

ПАРАМЕТРЫ ТОКОВ В СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ 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.
kafedra.eteg-mk@onat.edu.ua*

ПАРАМЕТРИ СТРУМІВ У СТАБІЛІЗОВАНИХ 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.
kafedra.eteg-mk@onat.edu.ua*

CURRENT PARAMETERS IN STABILIZED PULSE 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.
kafedra.eteg-mk@onat.edu.ua*

Аннотация. Выполнены исследования (анализ и моделирование) параметров токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования. Представлены результаты анализа параметров токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения. Получена математическая модель параметров токов в импульсных преобразователях инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования для режима стабилизации. Представлены результаты моделирования.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, граничный режим функционирования, математическая модель, режим стабилизации, инвертирующий тип.

Анотація. Виконано дослідження (аналіз і моделювання) параметрів струмів у стабілізованих імпульсних перетворювачах постійної напруги інвертуючого типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування. Надані результати аналізу параметрів струмів у стабілізованих імпульсних перетворювачах постійної напруги. Отримана математична модель параметрів струмів в імпульсних перетворювачах інвертуючого типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування для режиму стабілізації. Надані результати моделювання.

Ключові слова: імпульсний перетворювач напруги, граничний режим функціонування, математична модель, режим стабілізації, інвертуючий тип.

Abstract. Investigations (analysis and modeling) of current parameters in stabilized impulse converters of direct voltage of inverting type with autotransformer and transformer inclusion of a throttle with a boundary mode of operation are performed. The results of the analysis of the current parameters in stabilized pulsed DC voltage converters are presented. Mathematical models of parameters of currents in

impulse converters of inverting type with autotransformer and transformer inclusion of a throttle with a boundary mode of operation for regimes of stabilization are obtained. Simulation results are presented.

Key words: Pulsed voltage converter, the boundary mode of operation mathematical model, the stabilization mode, back – boost type.

Технико-экономические показатели (надежность, энергопотребление, объем, 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.

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.

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 [2 – 7] рассмотрены ММ, позволяющие проводить расчет и моделирование большинства известных схем ППН, в том числе и 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 [8] 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 [9] 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 [2 – 9] специфика конкретной схемы преобразователя, режим ее работы отражаются отдельной, специально разработанной математической моделью. При этом известные [2 – 9] 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.

Несмотря на множество уже решенных вопросов по исследованию электрических процессов, режимов функционирования импульсных преобразователей и возможности использования результатов этих исследований при анализе и проектировании импульсных преобразователей, существует еще ряд проблем, присущих лишь стабилизированным импульсным преобразователям постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования, которые сдерживают их широкое использование на практике.

Цель статьи – исследование (анализ и моделирование) параметров токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования.

Наличие результатов исследования параметров токов импульсных преобразователей позволяет повысить эффективность процессов разработки, решения задач расчета, моделирования и анализа, как в инженерной практике, так и при автоматизированном исследовании, синтезе и оптимизации преобразователей электрической энергии с использованием ЭВМ.

В общем случае анализ и моделирование параметров токов в импульсных преобразователях позволяет получить описание электрических процессов в элементах и цепях силовых частей схем преобразователей, исследовать их свойства, объяснить влияние тех или иных параметров на их характеристики, выработать рекомендации для проектирования, способствующие повышению эффективности разрабатываемых преобразователей.

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

В общем случае, импульсные преобразователи могут быть исполнены с различным исполнением накопительных дросселей сглаживающих фильтров: с однообмоточным (рис. 1, а), с автотрансформаторным (рис.1, б, в) и трансформаторным (рис. 1, г). Это 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) [10].

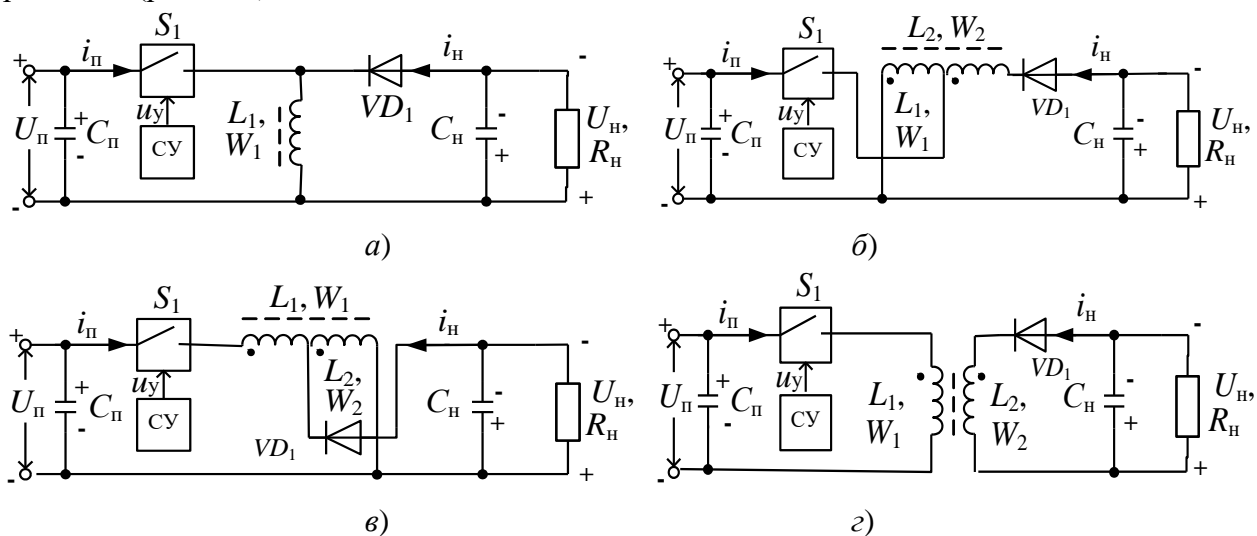


Рисунок 1 – Импульсные преобразователи инвертирующего типа с включением дросселя: однообмоточным при $n_{21} = 1$ (а), автотрансформаторным при $n_{21} > 1$ (б); $n_{21} < 1$ (в) и трансформаторным $n_{21} \geq 1, n_{21} < 1$ (г)

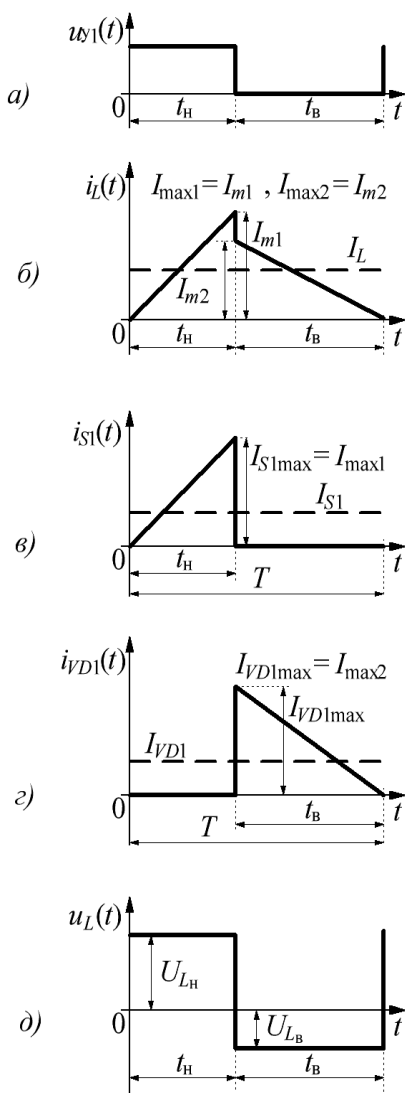


Рисунок 2 – Временные диаграммы: $u_y(t)$ – напряжение управления (а); $i_L(t)$ – ток дросселя (б); $i_{S1}(t)$ – ток управляемого ключа S1 (в); $i_{VD1}(t) = i_{S21}(t)$ – ток неуправляемого ключа S2 (г); $u_L(t)$ – напряжение дросселя (д)

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 преобразователей с рассматриваемыми типами силовых каналов характер изменения тока $i_L(t)$ и напряжения $u_L(t)$ дросселя выходного сглаживающего фильтра одинаков [10]:

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

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

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

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

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

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

где $i_{LH}(t)$, $i_{LB}(t)$ и $u_{LH}(t)$, $u_{LB}(t)$ – токи и напряжения силового дросселя на интервалах времени t_n 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 первичной обмотки с числом витков W_1 и индуктивности L_2 вторичной обмотки с числом витков W_2 силового дросселя; U_H и U_H – напряжения источника первичного электропитания и в цепи нагрузки соответственно; T – период преобразования.

