

УДК 621.314.1

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕЙСТВУЮЩИХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКОВ
В ИНВЕРТИРУЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С
ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ**

КАДАЦКИЙ А.Ф., РУСУ А.П., КРИЛЬ А.С.

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

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДІЮЧИХ ЗНАЧЕНЬ СТРУМІВ
В ІНВЕРТУВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ
З ГРАНИЧНИМ РЕЖИМОМ ФУНКЦІОНУВАННЯ**

КАДАЦЬКИЙ А.Ф., РУСУ О.П., КРІЛЬ О.С.

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

**THE RESEARCH OF EFFECTIVE CURRENTS IN THE BACK-BOOST DC-DC
CONVERTERS WITH BOUNDARY MODE OPERATION**

KADATSKYY A.F., RUSU A.P., KRIL A.S.

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,
1 Kuznechna St., Odessa, 65029, Ukraine.
kafedra.eteg-mk@onat.edu.ua*

Аннотация. Получены расчётные соотношения для определения влияния коэффициента трансформации дросселя на величины действующих значений токов в силовой части импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования. Проведено исследование влияния автотрансформаторного включения дросселя на величины действующих значений токов на интервалах накопления и возврата в силовой части импульсных инвертирующих преобразователей. Показано, что путём выбора коэффициента трансформации дросселя можно перераспределить величину действующих значений токов в силовых коммутационных элементах и тем самым увеличить коэффициент полезного действия преобразователя за счёт уменьшения величины энергетических потерь при преобразовании в граничном режиме. Выявлены особенности влияния соотношения напряжения на входе и выходе преобразователя на величину оптимального значения коэффициента трансформации дросселя.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, граничный режим функционирования, инвертирующий тип, коэффициент трансформации дросселя, параметры электрических процессов, действующие токи.

Анотація. Отримано розрахункові співвідношення для визначення впливу коефіцієнта трансформації дроселя на величини діючих значень струмів у силовій частині імпульсних перетворювачів постійної напруги інвертувального типу із граничним режимом функціонування. Проведено дослідження впливу автотрансформаторного включення дроселя на величину діючих значень струмів на інтервалах накопичення та повернення в силовій частині імпульсних інвертувальних перетворювачів. Показано, що шляхом вибору коефіцієнта трансформації дроселя можна перерозподілити величину максимальних значень струмів в силових комутувальних елементах і тим самим збільшити коефіцієнт корисної дії перетворювача за рахунок зменшення величини енергетичних втрат при перетворенні в граничному режимі. Виявлено особливості впливу співвідношення напруги на вході і виході перетворювача на величину оптимального значення коефіцієнта трансформації дроселя.

Ключові слова: імпульсний перетворювач напруги, граничний режим функціонування, інвертувальний тип, коефіцієнт трансформації дроселя, параметри електричних процесів діючі струми.

Abstract. In the article the formulas for calculation effective current values in the power stage of the inverting back-boost DC-DC converters with boundary mode operation were obtained. Based on these formulas, the researches effective current values of the power switches from turn's ratio of the power inductor were made. It is shown that by

choosing the turn ratio of the power inductor it is possible to redistribute the effective current values of the power switching elements and thereby increase the efficiency of the converter due to the decrease in the value of static and dynamic losses during conversion in the boundary mode. The features of the influence of the ratio of the converter input and output voltages on the value of the optimum power inductor turn ratio are revealed.

Key words: *Switching DC-DC converter, the boundary mode operation, inverting back-boost converter, inductor turns ratio, parameters of electrical processes.*

Характеристики преобразователей постоянного напряжения (ППН), являющихся основой большинства узлов, устройств и систем электропитания современного оборудования, во многом определяют стабильность и качество телекоммуникационных услуг предприятий связи. В большинстве случаев для питания оборудования используется однополярный источник напряжением 24 В, 48 В или 60 В, в то время как узлы и блоки телекоммуникационной техники могут быть построены с использованием операционных усилителей, аналого-цифровых или цифро-аналоговых преобразователей, требующих для своей работы двухполярного напряжения питания. Поэтому ППН инвертирующего типа, позволяющие превратить однополярный источник в двухполярный, нашли самое широкое распространение в радиотехнике.

Уменьшение размера и веса ещё долгое время будет оставаться приоритетным направлением развития радиотехнического и телекоммуникационного оборудования, а, поскольку эти параметры во многом определяются удельной мощностью используемых преобразователей, то уменьшение потерь и миниатюризация ППН являются актуальными не только для силовой техники, но и для отрасли связи целиком. Анализ публикаций, посвящённых улучшению технико-экономических показателей ППН [1] показывает, что их масса и габариты во многом определяются магнитопроводом дросселя, объём которого минимален при работе в граничном режиме. Кроме того, КПД любого преобразователя, в том числе и инвертирующего типа, можно повысить путём включения дросселя по автотрансформаторной схеме, что позволит оптимизировать электрические процессы в силовой части ППН, например, за счёт перераспределения действующих значений токов, оказывающих существенное влияние на величины статических потерь и установочной мощности.

На сегодняшний день основным инструментом разработчика ППН, как и любого другого радиотехнического оборудования являются средства автоматизированного проектирования (САПР), позволяющие без использования дорогостоящего физического моделирования отыскать оптимальный вариант построения силовой части при минимальных затратах времени и средств. Однако составляющие основу САПР известные математические модели [2 – 5], имеют ряд ограничений, не позволяющих проводить полный комплекс исследований. Кроме того, известные исследования влияния коэффициента трансформации дросселя [5 – 6] на величины действующих значений токов в силовой части проведены не в полном объёме, что сдерживает использование ППН инвертирующего типа с граничным режимом функционирования на практике.

Это и определило **цель данной статьи**, заключающейся в систематизации расчётных соотношений для определения действующих значений токов в силовых коммутирующих элементах и цепях ППН инвертирующего типа с граничным режимом функционирования и исследования влияния коэффициента трансформации дросселя на их величину.

Рассматриваемые схемы инвертирующих импульсных преобразователей показаны на рис. 1. Простейшим вариантом этой схемы является схема с однообмоточным дросселем (рис. 1,а), которая обычно используется в приложениях, не требующих гальванической развязки, при относительном напряжении питания $\bar{U}_n = U_n / U_n$ (где U_n , U_n – напряжение питания и нагрузки, соответственно), находящемся в диапазоне $0,1 < \bar{U}_n < 10$ [1]. В ППН с иным значением \bar{U}_n могут использоваться схемы с автотрансформаторным (рис. 1,в,г), а в приложениях, требующих гальванической развязки – с трансформаторным (рис. 1,б) включением дросселя.

При работе в граничном режиме, который на практике обычно реализуется с помощью схем управления (СУ), использующих метод управления по току (Current Mode), каждый цикл преобразования состоит из двух интервалов. На первом интервале, называемом интервалом накопления, ключ $S1$ находится в проводящем, а ключ $S2$ – в непроводящем состоянии. На втором интервале, называемом интервалом возврата, состояния ключей $S1$ и $S2$ меняются на противоположные: $S1$ устанавливается в непроводящее, а ключ $S2$ – в проводящее состояние. Математические модели токов и напряжений в элементах силовой части, являющиеся основой для определения параметров электрических процессов в элементах и цепях силовой части приведены в табл. 1, параметры электрических процессов приведены в табл. 2. При получении данных соотношений был использован известный метод анализа, заключающийся в использовании в качестве базовых параметров – параметров тока дросселя [7].

