

УДК 621.362.2

**РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРИ АСИММЕТРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ**

*Кадацкий А.Ф., Малявин И.П., Русу А.П., Ерыкалина Т.Н., Майстренко О.В.*

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,  
65029, Украина, г. Одесса, ул. Кузнечная, 1*

[kaferda.tec@onat.edu.ua](mailto:kaferda.tec@onat.edu.ua)

**РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ З ГРАНИЧНИМ РЕЖИМОМ ФУНКЦІОНУВАННЯ ПРИ АСИМЕТРІЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ**

*Кадацький А.Ф., Малявін І.П., Русу О.П., Єрикаліна Т.М., Майстренко О.В.*

*Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,  
65029, Україна, м. Одеса, вул. Ковальська, 1*

[kaferda.tec@onat.edu.ua](mailto:kaferda.tec@onat.edu.ua)

**THE CALCULATION OF PARAMETERS OF MODULAR STRUCTURE PULSE CONVERTERS OF CONSTANT VOLTAGE WITH LIMIT – DISCONTINUOUS MODE OF OPERATION AT THE ASYMMETRY OF ELECTRICAL PROCESSES**

*Kadatskyy A.F., Malyavin I.P., Rusu A.P., Erykalina T.N., Maystrenko O.V.*

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,  
1 Kovalska St., Odessa, 65029, Ukraine*

[kaferda.tec@onat.edu.ua](mailto:kaferda.tec@onat.edu.ua)

**Аннотация.** Рассмотрены импульсные преобразователи постоянного напряжения (ППН) модульной структуры с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования силовых каналов при симметрии и асимметрии электрических процессов. Получены обобщенные для восьми типов силовых каналов соотношения для расчета токов в элементах схем при неидентичности индуктивностей их дросселей. Разработана методология расчета при исследованиях и проектировании импульсных ППН модульной структуры с граничным режимом функционирования при симметрии и асимметрии электрических процессов с учетом особенностей функционирования различных схем управления силовыми каналами преобразователя.

**Ключевые слова:** импульсный преобразователь напряжения, многофазный модульный преобразователь, силовой канал, граничный режим, математическая модель, методика расчета, схема управления, силовой дроссель, асимметрия тока.

**Анотація.** Розглянуті імпульсні перетворювачі постійної напруги (ППН) модульної структури з автотрансформаторним включенням дроселя з граничним режимом функціонування силових каналів при симетрії й асиметрії електричних процесів. Отримані узагальнені для восьми типів силових каналів співвідношення для розрахунку струмів в елементах схем при неіdentичності індуктивності їх дроселів. Розроблена методологія розрахунку при дослідженні та проектуванні імпульсних ППН модульної структури з граничним режимом функціонування при симетрії й асиметрії електричних процесів з урахуванням особливостей функціонування різних схем керування силовими каналами.

---

*Кадацкий А.Ф., Малявин И.П., Русу А.П., Ерыкалина Т.Н., Майстренко О.В.*

117

**Расчет параметров импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования при асимметрии электрических процессов**

**Ключові слова:** імпульсний перетворювач напруги, багатофазний модульний перетворювач, силовий канал, граничний режим, математична модель, методика розрахунку, схема керування, силовий дросель, асиметрія струму.

**Abstract.** The pulse converters of constant voltage (CCV) of modular structure with the autotransformer connection of an among choke with limit-discontinuous mode of powered channels operation at the symmetry and asymmetry of electrical processes are considered. The ratios generalized for eight types of the powered channels are got for the calculation of currents in the elements of the schemes at no identity of electrical parameters of their among inductors. Developed a methodology in research and design of pulse PPN modular structure with the boundary mode of operation when the symmetry and asymmetry of electrical processes considering peculiarities of the functioning of various power control circuits channels converter.

**Key words:** pulse voltage converter, multiphase, modular converter, power channel, limit-discontinuous mode, mathematical model, method of calculating, control circuitry, power inductor, current asymmetry.

Преобразователи электрической энергии в значительной степени определяют массогабаритные показатели, энергопотребление, надежность, время готовности к работе телекоммуникационных систем [1]. Совершенствование преобразователей постоянного напряжения (ППН), которые входят в состав системы электропитания телекоммуникационных систем, является актуальной задачей.

Использование импульсного принципа преобразования и регулирования электрической энергии обеспечивает повышение эффективности и надежности, снижение веса и габаритов ППН [1...3]. При этом, одним из перспективных направлений дальнейшего совершенствования ППН является функционирование силовой части преобразователя в граничном режиме, что позволяет уменьшить потери при переключении силовых коммутирующих элементов, повысить КПД, полностью использовать энергию, накопленную в дроселе, улучшить динамические характеристики [4].

В преобразовательной технике широко используется модульное (параллельное и/или последовательное) подключение как отдельных элементов (транзисторов, диодов, дросселей, и др.), так и устройств преобразования и регулирования электрической энергии. Модульная структура импульсных преобразователей постоянного напряжения ППН из  $N$  однотипных взаимозаменяемых преобразователей меньшей мощности – силовых каналов (СК) обладает рядом положительных свойств: повышенной нагрузочной способностью силовых коммутирующих элементов и ППН в целом; повышенным коэффициентом полезного действия (за счет использования маломощных полупроводниковых приборов, но обладающих лучшими параметрами); повышенной надежностью (за счет введения незначительной избыточности на уровне отдельных элементов или отдельных устройств); повышенной технологичностью [1, 4, 7].