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

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

В соответствии с законом полного тока

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

В импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования регулирование потока электрической энергии, поступающей от источника первичного питания в цепь нагрузки, осуществляется с использованием импульсного метода регулирования. Импульсный модулятор схемы управления СУ формирует управляющие импульсы напряжения $u_y(t)$ силовым управляемым ключам S1 в общем случае с изменяющимися длительностями t_n , периодами $T_{СУ}$ и коэффициентами заполнения k_3 :

$$k_3 = t_n / T_{СУ}, \quad 0 \leq k_3 < 1. \quad (9)$$

В общем случае коэффициент заполнения является функцией времени ($k_3 = f(t)$).

В режиме слежения за изменяющимся по какому-либо закону управляющего напряжения $u_y(t)$ формируется импульсный сигнал с изменяющимся во времени коэффициентом заполнения:

$$k_3(t) = u_y(t) / U_{мп}, \quad (10)$$

где $U_{мп}$ – размах пилообразного напряжения, синхронизирующего импульсный модулятор.

В режиме стабилизации коэффициент заполнения является функцией от воздействий различных дестабилизирующих факторов (изменения напряжения U_n источника питания, тока I_n в цепи нагрузки, температуры t^o окружающей среды и т.п.).

При этом коэффициент заполнения $k_3 = f(u_y(t))$ формируется таким образом, чтобы обеспечить с заданной точностью напряжения $U_n = \text{const}$ в цепи нагрузки.

Учитывая принятые в [10] допущения, длительность t_n будет определять длительность открытого проводящего состояния силового управляемого ключа S_1 и соответственно интервал t_n накопления электрической энергии в индуктивности L_1 первичной обмотки с числом витков W_1 дросселя выходного сглаживающего фильтра преобразователя равен t_n ($t_n = t_{in}$) напряжения $u_y(t)$ схемы управления СУ. Соответственно при $t_n = t_{in}$ и $T = T_{СУ}$ коэффициент k_n накопления преобразователя будет определяться в виде

$$k_n = t_n / T = k_3. \quad (11)$$

Регулировочная характеристика импульсного преобразователя инвертирующего типа с граничным режимом функционирования зависит (рис. 3) от коэффициента накопления k_n и коэффициента трансформации n_{21} [10]:

$$\bar{U}_n = U_n / U_n = k_n n_{21} / (1 - k_n). \quad (12)$$

Из соотношения (12) следует, что никакие другие параметры импульсного преобразователя (например, L_1 – индуктивность первичной обмотки дросселя с числом витков W_1 , f , T – частота и период преобразования электрической энергии, I_n – ток нагрузки силового канала, ...) не влияют на регулировочную характеристику (рис. 3).

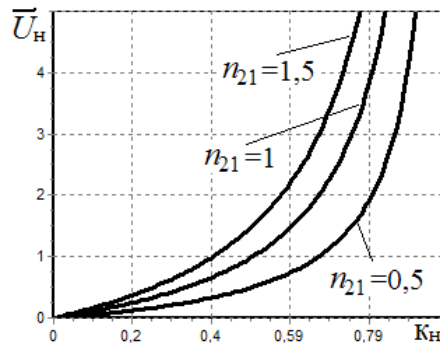


Рисунок 3 – Зависимости относительного напряжения нагрузки \bar{U}_n от коэффициента накопления k_n при $n_{21} = 0,5; 1; 1,5$

Частота преобразования f в отличие от (12) дополнительно зависит от L_1 и R_n [10]:

$$f = R_n (1 - k_n)^2 / 2L_1 n_{21}^2, \quad (13)$$

$$f = R_n \bar{U}_n^2 / [2L_1 (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2].$$

В общем случае на практике номинальные напряжения источника первичного электропитания $U_{пном}$ и нагрузки $U_{нном}$ и их относительные напряжения $\bar{U}_{пном} = U_{пном} / U_{нном}$, $\bar{U}_{нном} = U_{нном} / U_{пном}$ различны (зависят от предъявляемых к импульсному преобразователю технических требований).

Из анализа (13) следует, что при $R_n = \text{const}$ выбором требуемого значения L_1 можно обеспечить при любых относительных $\bar{U}_{пном} = U_{пном} / U_n$ равные значения частоты преобразования f в преобразователях с различными коэффициентами n_{21} :

$$L_1 = R_H \bar{U}_{\text{пном}}^2 / [2f(\bar{U}_{\text{пном}}^2 n_{21} + 1)^2]. \quad (14)$$

На рис. 4 показаны зависимости значения требуемой величины индуктивности $L_1 = f(\bar{U}_{\text{пном}})$ первичной обмотки дросселя с числом витков W_1 от $\bar{U}_{\text{пном}}$ ($L_1 = f(\bar{U}_{\text{пном}})$) при обеспечении частот преобразования $f = \text{const} = 200$ кГц при $R_H = \text{const} = 2$ Ом трех вариантов исполнения преобразователей, отличающихся коэффициентами трансформации n_{21} : 0,5; 1; 1,5.

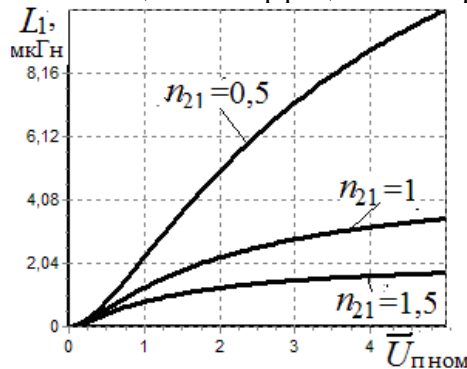


Рисунок 4 – Зависимости индуктивности L_1 от относительного номинального напряжения $\bar{U}_{\text{пном}}$ при $R_H = \text{const} = 2$ Ом

С использованием (13) на рис. 5 приведены зависимости частот преобразования f от относительных напряжений питания $\bar{U}_{\text{п}}$ $f(\bar{U}_{\text{пном}})$ для различных относительных номинальных напряжений $\bar{U}_{\text{пном}} = 1, 2, 3, 4$.