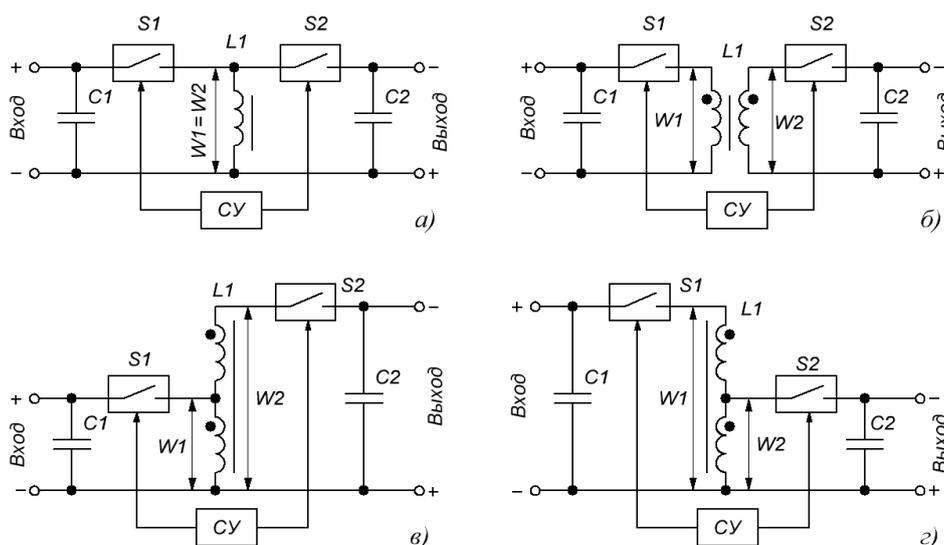


Рисунок 1 – Импульсные преобразователи инвертирующего типа

Таблица 1 – Уравнения токов в элементах силовой части инвертирующего ППН

| Обозначение | Интервал | |
|--|---------------------------------|--------------------------------|
| | Накопления, $0 < t \leq t_H$ | Возврата, $t_H < t \leq T$ |
| Ток обмотки накопления $W1, i_{W1}(t)$ | $I_{m1} \frac{t}{t_H}$ | 0 |
| Ток ключа $S1, i_{S1}(t)$ | | |
| Ток, потребляемый от источника питания, $i_{п}(t)$ | | |
| Ток обмотки возврата $W2, i_{W2}(t)$ | 0 | $I_{m2} \frac{1+(t_H-t)}{t_B}$ |
| Ток ключа $S2, i_{S2}(t)$ | | |
| Ток, отдаваемый в нагрузку, $i_{н}(t)$ | | |
| Напряжение на обмотке накопления $W1, u_{W1}(t)$ | $U_{п}$ | $-U_{н}/n_{21}$ |
| Напряжение на обмотке возврата $W2, u_{W2}(t)$ | $U_{п}n_{21}$ | $-U_{н}$ |

Таблица 2 – Математическая модель параметров электрических процессов

| Наименование и обозначение параметра | Формула |
|---------------------------------------|-----------------------------------|
| Коэффициент накопления, $k_H = t_H/T$ | $1/(\bar{U}_{п}n_{21} + 1)$ (2.1) |

| | | |
|--|--|--------|
| Коэффициент возврата, $k_B = t_B/T$ | $n_{21}\bar{U}_n / (1+n_{21}\bar{U}_n)$ | (2.2) |
| Относительное напряжение нагрузки \bar{U}_n | $U_n / U_H = 1/\bar{U}_n$ | (2.3) |
| Относительное напряжение питания \bar{U}_n | U_n / U_H | (2.4) |
| Частота преобразования f | $R_H\bar{U}_n^2 / 2L_1[\bar{U}_n n_{21} + 1]^2$ | (2.5) |
| Период преобразования T | $2L_1[\bar{U}_n n_{21} + 1]^2 / R_H\bar{U}_n^2$ | (2.6) |
| Индуктивность дросселя L_1 | $R_H\bar{U}_n^2 / 2f[\bar{U}_n n_{21} + 1]^2$ | (2.7) |
| Сопротивление нагрузки R_H | $2L_1[\bar{U}_n n_{21} + 1]^2 / T\bar{U}_n^2$ | (2.8) |
| Размах I_{m1} пульс. тока $i_{LH}(t)$ | $\bar{U}_n U_H / I_H f L_1 (\bar{U}_n n_{21} + 1)$ | (2.9) |
| Размах I_{m2} пульс. тока $i_{LB}(t)$ | $\bar{U}_n U_H / I_H n_{21} L_1 f (\bar{U}_n n_{21} + 1)$ | (2.10) |
| Средние значения токов I_H, I_{S1}, I_{W1} | $U_n T / [\bar{U}_n n_{21} + 1]^2 2L_1$ | (2.11) |
| Средние значения токов I_H, I_{S2}, I_{W2} | $\bar{U}_n^2 U_H / 2L_1 f (\bar{U}_n n_{21} + 1)^2$ | (2.12) |
| Действующие значения входных (потребляемых) токов $I_{пд}, I_{S1д}, I_{W1д}$ | $\bar{U}_n U_H \sqrt{1/3(1+\bar{U}_n n_{21})^3} / L_1 f$ | (2.13) |
| Действующие значения выходных токов $I_{нд}, I_{S2д}, I_{W2д}$ | $U_H \sqrt{\bar{U}_n^3 / 3n_{21}(1+\bar{U}_n n_{21})^3} / L_1 f$ | (2.14) |
| Действующее значение тока $I_{W12д}$ | $\bar{U}_n U_H \sqrt{(n_{21} + \bar{U}_n) / 3n_{21}(1+\bar{U}_n n_{21})^3} / L_1 f$ | (2.15) |
| Максим. значения: $U_{s1\max}$ -ключа S_1 $U_{s2\max}$ -ключа S_2 | $U_n + U_H/n_{21} = U_H(\bar{U}_n n_{21} + 1)/n_{21};$ $U_H + U_n n_{21} = U_H(1 + \bar{U}_n n_{21})$ | (2.16) |

В табл. 1 и табл. 2 приняты следующие обозначения: t – текущее значение времени; t_n, t_B, T – длительность интервала накопления, возврата и периода преобразования соответственно; I_{m1}, I_{m2} – размах пульсации тока в обмотках накопления и возврата соответственно; $n_{21} = W_2/W_1$ – коэффициент трансформации дросселя (где W_1, W_2 – количество витков обмоток $W1$ и $W2$ соответственно); $i_{LH}(t), i_{LB}(t)$ и $u_{LH}(t), u_{LB}(t)$ – токи и напряжения обмоток силового дросселя на интервалах, соответственно, накопления и возврата; I_{m1}, I_{m2} – размахи пульсаций токов; $i_{W1}(t), i_{W2}(t)$ и $u_{W1}(t), u_{W2}(t)$ – мгновенные значения токов и напряжений, соответственно, первичной и вторичной обмоток.

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

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

В соответствии с законом полного тока

$$I_{m1} = n_{21} I_{m2}.$$

Особенностью граничного режима функционирования силовой части ППН, который был учтён при получении соотношений (табл. 1) из обобщённых уравнений, токов в силовой части ППН [7] является равенство нулю токов обмоток $W1$ и $W2$ в начале интервала накопления и в конце интервала возврата (рис. 2) соответственно, которое поддерживается схемой управления.

