключа S_1 ; I_{W1} – среднее значение тока обмотки W_1 ; I_{S2} – среднее значение тока ключа S_2 ; I_{W2} – среднее значение тока обмотки W_2 ; I_{W12} – среднее значение тока обмотки W_{12} ; $I_{n \max}$ – максимальное значение тока; потребляемого от источника электропитания; $I_{n \max}$ – максимальное значение тока нагрузки; $I_{S1 \max}$ – максимальное значение тока ключа S_1 ; $I_{W1 \max}$ – максимальное значение тока обмотки W_1 ; $I_{S2 \max}$ – максимальное значение тока ключа S_2 ; $I_{W2 \max}$ – максимальное значение тока обмотки W_2 ; $I_{W12 \max}$ – максимальное значение тока обмотки W_{12} ; $U_{S1 \max}$ – максимальное значение напряжения ключа S_1 ; $U_{S2 \max}$ – максимальное значение напряжения ключа S_2 ; $U_{W1 \max}$ – максимальное значение напряжения обмотки W_1 ; $U_{W2 \max}$ – максимальное значение напряжения обмотки W_2 ; $U_{W12 \max}$ – максимальное значение напряжения обмотки W_{12} .

На рис. 5 показаны зависимости, построенные по алгоритмам (рис. 3, 4), частоты f (рис. 5, а) и максимальных значений напряжений $U_{S1 \max}$, $U_{S2 \max}$ на ключах S_1 , S_2 (рис. 5, б) от относительного напряжения питания.

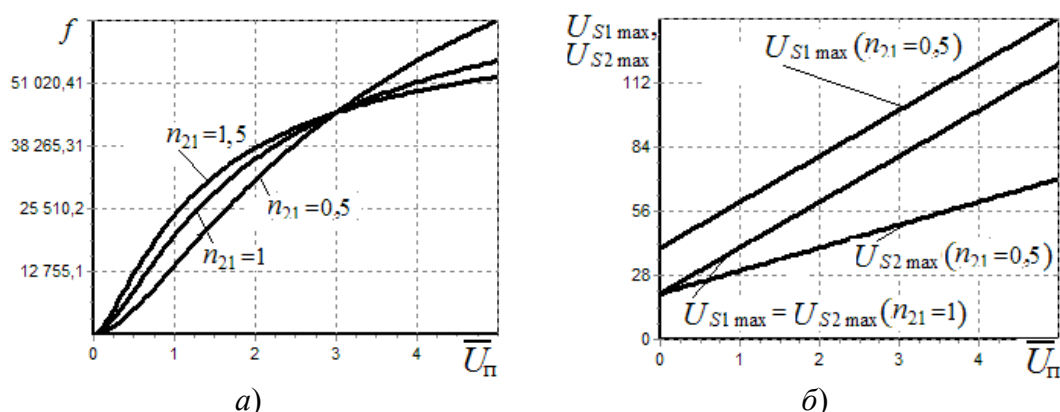


Рисунок 5 – Графики зависимостей частоты f (а); максимальных значений напряжений $U_{S1 \max}$, $U_{S2 \max}$ на ключах S_1 , S_2 (б) от относительного напряжения питания \bar{U}_Π при $n_{21}=0,5, 1, 1,5$

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1. Получены математические модели параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования для режимов стабилизации и слежения удобные для использования в инженерной практике.

2. С использованием полученных математических моделей предложены алгоритмы для моделирования параметров электрических процессов преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования для режимов слежения и стабилизации.

3. Математические модели и алгоритмы позволяют моделировать электрические процессы в преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования, исследовать и устанавливать влияние параметров элементов на характер электрических процессов.

4. Предложенные математические модели и алгоритмы моделирования электрических процессов являются основой для решения задач исследования и проектирования импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

ЛИТЕРАТУРА:

1. 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.
2. Кадацкий А. Ф. Электрические процессы импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами повышающего типа / А. Ф. Кадацкий, О. В. Швец, А. В. Кочетков, Т. Н. Ерыкалина // Восточноевропейский журнал передовых технологий. – 2012. – № 4/9(58). – С. 10 – 16.
3. Кадацкий А.Ф. Алгоритмы моделирования электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами ивертирующего типа / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу, Т. Н. Ерыкалина // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013. – № 1. – С. 88 – 98.
4. Кадацкий А.Ф. Пульсации токов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования с силовыми каналами ивертирующего типа / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу, Т. Н. Ерыкалина // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова. – 2013. – № 2. – С. 47 – 61.
5. Seddik Bacha Power electronic converters modeling and control / Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu. London: Springer-Verlag, – 2014 – 454 p. ISSN 1439-2232, ISBN 978-1-4471-5477-8, ISBN 978-1-4471-5478-5 (eBook), DOI 10.1007/978-1-4471-5478-5.
6. Raymond A. Mack, Jr. Demystifying Switching Power Supplies / Raymond A. Mack, Jr. Amsterdam ; Newnes, Boston, – 2005 – 323 p. ISBN 0-7506-7445-8.
7. Angel V. Peterchev Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications / Angel V. Peterchev //A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. Graduate division of the university of California, Berkeley, 2005. – 159 с.
8. Johansson B. Improved Models for DC-DC Converters Department of Industrial Engineering and Automations. Lund University. – 2003. – 353 p
9. Severns R. and Bloom G. E. Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits, New York: Van Nostrand Reinhold, 1985. – 342 p.
10. Зиновьев Г. С. Силовая электроника: учеб. пособ. для бакалавров. – [5-е изд., испр. и доп.] / Зиновьев Г.С. – М: Юрайт, 2012. – 667 с.
11. Switch-mode power supply reference manual – SMPSRM. On Semiconductor, 2014. – 71 p.
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.

REFERENCES:

1. Kadatskyy A. F. and Rusu A. P. (2005). Analiz elektricheskikh processov v impul'snyh preobrazovateljah postojannogo napryazhenija s shirotno-impul'snym metodom regulirovanija [Analysis of the Electrical Processes in the Pulsed DC Converter with PWM Control Method]. *Elektrichestvo*, (3). 43-54.
2. Kadatskyy A. F. Shvec, O. V., Kochetkov, A. V., Erykalina, T. N. (2012). Elektricheskie processu impylsnyx preobrazovatelej modylnoj stryctyru s silovymi kanalami povushayschego tipa. *Vostochno Evropejskij gyrnal peredovux texnologij*, 4/9(58), 10–16.
3. Kadatskyy A. F., Rusu A. P. Erykalina, T. N. (2013). Algoritmy modelirovaniya elektricheskix processov v impulsnyx preobrazovatelyax postoyannogo napryazheniya modulnoj struktury s silovymi kanalami invertiruyushhego tipa. *Naykovi pracj ONAZ im. O. S. Popova*, 1, 88–98
4. Kadatskyy A. F., Rusu A. P. Erykalina, T. N. (2013). Pylsacii tokov impylsnyx preobrazovatelej postojannogo napryazhenij modylnoj stryctyru s granichnum rejimom fyncionirovanij s silovymi kanalami invertiruyushhego tipa. *Naykovi pracj ONAZ im. O. S. Popova*, 2, 47–61.
5. Bacha, S., Munteanu, I., Bratcu, A. I. (2014). *Power electronic converters modeling and control*. London: Springer-Verlag, 454 p. ISSN 1439-2232, ISBN 978-1-4471-5477-8, ISBN 978-1-4471-5478-5 (eBook), DOI 10.1007/978-1-4471-5478-5.
6. Raymond A. Mack, *Demystifying (2005) Switching Power Supplies*. Newnes, Boston, 323 p. ISBN 0-7506-7445-8.
7. Peterchev, A. V. (2005). *Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications*. A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. Graduate division of the university of California, Berkeley, 159.
8. B. Johansson (2003). *Improved Models for DC-DC Converters* Department of Industrial Engineering and Automations. Lund University, 353 p.
9. R. Severns, Bloom, G. E. (1985). *Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits*. New York: Van Nostrand Reinhold, 342 p.
10. Zinov'ev, G. S. (2012). *Silovaj electronica. Ycheb. Posobie dlj bakalavrov.* – [5-e izdanie]. – M: Urajt, 667.
11. *Switch-mode power supply reference manual– SMPSRM* (2014). On Semiconductor, 71 p.
12. Obuhov A., Otchenash V., Zinoviev G. (2000). Buck-boost AC-AC voltage controllers. *Proceed. of 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC 2000)*. – Slovak Republic, Košice, 194 – 197 p.