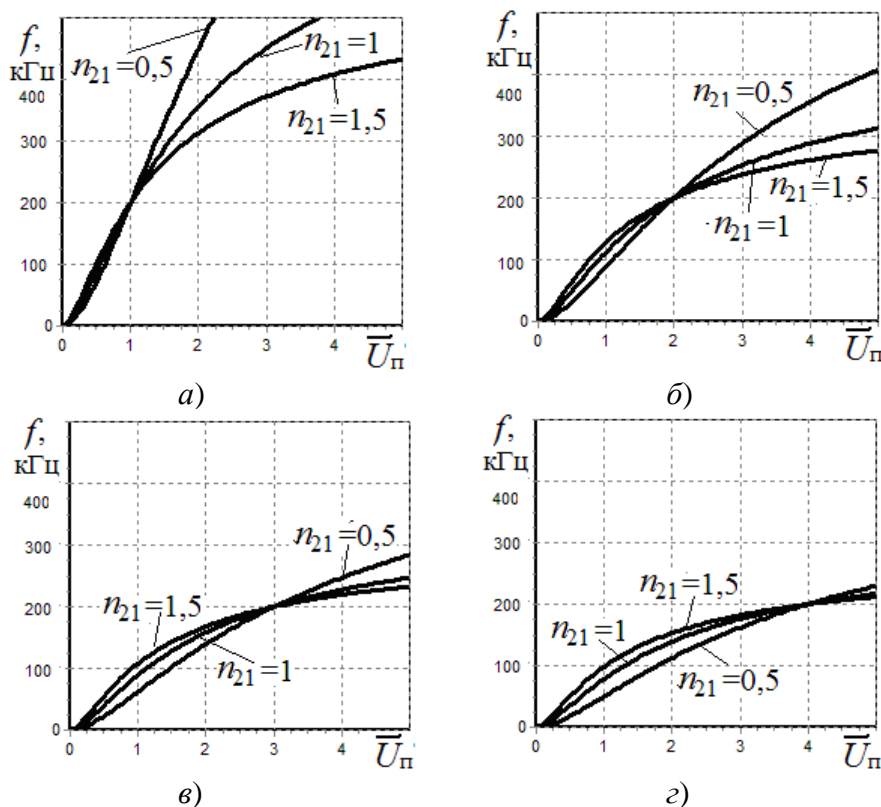


Рисунок 5 – Зависимости частоты f от относительного напряжения $\bar{U}_{\text{п}}$ для $\bar{U}_{\text{пном}} = 1$ (а), $\bar{U}_{\text{пном}} = 2$ (б), $\bar{U}_{\text{пном}} = 3$ (в) и $\bar{U}_{\text{пном}} = 4$ (г) при $n_{21} = 0,5; 1; 1,5$

В режиме стабилизации $U_H = \text{const}$, поэтому с изменением $U_{\text{п}}$ (соответственно и $\bar{U}_{\text{п}} = U_{\text{п}} / U_H$, $\bar{U}_H = U_H / U_{\text{п}}$) будут изменяться коэффициенты накопления K_H (рис. 6).

$$K_H = 1 / (\bar{U}_{\text{п}} n_{21} + 1). \quad (15)$$

Из анализа рис. 6 видим, что изменения – увеличивая (уменьшая) \bar{U}_n приводят к изменениям – к уменьшению (увеличению) коэффициентов накопления. При увеличении (уменьшении) \bar{U}_n необходимо для обеспечения $U_n = \text{const}$ (полагаем, что статическая ошибка $\Delta U_{\text{нст}}$ в цепи нагрузки на много меньше U_n) уменьшить (увеличить) длительность интервала $t_n = t_n$ накопления. Из анализа (15) следует, что k_n является функцией \bar{U}_n и n_{21} и не зависит от иных параметров (например, f – частоты преобразования, R_n – сопротивления нагрузки). Например, для $n_{21} = 0,5; 1; 1,5$ k_n равен соответственно при $\bar{U}_n = \bar{U}_n = 1$ 0,66; 0,5; 0,4, при $\bar{U}_n = 2$ 0,5; 0,33; 0,25 и при $\bar{U}_n = 3$ 0,4; 0,25; 0,18.

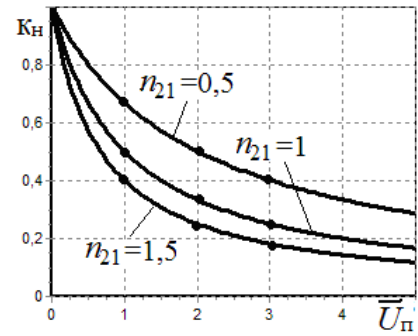


Рисунок 6 – Зависимости коэффициента накопления k_n от относительного напряжения питания \bar{U}_n при $n_{21} = 0,5; 1; 1,5$

Рассмотрим три различные варианта исполнения преобразователей, отличающихся коэффициентами n_{21} трансформации дросселей сглаживающих фильтров, включая и n_{21} равны 0,5; 1 и 1,5. При этом в качестве относительного номинального напряжения будем использовать $\bar{U}_{\text{нном}} = U_{\text{нном}}/U_{\text{нном}} = 2$, при котором частоты f преобразования рассматриваемых преобразователей с отличающимися коэффициентами n_{21} , равны 200 кГц (см. рис. 5, б – показаны зависимости $f = f(\bar{U}_n)$ для $n_{21} = 0,5; 1; 1,5$).

Средние значения приведенных (к току I_n нагрузки) токов \bar{I}_{n/I_n} – потребления, \bar{I}_{S1/I_n} – управляемого ключа S_1 , \bar{I}_{w1/I_n} – первичной обмотки дросселя и \bar{I}_{w12/I_n} – обмотки с числом витков W_{12} для рассматриваемых преобразователей как функции от \bar{U}_n , f , L_1 , n_{21} в режиме стабилизации определяются в виде

$$\begin{aligned} \bar{I}_{w/I_n} &= \bar{U}_n U_n / [f I_n 2L_1 (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2]; \\ \bar{I}_{S1/I_n} &= \bar{I}_{w/I_n}; \quad \bar{I}_{w1/I_n} = \bar{I}_{w/I_n}; \\ \bar{I}_{w12/I_n} &= \bar{U}_n U_n (1 + \bar{U}_n) / 2L_1 f I_n (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2. \end{aligned} \quad (16)$$

При этом в режиме стабилизации токи I_n нагрузок преобразователей в общем случае являются или известными, или могут быть определены по известным параметрам (P_n – мощности в цепи нагрузки, U_n , R_n , \bar{U}_n , L_1 , n_{21}):

$$I_n = P_n / U_n = U_n / R_n = \bar{U}_n^2 U_n / 2L_1 f (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2. \quad (17)$$

Используя (16) с учетом (17), получим

$$\begin{aligned} \bar{I}_{w/I_n} &= \bar{I}_{S1/I_n} = \bar{I}_{w1/I_n} = 1/\bar{U}_n; \\ \bar{I}_{w12/I_n} &= (1 + \bar{U}_n)/\bar{U}_n. \end{aligned} \quad (18)$$

При принятых допущениях, при коэффициенте полезного действия, равным 100%

$$I_n U_n = I_n U_n. \quad (19)$$

Из (19) получаем для \bar{I}_{n/I_n} – среднего значения приведенного тока питания соотношение $\bar{I}_{n/I_n} = 1/\bar{U}_n$, совпадающее с (18).

С использованием соотношений (18) на рис. 7 даны результаты моделирования: зависимости \bar{I}_{n/I_n} , \bar{I}_{S1/I_n} , \bar{I}_{w1/I_n} , \bar{I}_{w12/I_n} от относительного напряжения \bar{U}_n (а); от относительной мощности нагрузки $\bar{P}_n = P_n / P_{\text{баз}}$ ($P_{\text{баз}} = U_n I_n$ при $U_n > 0$ и $I_n > 0$) (б) и от коэффициента трансформации n_{21} (в).

Анализ соотношений (18) и зависимостей (рис. 7) показывает, что средние значения приведенных токов $\bar{I}_{п/I_H}$, \bar{I}_{S1/I_H} , \bar{I}_{w1/I_H} и \bar{I}_{w12/I_H} зависят только от относительного напряжения питания $\bar{U}_п$ (рис. 7, а) и не зависят ни от мощности в цепи нагрузки $P_H = \bar{P}_H P_{6аз}$ (рис. 7, б), ни от коэффициента трансформации n_{21} (рис. 7, в).