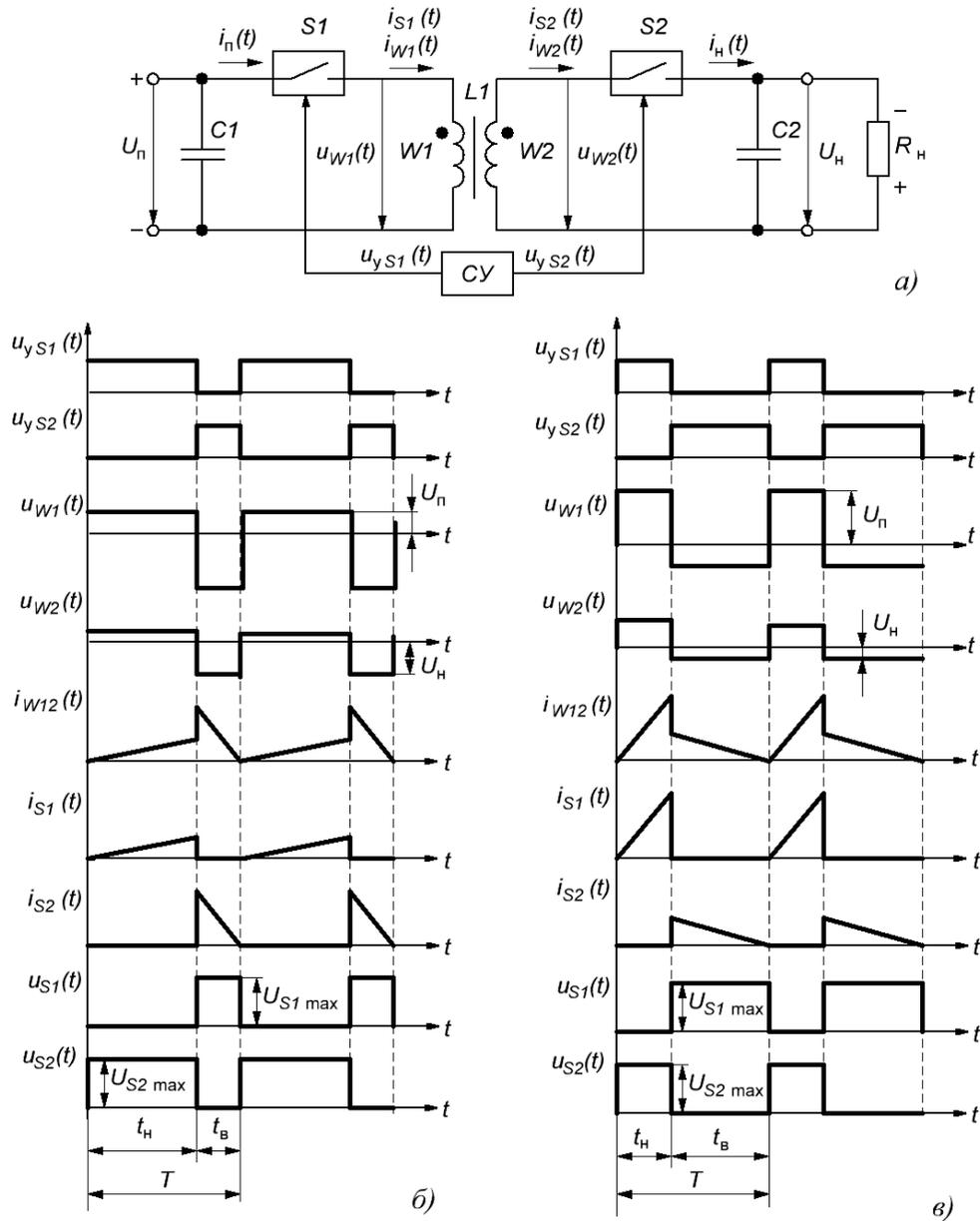


Рисунок 2 – Электрические процессы в силовой части ППН (а) при коэффициенте трансформации дросселя $n_{21} < 1$ (б) и $n_{21} > 1$ (в)

Используя подход, изложенный в [6], рассмотрим различные варианты исполнения преобразователей, которые отличаются коэффициентами n_{21} трансформации дросселей сглаживающих фильтров. Рассмотрим варианты n_{21} , равные 0,5; 1 и 1,5. При этом в качестве относительного номинального напряжения, также как и в [6], будем использовать $\bar{U}_{\text{пном}} = U_{\text{пном}} / U_{\text{нном}} = 2$, при котором частоты f преобразования рассматриваемых преобразователей с отличающимися коэффициентами n_{21} , равны 200 кГц для $n_{21}=0,5; 1; 1,5$.

Действующие значения токов $I_{\text{пд}}$, потребляемых от входной цепи (параллельное соединения $C_{\text{п}}$ и источника первичного электропитания), $I_{S1\text{д}}$ – силового управляемого ключа S_1 и $I_{w1\text{д}}$ – первичной обмотки силового дросселя зависят от $\bar{U}_{\text{п}}$ и коэффициента трансформации n_{21} :

$$I_{\text{пд}} = I_{S1\text{д}} = I_{w1\text{д}} = \bar{U}_{\text{п}} U_{\text{н}} \sqrt{1/3(1+\bar{U}_{\text{п}}n_{21})^3} / L_1 f. \quad (1)$$

Действующие значения токов $I_{нд}$, поступающих в цепь нагрузки (рис. 1 – параллельно соединённые C_n и R_n), $I_{S2д}$ – силового неуправляемого ключа S_2 и $I_{w2д}$ – вторичной обмотки силового дросселя сглаживающего фильтра также являются функциями от \bar{U}_n и коэффициента трансформации n_{21} :

$$I_{нд} = I_{S2д} = I_{w2д} = U_n \sqrt{\bar{U}_n^3 / 3n_{21}(1 + \bar{U}_n n_{21})^3} / L_1 f. \quad (2)$$

Действующее значение тока $I_{w12д}$ общих витков первичной и вторичной обмоток дросселя сглаживающего фильтра как функцию от \bar{U}_n и n_{21} представим в виде

$$I_{w12д} = \bar{U}_n U_n \sqrt{(n_{21} + \bar{U}_n) / 3n_{21}(1 + \bar{U}_n n_{21})^3} / L_1 f. \quad (3)$$

С учётом (1) и (2.12) табл. 2 действующие значения приведённых (к току I_n) токов $\bar{I}_{нд/I_n}$ (потребляемого от входной цепи), $\bar{I}_{S1д/I_n}$ (силового управляемого ключа S_1) и $\bar{I}_{w1д/I_n}$ (первичной обмотки дросселя) как функцию от \bar{U}_n, f, L_1 , в режиме стабилизации напряжения U_n в цепи нагрузки получим в виде

$$\begin{aligned} \bar{I}_{нд/I_n} &= I_{нд} / I_n = \sqrt{4(\bar{U}_n n_{21} + 1) / 3\bar{U}_n}; \\ \bar{I}_{S1д/I_n} &= I_{S1д} / I_n = \bar{I}_{нд/I_n}; \quad \bar{I}_{w1д/I_n} = I_{w1д} / I_n = \bar{I}_{нд/I_n}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для сравнительной оценки импульсных преобразователей с использованием дросселей сглаживающих фильтров с коэффициентами трансформации $n_{21} \neq 1$ будем использовать нормирование исследуемых параметров $I_{S1д}(n_{21}) = I_{w1д}(n_{21}) = I_{нд}(n_{21})$ к одноименным параметрам, равным $I_{нд}(n_{21} = 1)$, преобразователя с коэффициентами трансформации $n_{21} = 1$:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)} &= I_{нд}(n_{21}) / I_{нд}(n_{21} = 1) = \sqrt{((\bar{U}_n + 1) / (\bar{U}_n n_{21} + 1))^3}; \\ \bar{I}_{S1д/(n_{21}=1)} &= I_{S1д}(n_{21}) / I_{S1д}(n_{21} = 1) = \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)}; \\ \bar{I}_{w1д/(n_{21}=1)} &= I_{w1д}(n_{21}) / I_{w1д}(n_{21} = 1) = \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Использование (4), (5) позволяет получить зависимости, представленные на рис. 3: (а) – $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{нд/I_n} = f(\bar{U}_n)$, (б) – $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{нд/I_n} = f(n_{21})$, (в) – $\bar{I}_{S1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{w1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)} = f(\bar{U}_n)$, (г) – $\bar{I}_{S1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{w1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)} = f(n_{21})$.

В общем случае действующее значение тока учитывает постоянную составляющую (среднее значение тока) и переменную составляющую тока (определяемую суммой гармоник от первой до ∞). Анализ мгновенных токов $\bar{i}_{S1/I_n}(\bar{t}) = \bar{i}_{w1/I_n}(\bar{t}) = \bar{i}_{нд/I_n}(\bar{t})$ (рис. 4, а [6]), средних значений токов $\bar{I}_{S1/I_n} = \bar{I}_{w1/I_n} = \bar{I}_{нд/I_n} = f(\bar{U}_n)$ (рис. 5, а [6]), размахов пульсаций $\bar{I}_{m/I_n} = f(\bar{U}_n)$ (рис. 6, а [6]) показывает, что с увеличением \bar{U}_n и уменьшением n_{21} происходит уменьшение исследуемых параметров (см. рис. 4, а, рис. 5, а и рис. 6, а [6]). Естественно ожидать и влияние увеличения \bar{U}_n , уменьшения n_{21} и на действующие значения токов $\bar{i}_{S1/I_n}(\bar{t}) = \bar{i}_{w1/I_n}(\bar{t}) = \bar{i}_{нд/I_n}(\bar{t})$ (см. рис. 3, а, б, г, д). Аналогично результатам исследований $\bar{I}_{m \max/(n_{21}=1)} = f(\bar{U}_n)$ – рис. 6, в и $\bar{I}_{m \max/(n_{21}=1)} = f(n_{21})$ – рис. 6, г зависимости действующих значений токов $\bar{I}_{S1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{w1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)}$ как функций от \bar{U}_n (рис. 3, в) и n_{21} (рис. 3, г) показывают, что путем уменьшения коэффициента трансформации (при $n_{21} < 1$) достигается уменьшение, а при $n_{21} > 1$ увеличение действующих токов $I_{S1д}, I_{w1д}, I_{нд}$ по сравнению с исполнением дросселя сглаживающего фильтра с $n_{21} = 1$.