С учетом изложенного целесообразно мгновенные значения токов в элементах и цепях рассматриваемых преобразователей представить в относительном виде (приведенными к току I_H).

Характер приведенных к току I_H входных токов $\bar{i}_{п/I_H}(\bar{t})$ (соответственно и токов $\bar{i}_{S1/I_H}(\bar{t})$ и $\bar{i}_{w1/I_H}(\bar{t})$, где $\bar{t} = t/T$ – относительное время), потребляемых преобразователями от входной цепи (параллельно соединенные $C_п$ и источник первичного электропитания), определяется с использованием (2) токами $i_{LH}(t)$ дросселей силовых сглаживающих фильтров на интервале накопления t_H (рис. 8, а):

$$\bar{i}_{S1/I_H}(\bar{t}) = \bar{i}_{w1/I_H}(\bar{t}) = \bar{i}_{п/I_H}(\bar{t}) = i_{LH}(\bar{t})/I_H. \quad (20)$$

Характер приведенных к току I_H выходных токов $\bar{i}_{н/I_H}(\bar{t})$ – токов нагрузки преобразователей (соответственно и приведенных токов $\bar{i}_{S2/I_H}(\bar{t})$ – силовых неуправляемых ключей S_2 и $\bar{i}_{w2/I_H}(\bar{t})$ – вторичных обмоток дросселей) определяется с использованием (3) токами дросселей $i_{LB}(t)$ на интервалах возврата (рис. 8, б):

$$\bar{i}_{S2/I_H}(\bar{t}) = \bar{i}_{w2/I_H}(\bar{t}) = \bar{i}_{н/I_H}(\bar{t}) = i_{LB}(\bar{t})/I_H. \quad (21)$$

Характер токов $\bar{i}_{w12/I_H}(\bar{t})$ – токов в общих витках обмоток первичной (с числом витков W_1) и вторичной (с числом витков W_2) дросселей сглаживающих фильтров преобразователей определяется с использованием (1) токами дросселей $i_L(\bar{t})$:

$$\bar{i}_{w12/I_H}(\bar{t}) = i_L(\bar{t})/I_H. \quad (22)$$

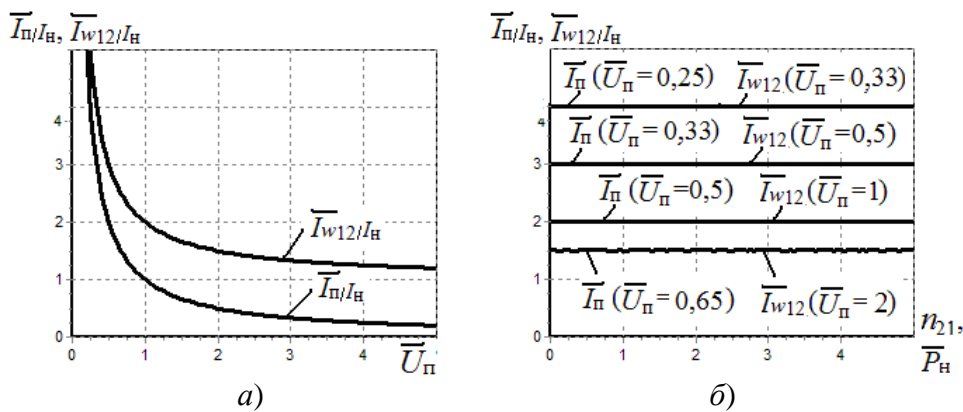


Рисунок 7 – Зависимости приведенных токов от относительного напряжения $\bar{U}_п$ (а) и от коэффициента трансформации n_{21} и относительной мощности нагрузки \bar{P}_H (б)

С использованием соотношений (1)...(22) на рис. 8 показаны временные (с использованием относительного времени $\bar{t} = t/T$) диаграммы приведенных к току I_H мгновенных значений токов: (а) – $\bar{i}_{S1/I_H}(\bar{t})$ (управляемого ключа S_1), $\bar{i}_{w1/I_H}(\bar{t})$ (первичной обмотки дросселя с числом витков W_1) и $\bar{i}_{п/I_H}(\bar{t})$ (потребление); (б) – $\bar{i}_{S2/I_H}(\bar{t})$ (неуправляемого ключа S_2), $\bar{i}_{w2/I_H}(\bar{t})$ (вторичной обмотки дросселя с числом витков W_2) и $\bar{i}_{н/I_H}(\bar{t})$ (нагрузки); (в) – $\bar{i}_{w12/I_H}(\bar{t})$ (общих витков обмоток первичной и вторичной) для режима стабилизации ($U_H = \text{const}$) при $n_{21} = 1$; $n_{21} = 1,5$; $n_{21} = 0,5$, $\bar{U}_{пном} = U_{пном}/U_{нном} = 2$ и значениях относительных напряжений $\bar{U}_п$, равных 1, 2, 3.

При относительном напряжении $\bar{U}_n = 2$ в рассматриваемых преобразователях обеспечивается равенство частот $f(n_{21} = 1) = f(n_{21} = 0,5) = f(n_{21} = 1,5) = 200$ кГц, поскольку $\bar{U}_{\text{пном}} = 2$ (рис. 5,б). Это достигается при условии исполнения дросселей сглаживающих фильтров со значениями индуктивностей L_1 первичных обмоток, равными в соответствии с (14): $L_1(n_{21} = 0,5) = 5$ мкГн, $L_1(n_{21} = 1) = 2,2$ мкГн, $L_1(n_{21} = 1,5) = 1,25$ мкГн соответственно с коэффициентами трансформации n_{21} , равным 0,5, 1, 1,5 (рис. 4). Изменение \bar{U}_n приводит к изменению и частот f преобразования (см. соотношение (13) и рис. 5,в). Например, при $\bar{U}_n = 1$ $f(n_{21} = 1) = 112,5$ кГц, $f(n_{21} = 0,5) = 88,8$ кГц, $f(n_{21} = 1,5) = 128$ кГц; при $\bar{U}_n = 3$ $f(n_{21} = 1) = 253,1$ кГц, $f(n_{21} = 0,5) = 288$ кГц, $f(n_{21} = 1,5) = 238$ кГц. Коэффициенты накопления k_H изменяются (см. соотношение (15) и рис. 6) в соответствии с изменением коэффициентов заполнения $k_3(t) = u_y(t) / U_{\text{мп}}$ соответственно: при $\bar{U}_n = 1$ $k_H(n_{21} = 1) = 0,5$, $k_H(n_{21} = 0,5) = 0,66$, $k_H(n_{21} = 1,5) = 0,4$; при $\bar{U}_n = 3$ $k_H(n_{21} = 1) = 0,25$, $k_H(n_{21} = 0,5) = 0,4$, $k_H(n_{21} = 1,5) = 0,18$. При $\bar{U}_n = 1$ частоты преобразования $f = f(n_{21})$ уменьшаются (рис. 5,б), коэффициенты накопления $k_H = f(n_{21})$ увеличиваются (рис. 6), при $\bar{U}_n = 3$ – частоты $f = f(n_{21})$ увеличиваются, коэффициенты $k_H = f(n_{21})$ уменьшаются (рис. 6).

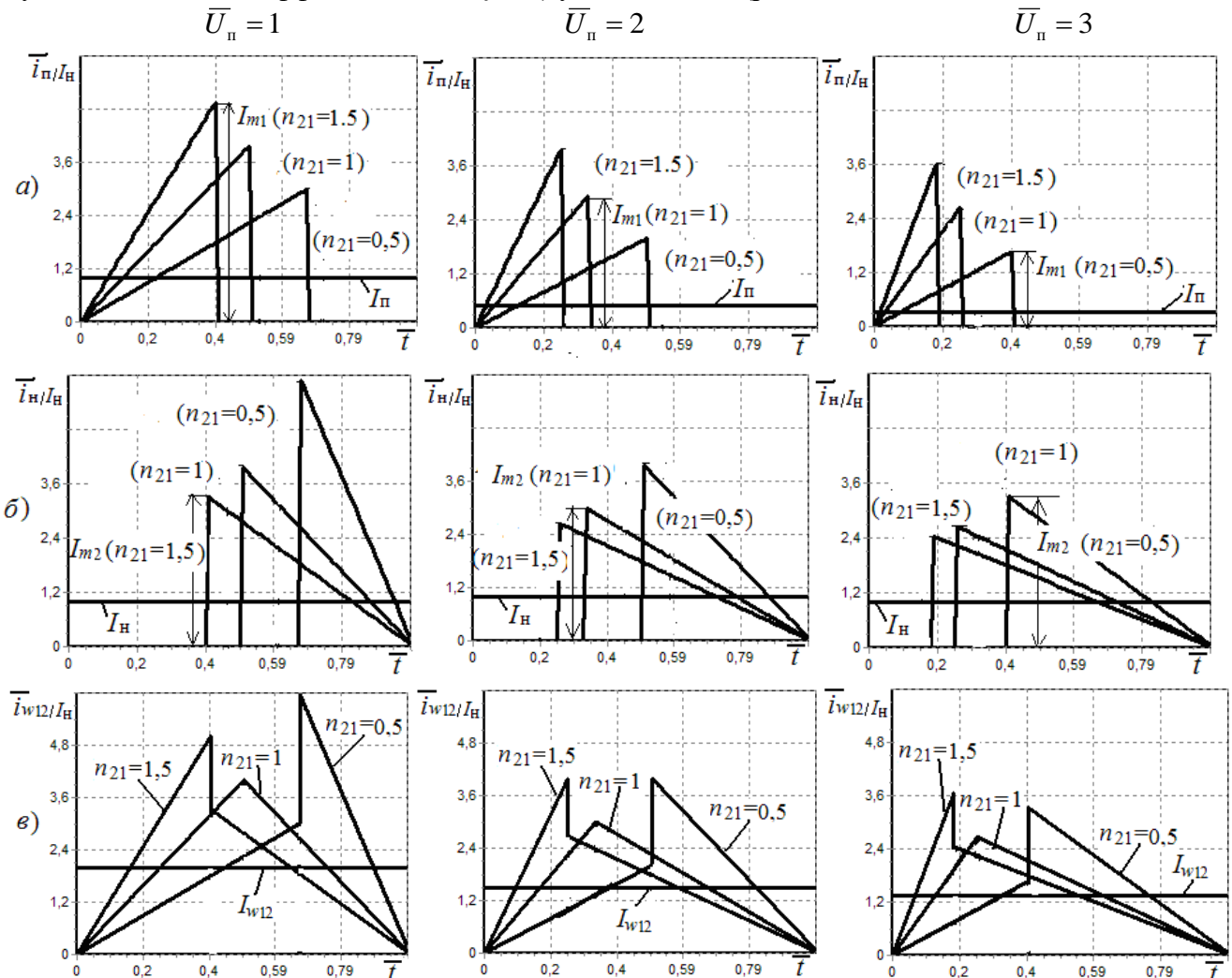


Рисунок 8 – Временные диаграммы токов на входе $\bar{i}_{n/I_n}(\bar{t})$ (а), выходе $\bar{i}_{H/I_H}(\bar{t})$ (б) и в общих витках обмоток $\bar{i}_{w12/I_H}(\bar{t})$ (в) при $\bar{U}_n = 1, 2, 3$, $n_{21} = 0,5; 1; 1,5$

Приведенное (к току I_H) значение размаха пульсации $\Delta \bar{I}_{n/I_H}$ тока потребления $\bar{i}_{n/I_H}(\bar{t})$ (рис. 8,а – и при $n_{21} \leq 1$, и при $n_{21} > 1$) определяется приведенным (к току I_H) значением размаха \bar{I}_{m1/I_H} пульсации тока дросселя на интервале накопления t_H в виде

$$\Delta \bar{I}_{n/I_H} = I_{m1}/I_H = \bar{I}_{m1/I_H} = U_n t_H / I_H L_1 = \bar{U}_n U_H / I_H f L_1 (\bar{U}_n n_{21} + 1),$$

а с учетом соотношения (17) в виде

$$\Delta \bar{I}_{n/I_H} = \bar{I}_{m1/I_H} = 2(\bar{U}_n n_{21} + 1) / \bar{U}_n. \quad (23)$$

Приведенное (к току I_H) значение размаха пульсации $\Delta \bar{I}_{H/I_H}$ тока $\bar{i}_{H/I_H}(\bar{t})$ нагрузки преобразователя определяется приведенным (к току I_H) значением размаха \bar{I}_{m2/I_H} (рис. 8,б – и при $n_{21} \leq 1$, и при $n_{21} > 1$) в виде

$$\Delta \bar{I}_{H/I_H} = I_{m2}/I_H = \bar{I}_{m2/I_H} = U_n t_B / I_H L_2 = \bar{U}_n U_H / I_H n_{21} L_1 f (\bar{U}_n n_{21} + 1),$$

а с учетом соотношения (17) в виде

$$\Delta \bar{I}_{H/I_H} = \bar{I}_{m2/I_H} = U_n t_B / I_H L_2 = 2(\bar{U}_n n_{21} + 1) / \bar{U}_n n_{21}. \quad (24)$$

Приведенное (к току I_H) значение размаха пульсации \bar{I}_{w12/I_H} – тока обмотки с числом витков W_{12} определяется с учетом (23), (24) как максимальное из значений \bar{I}_{m1/I_H} и \bar{I}_{m2/I_H} (рис. 8, в):

$$\Delta \bar{I}_{w12/I_H} = \max(\bar{I}_{m1/I_H}, \bar{I}_{m2/I_H}) = \begin{cases} 2(\bar{U}_n n_{21} + 1) / \bar{U}_n & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ 2(\bar{U}_n n_{21} + 1) / \bar{U}_n n_{21} & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (25)$$

Из анализа соотношений (23), (24) и (25) видим, что в общем случае \bar{I}_{m1/I_H} и \bar{I}_{m2/I_H} являются функциями \bar{U}_n . При изменении \bar{U}_n изменяется коэффициент накопления (см. рис. 6). При этом следует учитывать, что частота f преобразования обратнопропорциональна значению L_1 (см. соотношение (13)).

В режиме стабилизации при любом \bar{U}_n обеспечивается постоянство $U_H = \text{const}$, а при $R_H = \text{const}$ и постоянство токов в цепи нагрузки (см. рис. 8, б), поскольку $U_H = I_H R_H = \text{const}$.