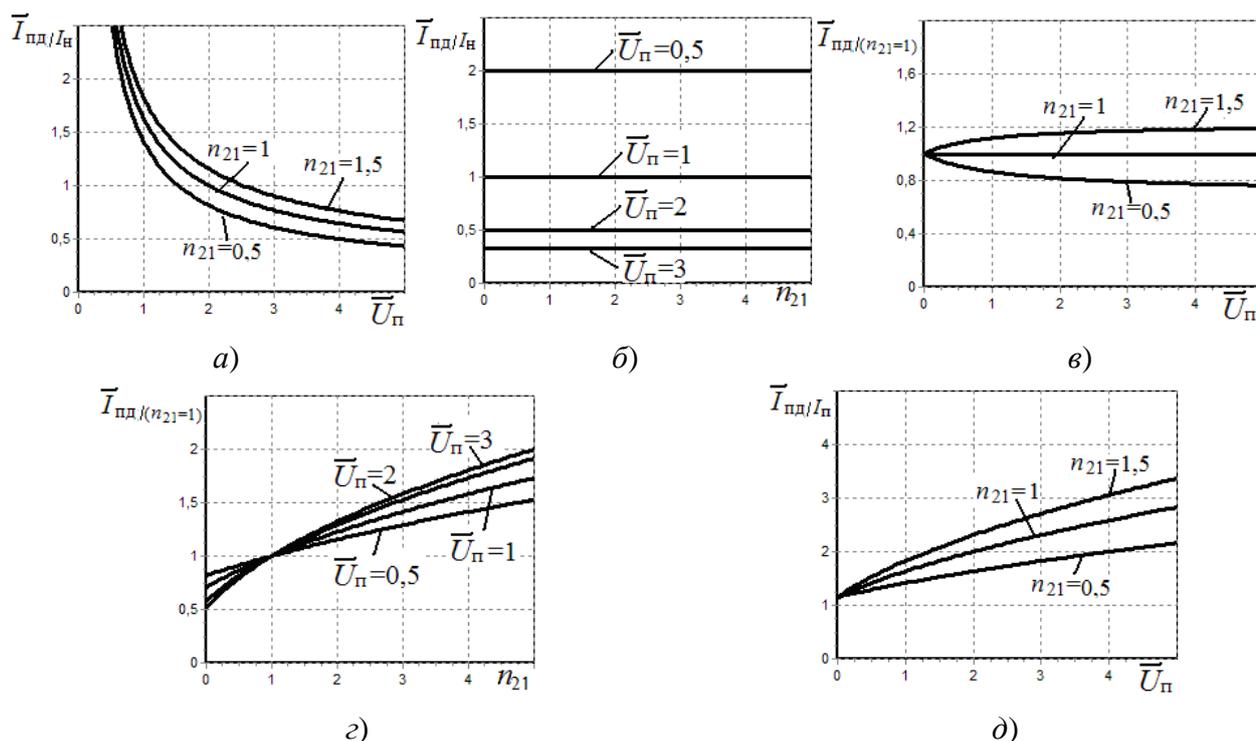


Рисунок 3 – Зависимости действующих значений приведённых токов: $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n}$ и $\bar{I}_{S1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{w1д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{пд/(n_{21}=1)}$ от относительного напряжения \bar{U}_n (а, в), и коэффициента трансформации n_{21} (б, г); $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n}$ от относительного напряжения \bar{U}_n (д)

Используя соотношения (1), получим действующие приведённые (к среднему току I_n , потребляемому от источника первичного питания) токи $\bar{I}_{пд/I_n}$ – потребления, $\bar{I}_{S1д/I_n}$ – силового управляемого ключа S_1 , $\bar{I}_{w1д/I_n}$ – первичной обмотки дросселя:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{пд/I_n} &= \sqrt{4(\bar{U}_n n_{21} + 1)/3}; \\ \bar{I}_{S1д/I_n} &= \bar{I}_{пд/I_n}; \quad \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n}. \end{aligned} \quad (6)$$

С использованием (6) на рис. 3, д приведены зависимости $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n} = f(\bar{U}_n)$. Сравнительная оценка зависимостей рис. 3, д, с, зависимостями $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n} = f(\bar{U}_n)$, представленными на рис. 3, а, показывает, что в отличие от зависимостей $\bar{I}_{пд/I_n}$ (рис. 3, а) зависимости $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n} = f(\bar{U}_n)$ (рис. 3, д) при увеличении \bar{U}_n возрастают (в то время как зависимости $\bar{I}_{S1д/I_n} = \bar{I}_{w1д/I_n} = \bar{I}_{пд/I_n} = f(\bar{U}_n)$ (рис. 3, а) уменьшаются). Причина в том, что в режиме стабилизации зависимости $I_n = f(\bar{U}_n)$ (см. рис. 5, а), уменьшаются, а ток I_n в цепи нагрузки остаётся постоянным ($I_n = \text{const}$) с увеличением \bar{U}_n . Таким образом, несмотря на то, что с увеличением \bar{U}_n действующие значения токов $I_{S1д} = I_{w1д} = I_{пд}$ уменьшаются (см. рис. 3, а), однако доля переменных составляющих в мгновенных токах $\bar{i}_{п/I_n}(\bar{t}) = \bar{i}_{S1/I_n}(\bar{t})$, $\bar{i}_{w1/I_n}(\bar{t})$ (см. рис. 7, а) возрастает, что и иллюстрируют зависимости рис. 3, д.