Максимальные значения приведенных токов $\bar{I}_{S1\text{max}/I_H}$ – управляемых ключей S_1 , $\bar{I}_{w1\text{max}/I_H}$ – первичных обмоток с числом витков W_1 силовых дросселей сглаживающих фильтров и $\bar{I}_{H\text{max}/I_H}$ – потребляемых от входных цепей преобразователей соответствуют моментам времени $t \rightarrow t_1$:

$$\bar{I}_{S1\text{max}/I_H} = \bar{I}_{w1\text{max}/I_H} = \bar{I}_{H\text{max}/I_H} = I_{m1}/I_H = \bar{I}_{m1/I_H}. \quad (26)$$

Максимальные значения приведенных токов $\bar{I}_{S2\text{max}/I_H}$ – неуправляемого ключа S_2 , $\bar{I}_{w2\text{max}/I_H}$ – вторичной обмотки дросселя сглаживающего фильтра, $\bar{I}_{H\text{max}/I_H}$ – выходного тока импульсного преобразователя соответствуют моментам времени $\bar{t} = \bar{t}_H = t_H / T$ (рис. 8)

$$\bar{I}_{S2\text{max}/I_H} = \bar{I}_{w2\text{max}/I_H} = \bar{I}_{H\text{max}/I_H} = \bar{I}_{m2/I_H}. \quad (27)$$

Максимальное значение приведенного тока $\bar{I}_{w12\text{max}/I_H}$ обмотки дросселя с числом витков W_{12} определяется максимальным из значений \bar{I}_{m1/I_H} и \bar{I}_{m2/I_H} (рис. 8, в)

$$\bar{I}_{w12\text{max}/I_H} = \max(\bar{I}_{m1/I_H}, \bar{I}_{m2/I_H}) = \begin{cases} 2(\bar{U}_n n_{21} + 1) / \bar{U}_n & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ 2(\bar{U}_n n_{21} + 1) / \bar{U}_n n_{21} & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (28)$$

В соотношениях (26)...(28) в качестве нормирующего (базового) параметра использован ток нагрузки I_H , поскольку рассматриваемые преобразователи при функционировании должны обеспечивать равные токи I_H в цепях нагрузок. При этом при любом токе I_H это позволяет количественно (в сравнительной оценке с током I_H) оценить исследуемые параметры, определяемые в соответствии с (26)...(28). Для сравнительной

оценки импульсных преобразователей с использованием дросселей сглаживающих фильтров с коэффициентами трансформации $n_{21} \neq 1$ целесообразно использовать и нормирование исследуемых параметров: $I_{m1}(n_{21}), I_{m2}(n_{21})$ к одноименным параметрам $I_{m1}(n_{21} = 1) = I_{m2}(n_{21} = 1)$ преобразователя с коэффициентами трансформации дросселя сглаживающего фильтра, равным единице ($n_{21} = 1$):

$$\bar{I}_{m1\max/(n_{21}=1)} = I_{m1}(n_{21}) / I_{m1}(n_{21} = 1) = (\bar{U}_{\Pi} n_{21} + 1) / (\bar{U}_{\Pi} + 1); \quad (29)$$

$$\bar{I}_{m2\max/(n_{21}=1)} = I_{m2}(n_{21}) / I_{m1}(n_{21} = 1) = (\bar{U}_{\Pi} n_{21} + 1) / (\bar{U}_{\Pi} n_{21} + n_{21}); \quad (30)$$

$$\bar{I}_{w12\max/(n_{21}=1)} = I_{w12\max}(n_{21}) / I_{w12\max}(n_{21} = 1) \begin{cases} (\bar{U}_{\Pi} n_{21} + 1) / (\bar{U}_{\Pi} + 1) & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ 2(\bar{U}_{\Pi} n_{21} + 1) / (\bar{U}_{\Pi} n_{21} + n_{21}) & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (31)$$

С использованием соотношений (26) и (29) на рис. 9 показаны зависимости:

(а) – $\bar{I}_{m1}/I_{\Pi} = f(\bar{U}_{\Pi})$;

(б) – $\bar{I}_{\Pi\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{S1\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{w1\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{m1}/I_{\Pi} = f(n_{21})$;

(в) – $\bar{I}_{\Pi\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{S1\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{w1\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{m1}/(n_{21}=1) = I_{m1}(n_{21} \neq 1) / I_{m1}(n_{21} = 1) = f(\bar{U}_{\Pi})$;

(г) – $\bar{I}_{m1}/(n_{21}=1) = I_{m1}(n_{21} \neq 1) / I_{m1}(n_{21} = 1) = f(n_{21})$.

Увеличение \bar{U}_{Π} и уменьшение коэффициента трансформации n_{21} приводит к уменьшению максимальных значений токов $\bar{I}_{S1\max}/I_{\Pi}, \bar{I}_{w1\max}/I_{\Pi}, \bar{I}_{\Pi\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{m1}/I_{\Pi}$ (см. рис. 8,а и рис. 9, а,б). При этом при уменьшении коэффициента трансформации – при $n_{21} < 1$ достигается, по сравнению с использованием преобразователя с $n_{21} = 1$ (рис. 8,в,г), уменьшение максимальных значений токов в рассматриваемых цепях и элементах преобразователей, при $n_{21} > 1$ – увеличение.

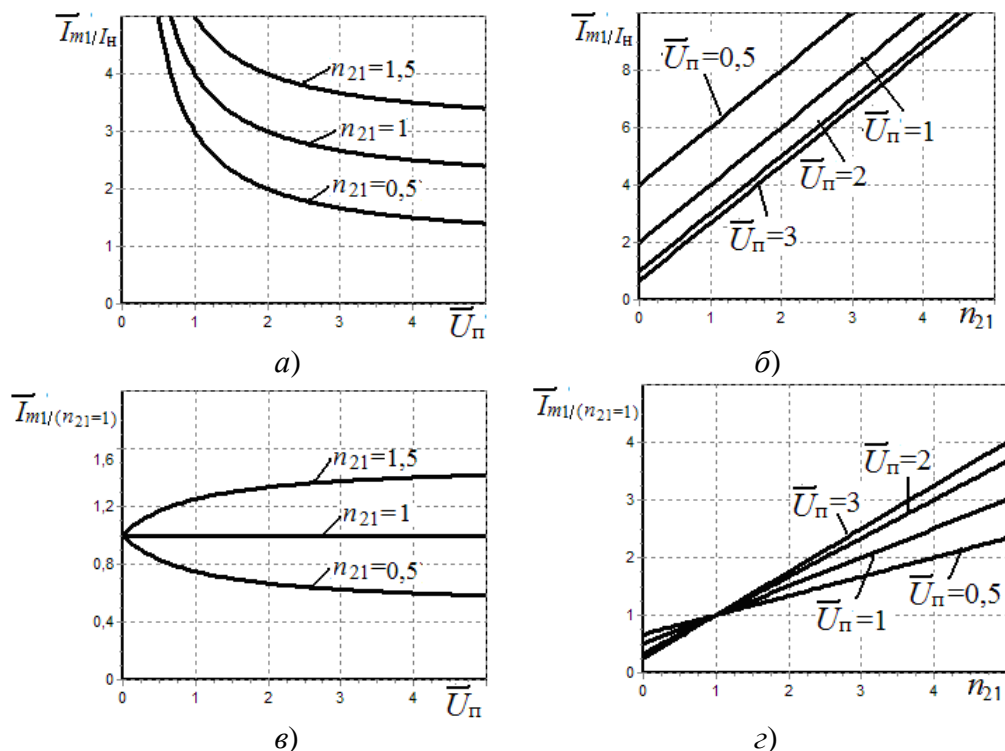


Рисунок 9 – Зависимости максимальных значений приведенных токов

$\bar{I}_{S1\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{w1\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{\Pi\max}/I_{\Pi} = \bar{I}_{m1}/I_{\Pi}$ от относительного напряжения \bar{U}_{Π} (а) и коэффициента трансформации n_{21} (б) и $\bar{I}_{S1\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{w1\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{\Pi\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{m1}/(n_{21}=1)$ от относительного

напряжения \bar{U}_{Π} (в) и коэффициента трансформации n_{21} (г)

В режиме стабилизации в рассматриваемых импульсных преобразователях обеспечивается $P_H = I_H U_H = \text{const}$, поэтому при увеличении \bar{U}_H происходит уменьшение доли составляющей тока в потребляемой мощности $P_H = I_H U_H = \text{const}$. Поэтому с увеличением \bar{U}_H происходит уменьшение \bar{I}_{w/I_H} и \bar{I}_{m1/I_H} (см. рис. 7 и 8, а).

Результаты моделирования с использованием соотношений (27)...(30) приведены на рис. 10. Увеличение \bar{U}_H приводит к уменьшению максимальных значений токов $\bar{I}_{S2\max/I_H} = \bar{I}_{w2\max/I_H} = \bar{I}_{H\max/I_H} = \bar{I}_{m2/I_H}$ (рис. 10,а,б и рис. 8,б) аналогично зависимости $\bar{I}_{m1/I_H} = f(\bar{U}_H)$ (рис. 9,а). При этом увеличение (уменьшение) коэффициента трансформации n_{21} позволяет уменьшить (увеличить) $\bar{I}_{m2/(n_{21}=1)}$ в соответствии с (27)...(30) по сравнению с использованием $n_{21} = 1$ (см. рис. 10,а,в,б,г и рис. 8,б). Изменение коэффициента трансформации n_{21} позволяет перераспределить значения $\bar{I}_{m1/(n_{21}=1)}$ и $\bar{I}_{m2/(n_{21}=1)}$. Например, при $n_{21} > 1$ $\bar{I}_{m1/(n_{21}=1)} > \bar{I}_{m2/(n_{21}=1)}$ (рис. 8, в, г, рис. 9, в, г), а при $n_{21} < 1$ $\bar{I}_{m1/(n_{21}=1)} < \bar{I}_{m2/(n_{21}=1)}$.

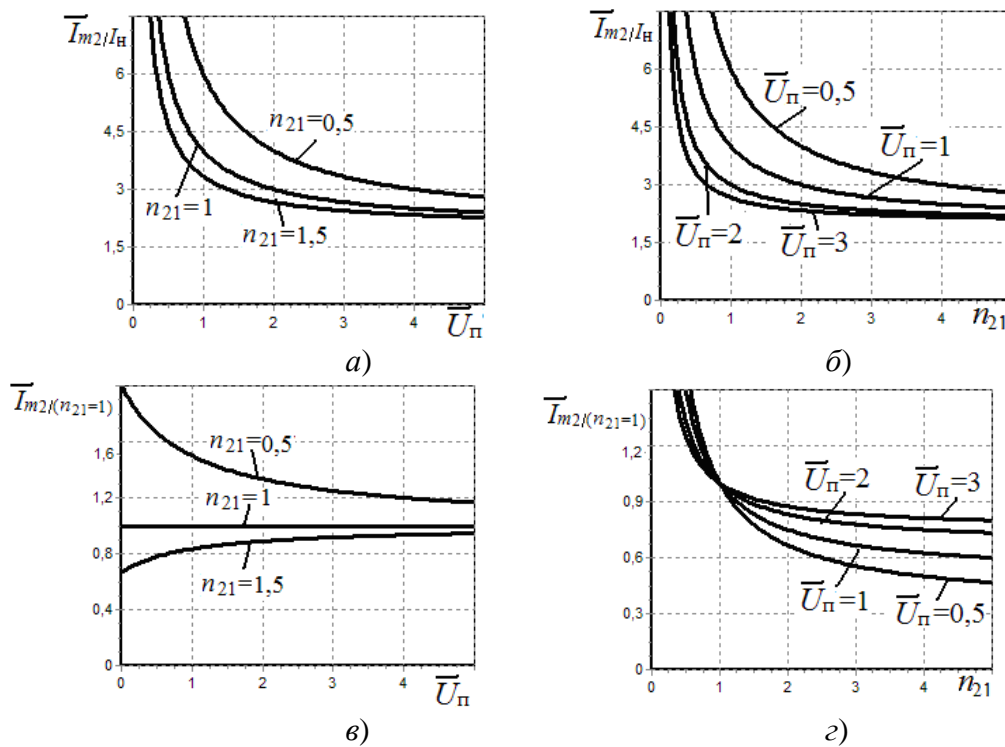


Рисунок 10 – Зависимости максимальных значений приведенных токов

$\bar{I}_{S2\max/I_H} = \bar{I}_{w2\max/I_H} = \bar{I}_{H\max/I_H} = \bar{I}_{m2/I_H}$ от относительного напряжения \bar{U}_H (а), коэффициента трансформации n_{21} (б) и нормированных максимальных значений

токов $\bar{I}_{S2\max/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{w2\max/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{H\max/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{m2/(n_{21}=1)}$ от относительного напряжения \bar{U}_H (в) и коэффициента трансформации n_{21} (г)

На рис. 11 даны результаты моделирования, полученные с использованием соотношений (26)...(31). При увеличении \bar{U}_H (рис. 11,а) происходит уменьшение максимальных значений приведенных токов $\bar{I}_{w12\max/I_H}$, поскольку с учетом (28) увеличение \bar{U}_H приводит (см. рис. 9, а и рис. 10, а) в общем случае к уменьшению \bar{I}_{m1/I_H} и \bar{I}_{m2/I_H} . Анализ соотношения (28) и результатов моделирования с его использованием, показанных на рис. 11,в,г показывает, что при любом $n_{21} \neq 1$ максимальные значения нормированных токов

$\bar{I}_{w12 \max / (n_{21} \neq 1)}(n_{21} \neq 1)$ больше значений $\bar{I}_{w12 \max / (n_{21} = 1)}(n_{21} = 1)$. При этом независимо от \bar{U}_Π имеет место (рис. 11,з) экстремум: $\min \bar{I}_{w12 \max / (n_{21} \neq 1)}(n_{21}) = \bar{I}_{w12 \max / (n_{21} = 1)}(n_{21} = 1)$ соответствует $n_{21} = 1$.

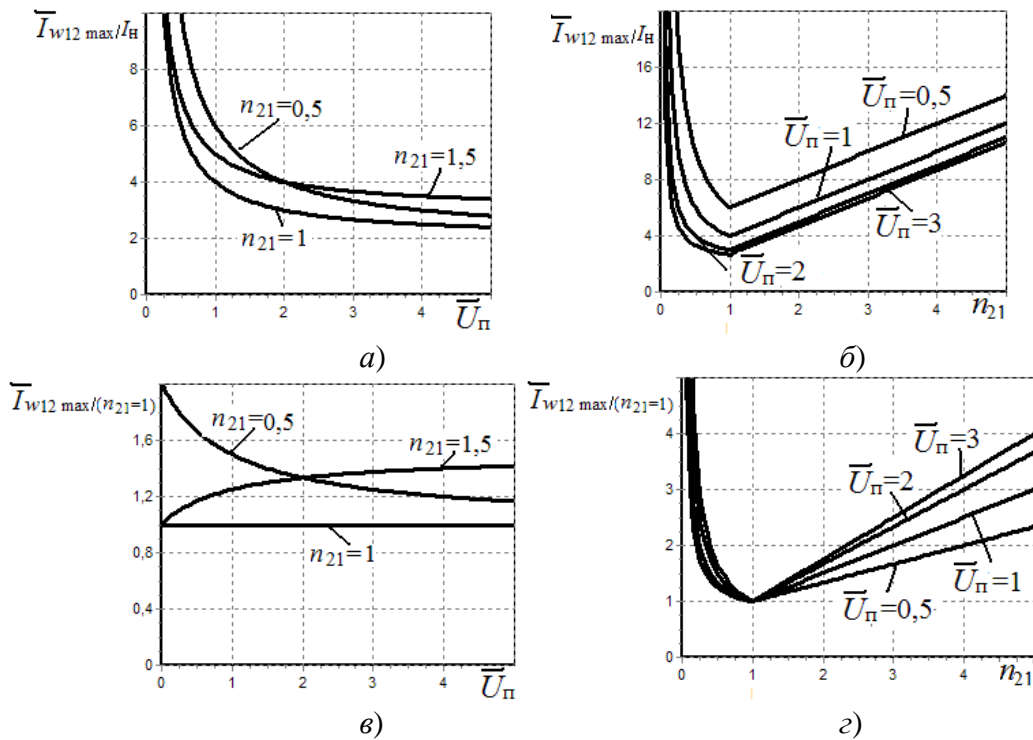


Рисунок 11 – Зависимости максимальных значений приведенных токов $\bar{I}_{w12 \max / I_n}$ от относительного напряжения \bar{U}_Π (а), коэффициента трансформации n_{21} (б) и нормированных максимальных значений токов $\bar{I}_{w12 \max / (n_{21} = 1)}$ от относительного напряжения \bar{U}_Π (в) и коэффициента трансформации n_{21} (г)