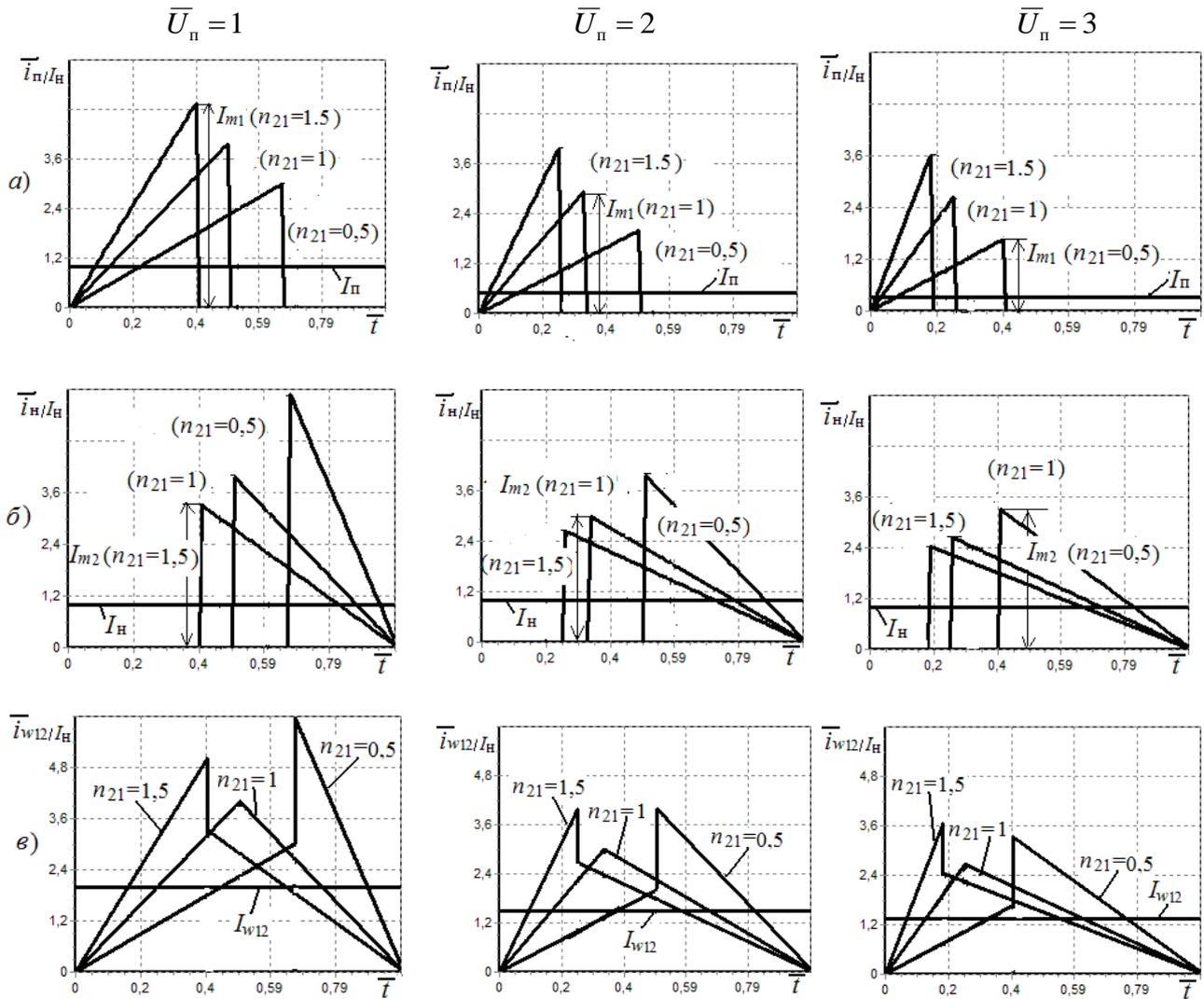


Рисунок 4 – Временные диаграммы токов на входе $\bar{i}_n/I_H(\bar{t})$ (а), выходе $\bar{i}_n/I_H(\bar{t})$ (б) и в общих витках обмоток $\bar{i}_{w12}/I_H(\bar{t})$ (в) при $\bar{U}_n = 1, 2, 3, n_{21} = 0,5; 1; 1,5$

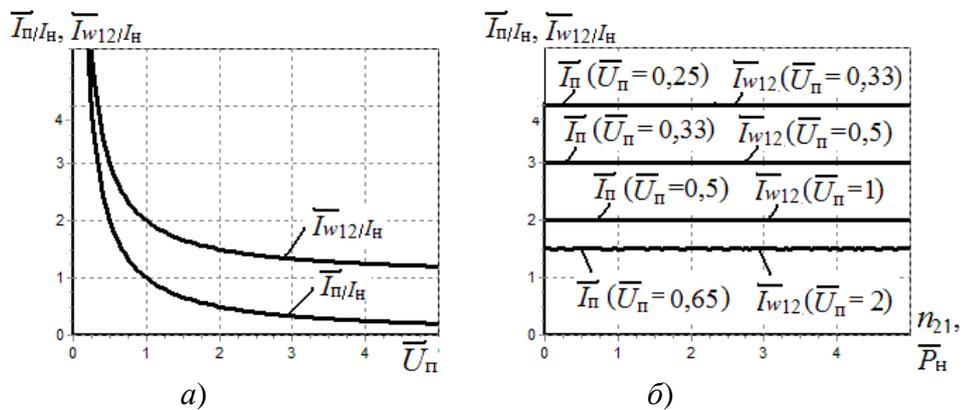


Рисунок 5 – Зависимости приведённых токов $\bar{i}_n/I_H, \bar{i}_{w12}/I_H$ от относительного напряжения \bar{U}_n (а) и от коэффициента трансформации n_{21} и относительной мощности нагрузки \bar{P}_H (б)

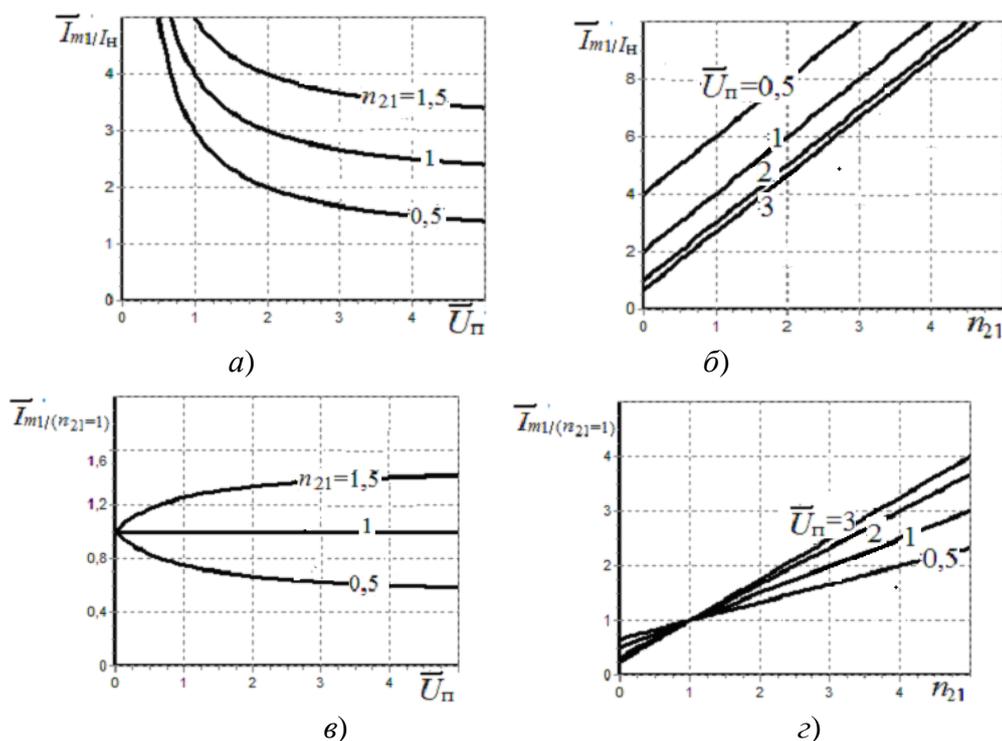


Рисунок 6 – Зависимости максимальных значений приведённых токов:

$\bar{I}_{S1\max}/I_H = \bar{I}_{w1\max}/I_H = \bar{I}_{\Pi\max}/I_H = \bar{I}_{m1}/I_H$ 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 (а, в) и коэффициента трансформации n_{21} (б, г)

Используя (2) и соотношение (2.12) табл. 2, получим действующие значения приведённых (к току нагрузки I_H) токов, протекающих в цепях преобразователя: $\bar{I}_{нд}/I_H$ – в цепи нагрузки (в выходной цепи преобразователя), $\bar{I}_{S2д}/I_H$ – силового неуправляемого ключа S_2 и $\bar{I}_{w2дд}/I_H$ – вторичной обмотки силового дросселя сглаживающего фильтра:

$$\bar{I}_{нд}/I_H = \bar{I}_{нд}/I_H = \sqrt{4(\bar{U}_\Pi n_{21} + 1)/3n_{21}\bar{U}_\Pi};$$

$$\bar{I}_{S2д}/I_H = I_{S2д}/I_H = \bar{I}_{нд}/I_H; \quad \bar{I}_{w2д}/I_H = I_{w2д}/I_H = \bar{I}_{нд}/I_H. \quad (7)$$

Аналогично (5) для сравнительной оценки импульсных преобразователей с использованием дросселей сглаживающих фильтров с коэффициентами трансформации n_{21} и не равными единице с импульсным преобразователем, использующим дроссель с $n_{21} = 1$, будем нормировать $I_{S2д}(n_{21})$, $I_{w2д}(n_{21})$, $I_{нд}(n_{21})$, используя в качестве базового $I_{нд}(n_{21} = 1)$:

$$\bar{I}_{нд}/(n_{21}=1) = I_{нд}(n_{21})/I_{нд}(n_{21} = 1) = \sqrt{(1 + \bar{U}_\Pi)^3/n_{21}(1 + \bar{U}_\Pi n_{21})^3};$$

$$\bar{I}_{S2д}/(n_{21}=1) = I_{S2д}(n_{21})/I_{S2д}(n_{21} = 1) = \bar{I}_{нд}/(n_{21}=1) \quad (8)$$

$$\bar{I}_{w2д}/(n_{21}=1) = I_{w2д}(n_{21})/I_{w2д}(n_{21} = 1) = \bar{I}_{нд}/(n_{21}=1)$$

На рисунке 7 приведены с использованием (7), (8) зависимости (а) – $\bar{I}_{S2д}/I_H = \bar{I}_{w2д}/I_H = \bar{I}_{нд}/I_H = f(\bar{U}_\Pi)$, (б) – $\bar{I}_{S2д}/I_H = \bar{I}_{w2д}/I_H = \bar{I}_{нд}/I_H = f(n_{21})$, (в) – $\bar{I}_{S2д}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{w2д}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{нд}/(n_{21}=1) = f(\bar{U}_\Pi)$, (г) – $\bar{I}_{S2д}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{w2д}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{нд}/(n_{21}=1) = f(n_{21})$.

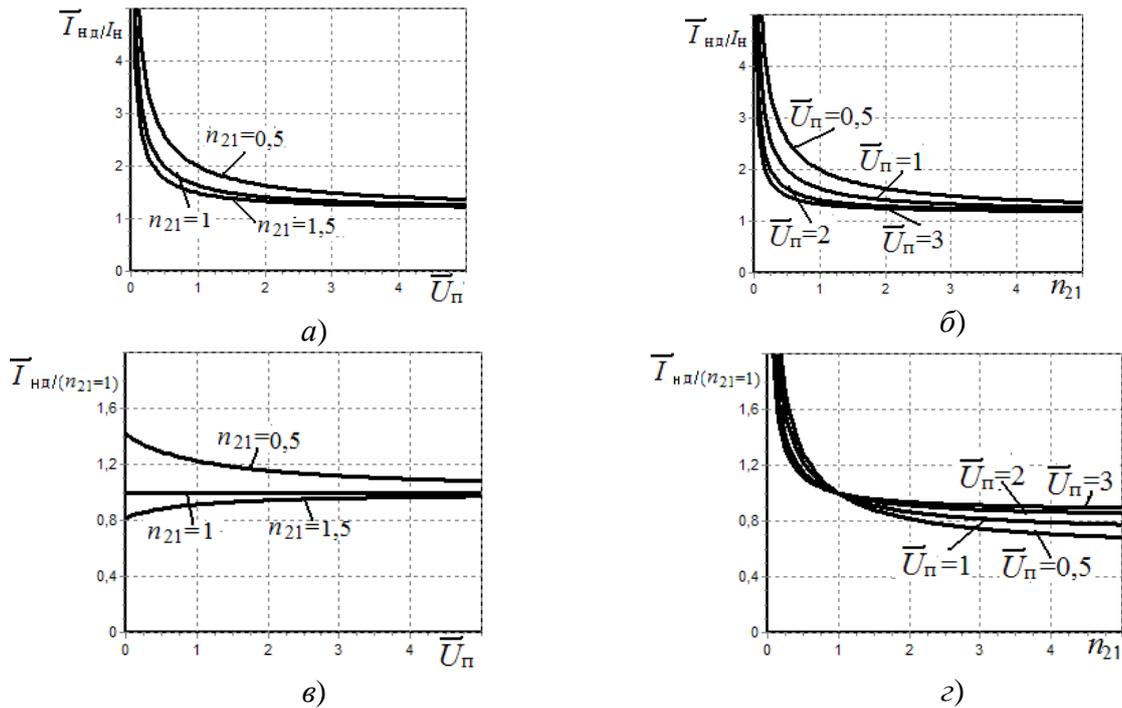


Рисунок 7 – Зависимости действующих значений приведённых токов: $\bar{I}_{S2д/I_n} = \bar{I}_{W2д/I_n} = \bar{I}_{нд/I_n}$ и $\bar{I}_{S2д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{W2д/(n_{21}=1)} = \bar{I}_{нд/(n_{21}=1)}$ от относительного напряжения \bar{U}_π (а, в) и от коэффициента трансформации n_{21} (б, г)

Из анализа мгновенных токов $\bar{i}_{S2/I_n} = \bar{i}_{W2/I_n} = \bar{i}_{н/I_n \max}$ (рис. 4, б), средних значений токов $\bar{I}_{S2/I_n} = \bar{I}_{W2/I_n} = \bar{I}_{н/I_n} = f(\bar{U}_\pi) = 1$ (рис. 4, б) размахов пульсации $\bar{I}_{W2/I_n} = f(\bar{U}_\pi)$ (рис. 8, а [в]) следует, что с увеличением и \bar{U}_π , и коэффициентов трансформации n_{21} происходит уменьшение $\bar{i}_{н/I_n}$ при сохранении $\bar{I}_{н/I_n} = 1 = const$. В результате крутизна изменения (уменьшения) $\bar{I}_{нд} = f(\bar{U}_\pi)$ и $I_{нд} = f(n_{21})$ (см. рис. 7, а и б) существенно больше по сравнению с изменением $\bar{I}_{нд/I_n} = f(\bar{U}_\pi)$ (см. рис. 3, а).

Анализ соотношений (8) и результатов исследований с их использованием, приведённых на рис. 7, в и г показывает, что при уменьшении (увеличении) коэффициента трансформации при $n_{21} < 1$ достигается уменьшение (увеличение) действующих значений приведённых (к току I_n) токов $\bar{I}_{нд/I_n}$, $\bar{I}_{S2д/I_n}$, $\bar{I}_{W2д/I_n}$. При этом при уменьшении \bar{U}_π крутизна изменения токов $\bar{I}_{S2д/I_n} = \bar{I}_{W2д/I_n} = \bar{I}_{нд/I_n}$ увеличивается (см. рис. 7, в и г).

Используя (3) и соотношение (2.12) табл. 2, получим для режима стабилизации действующие значения приведённых (к току нагрузки I_n) токов \bar{I}_{w12/I_n} , протекающих в общих витках первичной и вторичной обмоток дросселя сглаживающего фильтра:

$$\bar{I}_{w12д/I_n} = I_{w12д}/I_n = 2\sqrt{(\bar{U}_\pi n_{21} + 1)(n_{21} + \bar{U}_\pi) / 3n_{21}} / \bar{U}_\pi. \quad (9)$$

Для сравнительной оценки импульсных преобразователей с использованием дросселей сглаживающих фильтров с коэффициентами трансформации n_{21} и не равным единице с импульсным преобразователем, использующим дроссель с $n_{21}=1$, выполним нормирование $I_{w12д}(n_{21})$, выбрав в качестве базового $I_{w12д}(n_{21} = 1)$:

$$\bar{I}_{w12д/(n_{21}=1)} = \frac{I_{w12д}(n_{21})}{I_{w12д}(n_{21} = 1)} = \sqrt{\frac{(n_{21} + \bar{U}_\pi)(1 + \bar{U}_\pi)^2}{(1 + \bar{U}_\pi n_{21})^3 n_{21}}}. \quad (10)$$