С учетом изложенного выше в табл.1 представлена математическая модель основных базовых параметров силовых каналов СК стабилизированных импульсных преобразователей инвертирующего типа с граничным режимом функционирования: (коэффициент накопления k_n , напряжение нагрузки U_n , относительное напряжение нагрузки \bar{U}_n , сопротивление нагрузки R_n , коэффициент возврата k_b , частота преобразования $f = 1/T$, длительность интервала времени накопления t_n 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_n , среднее значение тока потребления I_Π).

Таблица 1 – Математическая модель параметров электрических процессов

Наименование и обозначение параметра	Формула
Коэффициент накопления $k_n = t_n/T$	$U_n / (U_\Pi n_{21} + U_n)$ (1.1)
Коэффициент возврата $k_b = t_b/T$	$n_{21} U_\Pi / (U_n + n_{21} U_\Pi)$ (1.2)
Относительное напряж. нагрузки \bar{U}_n	U_n / U_Π (1.3)
Относительное напряж. питания \bar{U}_Π	U_Π / U_n (1.4)

Частота преобразования f	$R_n \bar{U}_n^2 / 2L_1 [\bar{U}_n n_{21} + 1]^2$	(1.5)
Период преобразования T	$2L_1 [\bar{U}_n n_{21} + 1]^2 / R_n \bar{U}_n^2$	(1.6)
Индуктивность дросселя L_1	$R_n \bar{U}_n^2 / 2f [\bar{U}_n n_{21} + 1]^2$	(1.7)
Сопротивление нагрузки R_n	$2L_1 [\bar{U}_n n_{21} + 1]^2 / T \bar{U}_n^2$	(1.8)
Размах I_{m1} пульс. тока $i_{LH}(t)$ в первичной обмотке дросселя	$\bar{U}_n U_n / I_n f L_1 (\bar{U}_n n_{21} + 1)$	(1.9)
Размах I_{m2} пульс. тока $i_{LB}(t)$ во вторичной обмотке дросселя	$\bar{U}_n U_n / I_n n_{21} L_1 f (\bar{U}_n n_{21} + 1)$	(1.10)
Средние значения токов I_n, I_{S1}, I_{w1}	$U_n T / [\bar{U}_n n_{21} + 1]^2 2L_1$	(1.11)
Средние значения привед. токов $\bar{I}_{S1/I_n} = \bar{I}_{w1/I_n} = \bar{I}_w/I_n$	$I_n / I_n = 1/\bar{U}_n$	(1.12)
Средние значения токов I_n, I_{S2}, I_{w2}	$\bar{U}_n^2 U_n / 2L_1 f (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2$	(1.13)
Среднее значение привед. тока \bar{I}_{w12/I_n}	$I_{w12}/I_n = \bar{U}_n U_n (1 + \bar{U}_n) / 2L_1 f I_n (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2$	(1.14)
Максимальные привед. токи: $\bar{I}_{S1\max/I_n} = \bar{I}_{w1\max/I_n} = \bar{I}_{n\max/I_n} = \bar{I}_{m1/I_n}$	$I_{m1}/I_n = 2(\bar{U}_n n_{21} + 1)/\bar{U}_n$	(1.15)
Максимальные привед. токи: $\bar{I}_{S2\max/I_n} = \bar{I}_{w2\max/I_n} = \bar{I}_{n\max/I_n} = \bar{I}_{m2/I_n}$	$I_{m2}/I_n = 2(\bar{U}_n n_{21} + 1)/\bar{U}_n n_{21}$	(1.16)
Максимальные значения привед. тока $\bar{I}_{w12\max/I_n}$	$\max(\bar{I}_{m1/I_n}, \bar{I}_{m2/I_n}) = \begin{cases} 2(\bar{U}_n n_{21} + 1)/\bar{U}_n & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ 2(\bar{U}_n n_{21} + 1)/\bar{U}_n n_{21} & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases}$	(1.17)

Полученная математическая модель (табл. 1) для расчета параметров электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования для режима стабилизации была использована при разработке алгоритмов и программного обеспечения с их использованием. Результаты моделирования с использованием математической модели табл. 1 показаны на рис. 3 ... 11 и изложены выше.

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1. Получена математическая модель параметров токов в стабилизированных импульсных преобразователях инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования.
2. Математическая модель позволяет моделировать электрические процессы в преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования, исследовать и устанавливать влияние параметров элементов на характер электрических процессов.
3. Выполнены исследования (анализ и моделирование) параметров токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования. Даны результаты анализа параметров токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения.
4. Предложенная математическая модель 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. 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
3. Raymond A. Mack, Jr. Demystifying Switching Power Supplies / Raymond A. Mack, Jr. Amsterdam ; Newnes, Boston, – 2005 – 323 p. ISBN 0-7506-7445-8.
4. 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.
5. B. Johansson Improved Models for DC-DC Converters Department of Industrial Engineering and Automations. Lund University. – 2003. – 353 p.
6. R. Severns and G. E. Bloom, Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits, New York: Van Nostrand Reinhold, 1985. – 342 p.
7. Зиновьев Г. С. Силовая электроника: учеб. пособ. для бакалавров. – [5-е изд., испр. и доп.] / Зиновьев Г.С. – М: Юрайт, 2012. – 667 с.
8. Switch-mode power supply reference manual – SMP SRM. On Semiconductor. – 2014, 71 p.
9. 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.
10. 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. Kadatsky A. F. and Rusu A. P. (2005). Analiz elektricheskikh processov v impul'snykh preobrazovatel'nykh postojannogo naprjazhenija 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. 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.
3. Raymond A. Mack, Demystifying (2005) Switching Power Supplies. Newnes, Boston, 323 p. ISBN 0-7506-7445-8.
4. 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.
5. B. Johansson (2003). Improved Models for DC-DC Converters Department of Industrial Engineering and Automations. Lund University, 353 p.
6. R. Severns, Bloom, G. E. (1985). Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits. New York: Van Nostrand Reinhold, 342 p.
7. Zinov'ev, G. S. (2012). Silovaj electronica. Yчеб. Posobie dlj bakalavrov. – [5-e izdanie]. – М: Urajt, 667.
8. Switch-mode power supply reference manual– SMP SRM (2014). On Semiconductor, 71 p.
9. 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.
10. Kadatsky A.F., Rusu A.P., Erykalina T.N., Kril A.S. (2016). Matematicheskie modeli parametrov elektricheskikh processov v impyl'snykh preobrazovatel'nykh postojnnogo naprjgenij invertiryyschego tipa s granichnum regimom fyunkcionirovanij. Naukovi praci ONAZ im. O.S. Popova, (1), 55 – 72.