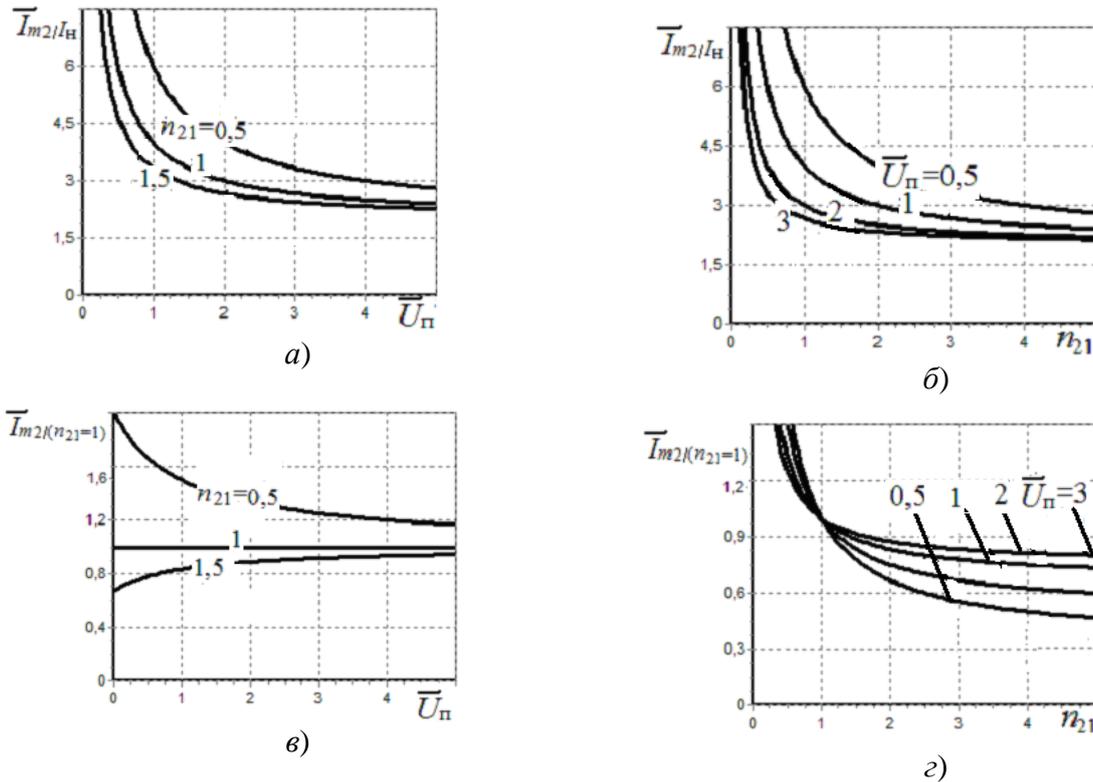


Рисунок 8 – Зависимости максимальных значений приведённых токов: $\bar{I}_{S2\max}/I_H = \bar{I}_{w2\max}/I_H = \bar{I}_{H\max}/I_H = \bar{I}_{m2}/I_H$ и $\bar{I}_{S2\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{w2\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{H\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{m2}/(n_{21}=1)$ от относительного напряжения \bar{U}_π (а, в) и от коэффициента трансформации n_{21} (б, з)

Анализ мгновенных токов $\bar{i}_{w12}/I_H(\bar{t})$ (см. (1.4) табл. 1 и рис. 4, в), средних значений \bar{I}_{w12}/I_H (рис. 5, а), размахов пульсаций $\bar{I}_{w12\max}/I_H = f(\bar{U}_\pi)$ (рис. 9, а [6]) показывает, что с увеличением \bar{U}_π происходит уменьшение и \bar{i}_{w12}/I_H (табл. 1), и $\bar{I}_{w12\max}/I_H$ (см. рис. 4, в и рис. 9, а). Такой же характер имеют зависимости $\bar{I}_{w12д}/I_H = f(\bar{U}_\pi)$ (рис. 10, а): при увеличении \bar{U}_π действующие значения приведённых (к току нагрузки I_H) токов $\bar{I}_{w12д}/I_H$ уменьшаются. Максимальная крутизна уменьшения зависимости $\bar{I}_{w12д}/I_H = f(\bar{U}_\pi)$ имеет место в диапазоне $0 < \bar{U}_\pi \leq 1$ (см. рис. 10, а).

Зависимости $\bar{I}_{w12\max}/I_H = f(n_{21})$ и $\bar{I}_{w12\max}/(n_{21}=1) = f(n_{21})$ (см. рис. 9, б, з) имеют экстремум при $n_{21}=1$ ($\min \bar{I}_{w12\max}/(n_{21}=1) = \bar{I}_{w12\max}/(n_{21}=1)(n_{21} = 1)$).

При $n_{21} > 1$ имеет место линейная зависимость $\bar{I}_{w12\max}/I_H = f(\bar{U}_\pi)$ и $\bar{I}_{w12\max}/(n_{21}=1) = f(\bar{U}_\pi)$: при увеличении \bar{U}_π происходит линейное увеличение данных параметров (рис. 9, б, з).

Такая же тенденция имеет место и в зависимостях $\bar{I}_{w12д}/I_H = f(n_{21})$ и $\bar{I}_{w12д}/(n_{21}=1) = f(n_{21})$ (см. рис. 10, б, з).

С учётом изложенного выше в табл. 3 представлена математическая модель действующих параметров электрических процессов в стабилизированных импульсных преобразователях инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

Полученная математическая модель (табл. 1) для расчёта 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 математических моделей табл.1, 2, 3 приведены на рис. 3 – 10 и изложены выше.

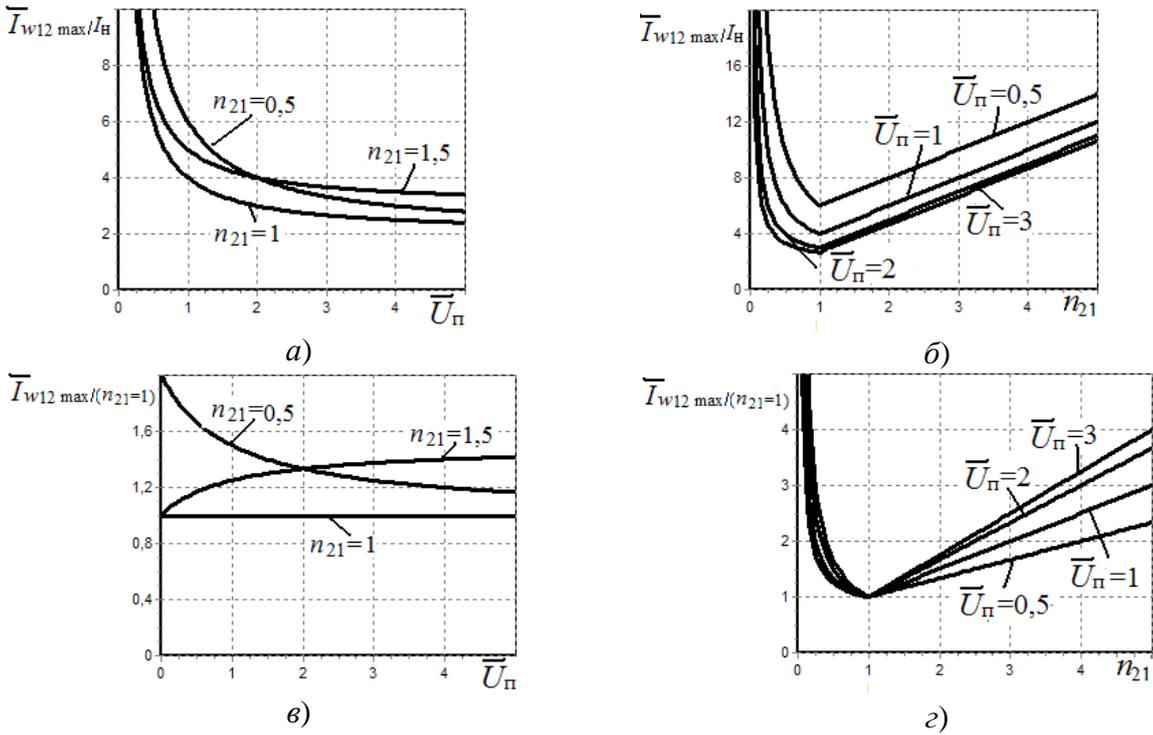


Рисунок 9 – Зависимости максимальных значений приведённых токов: $\bar{I}_{w12 \max}/I_H$ и $\bar{I}_{w12 \max}/(n_{21}=1)$ от относительного напряжения \bar{U}_Π (а, в) и от коэффициента трансформации n_{21} (б, г)

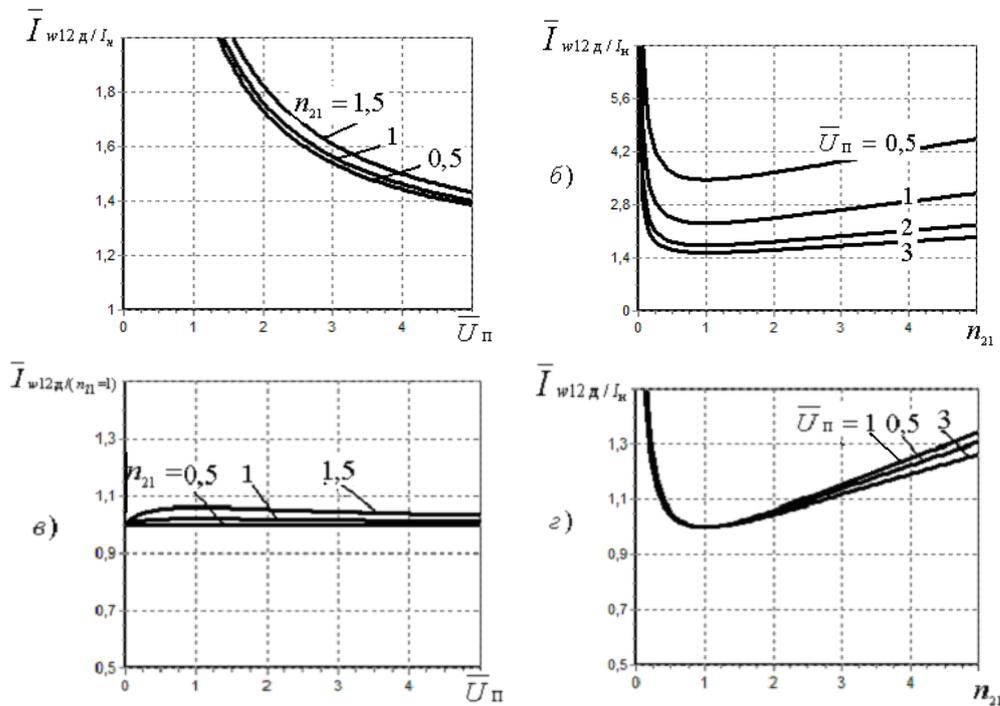


Рис.10 – Зависимости действующих значений токов $\bar{I}_{w12 \text{ д}}/I_H$ и $\bar{I}_{w12 \text{ д}}/(n_{21}=1)$ от относительного напряжения \bar{U}_Π (а, б) и от коэффициента трансформации n_{21} (б, г)

Таблица 3 – Математическая модель параметров электрических процессов

| Наименование и обозначение параметра | Формула |
|--|---|
| Действующие значения приведённых токов | |
| $\bar{I}_{пд}/I_n$ – потребления, $\bar{I}_{S1д}/I_n$ – ключа S_1 , $\bar{I}_{w1д}/I_n$ – первичной обмотки $w1$ | $\frac{I_{пд}}{I_n} = \frac{I_{S1д}}{I_n} = \frac{I_{w1д}}{I_n} = \sqrt{\frac{4(\bar{U}_n n_{21} + 1)}{3\bar{U}_n}} \quad (3.9)$ |
| $\bar{I}_{пд/(n_{21}=1)}$ – потребления, $\bar{I}_{S1д/(n_{21}=1)}$ – ключа S_1 , $\bar{I}_{w1д/(n_{21}=1)}$ – первичной обмотки $w1$ | $\frac{I_{пд}(n_{21})}{I_{пд}(n_{21}=1)} = \frac{I_{S1д}(n_{21})}{I_{S1д}(n_{21}=1)} = \frac{I_{w1д}(n_{21})}{I_{w1д}(n_{21}=1)} = \sqrt{\left(\frac{\bar{U}_n + 1}{\bar{U}_n n_{21} + 1}\right)^3} \quad (3.10)$ |
| $\bar{I}_{пд}/I_n$ – потребления, $\bar{I}_{S1д}/I_n$ – ключа S_1 $\bar{I}_{w1д}/I_n$ – первичной обмотки $w1$ | $\frac{I_{пд}}{I_n} = \sqrt{\frac{4(\bar{U}_n n_{21} + 1)}{3}} \quad (3.11)$ |
| $\bar{I}_{нд}/I_n$ – нагрузки, $\bar{I}_{S2д}/I_n$ – ключа S_2 , $\bar{I}_{w2д}/I_n$ – вторичной обмотки $w2$ | $\sqrt{\frac{4(\bar{U}_n n_{21} + 1)}{3n_{21}\bar{U}_n}} \quad (3.12)$ |
| $\bar{I}_{нд/(n_{21}=1)}$ – нагрузки, $\bar{I}_{S2д/(n_{21}=1)}$ – ключа S_2 , $\bar{I}_{w2д/(n_{21}=1)}$ – вторичной обмотки $w2$ | $\frac{I_{нд}(n_{21})}{I_{нд}(n_{21}=1)} = \sqrt{\frac{(1 + \bar{U}_n)^3}{n_{21}(1 + \bar{U}_n n_{21})^3}} \quad (3.13)$ |
| $\bar{I}_{w12д}/I_n$ – обмотки $w12$ | $I_{w12д}/I_n = 2\sqrt{(\bar{U}_n n_{21} + 1)(n_{21} + \bar{U}_n)/3n_{21}/\bar{U}_n} \quad (3.14)$ |
| $\bar{I}_{w12д/(n_{21}=1)}$ – обмотки $w12$ | $\frac{I_{w12д}(n_{21})}{I_{w12д}(n_{21}=1)} = \sqrt{\frac{(n_{21} + \bar{U}_n)(1 + \bar{U}_n)^2}{(1 + \bar{U}_n n_{21})^3 n_{21}}} \quad (3.15)$ |

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1. Получена математическая модель действующих значений токов в силовых коммутирующих элементах и цепях 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) действующих значений токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования. Представлены результаты анализа действующих значений токов в стабилизированных импульсных преобразователях постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

4. Предложенная математическая модель электрических процессов являются основой для решения задач исследования импульсных преобразователей постоянного напряжения инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

Таким образом, с помощью полученной математической модели стало возможно оценить влияние коэффициента трансформации на величины действующих значений токов силовых коммутирующих элементов ППН инвертирующего типа, работающих в граничном режиме, что является ещё одним шагом на пути к совершенствованию ППН, а, следовательно, и существующей телекоммуникационной аппаратуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кадацкий А.Ф. Анализ электрических и магнитных процессов в дросселях импульсных преобразователей электрической энергии / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА). – 2016. – № 6. – С.17–29.
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. 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.
4. Switch-mode power supply reference manual – SMP SRM // On Semiconductor. – 2014. – 71 p.
5. 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.
6. Кадацкий А.Ф. Параметры токов в стабилизированных 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. – 2017. – № 1
7. 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.

REFERENCES

1. Kadatsky A. F., Rusu A. P. (2016). Analiz ehlektricheskikh i magnitnyh processov v drosselyah impul'snyh preobrazovatelej ehlektricheskoy ehnergii. Tekhnologiya i konstruirovanie v ehlektronnoj apparature (TKEA) (6), 17–29.
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. 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.
4. Switch-mode power supply reference manual – SMP SRM // On Semiconductor. – 2014. – 71 p.
5. Kadatsky A.F., Rusu A.P., Erykalina T.N., Kril A.S. (2016). Matematicheskie modeli parametrov elektricheskix processov v impyl'snyx preobrazovateljx postojnogo napryzhenij invertiryushchego tipa s granichnym regimom funkcionirovanij. Naukovi praci ONAZ im. O.S. Popova, (1), 55–72.
6. Kadatsky A. F., Rusu A. P., Erykalina T. N., Kril' A.S. (2017) Parametry tokov v stabilizirovannyh impul'snyh preobrazovatelyah postoyannogo napryazheniya invertiruyushchego tipa s granichnym rezhimom funkcionirovaniya. Naukovi praci ONAZ im. O.S. Popova, (1).
7. Kadatsky A. F. and Rusu A. P. (2005). Analiz elektricheskikh processov v impul'snyh preobrazovateljah postojannogo napryazheniya s shirotno-impul'snym metodom regulirovaniya [Analysis of the Electrical Processes in the Pulsed DC Converter with PWM Control Method]. Elektrichestvo, (3). 43–54.