Использование многофазного способа преобразования для ППН модульной структуры позволяет дополнительно уменьшить массу и габариты ППН за счет динамической фильтрации входных и выходных токов ППН и, соответственно, уменьшения массогабаритных показателей входных и выходных сглаживающих фильтров, входящих в состав многофазных импульсных преобразователей (МИП) [3, 4].

На сегодняшний день наиболее исследованы (математические модели электрических процессов, результаты моделирования, методики исследования и проектирования) ППН с ШИМ-регулированием, СК которых работают в разрывном или безразрывном режимах [5, 6]. При этом в известных публикациях для ППН модульной структуры [4...6] полагается идентичность электрических процессов и параметров СК, чего на практике достичь практически невозможно.

Асимметрия электрических процессов в МИП возникает при отклонениях режимов работы отдельно взятых силовых каналов МИП относительно усредненного режима по любому из параметров, характеризующих импульсный процесс: периоду, амплитуде, коэффициентам накопления, возврата и паузы, временному сдвигу. На практике, данные отклонения возникают из-за технологического разброса параметров элементов СК, неидентичности датчиков напряжения и тока в различных СК, различиях в постоянных времени цепей ООС схем управления (СУ) и пр. Асимметрия электрических процессов может привести к ухудшению технических и эксплуатационных характеристик ППН за счет перегрузки одних и уменьшения нагрузки на другие СК МИП. При этом в [7] показано, что значительное влияние на параметры качества ППН оказывают отклонения параметров силового дросселя СК: индуктивностей обмоток и коэффициента трансформации.

Влияние разброса параметров силового дросселя СК на параметры ППН в целом при проектировании или исследовании ППН можно определить, используя известные методы, например, методы Монте-Карло. При таком подходе параметры дросселя СК, например, индуктивности обмоток или коэффициент трансформации, являются стохастическими величинами с заданными вероятностными характеристиками, которые вводятся в математическую модель для расчета параметров ППН.

Однако, математические модели электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры при асимметрии электрических процессов далеки от завершения [7]. Отсутствуют и методики расчета параметров ППН при асимметрии электрических процессов. Это сдерживает широкое использование ППН на практике.

**Цель статьи** – разработка методологии расчета параметров импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования при асимметрии электрических процессов обусловленных отклонениями параметров дросселей силовых каналов.

Рассмотрим преобразователи модульной структуры, выполненные из  $N$  однотипных силовых каналов СК $_k$  (где  $k = 1, 2, \dots, N$ ), работающие на общую нагрузку Н от источника первичного электропитания ИПЭ (рис. 1, а, где СУ – схема управления;  $U_{\text{П}}$  – напряжение питания ППН;  $U_{\text{Н}}$  – напряжение нагрузки ППН;  $u_{y_k}$  – напряжение управления  $k$ -го СК).

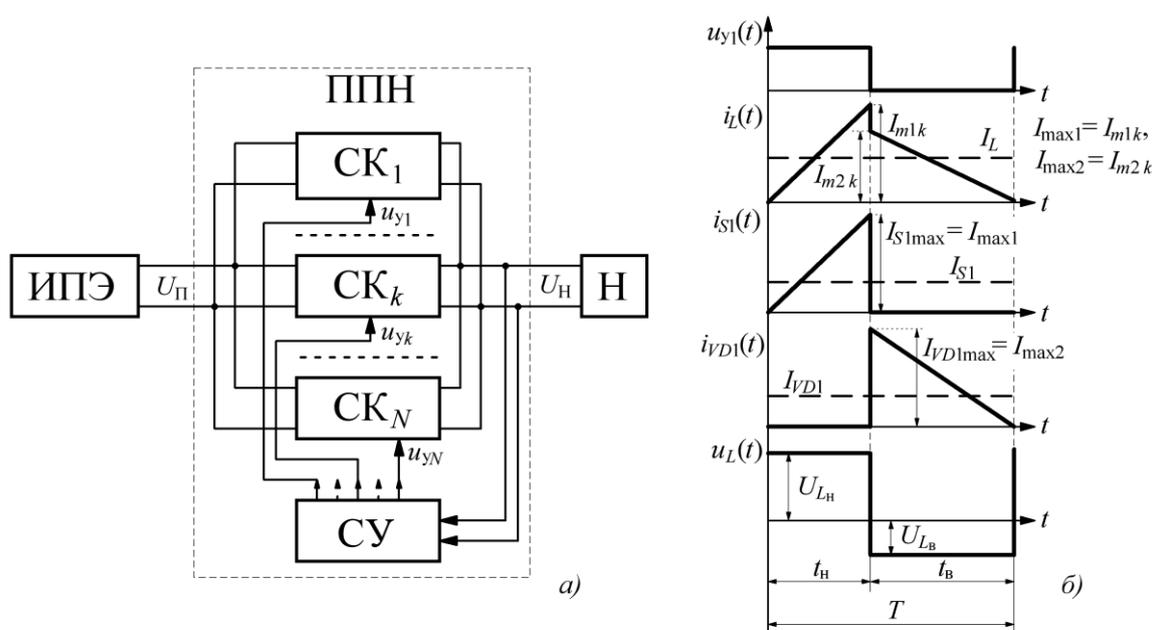


Рисунок 1 – ППН модульной структуры (а) и диаграммы работы первого силового канала (б)

Электрические процессы (токи, напряжения) в элементах отдельно взятого, например, 1-го силового канала для граничного режима работы накопительного дросселя для восьми основных типов ( $y = 1, 2, \dots, 8$ ) схем силовой части – силовых каналов СК<sub>k</sub> (рис. 2) приведены на рис. 1, б.

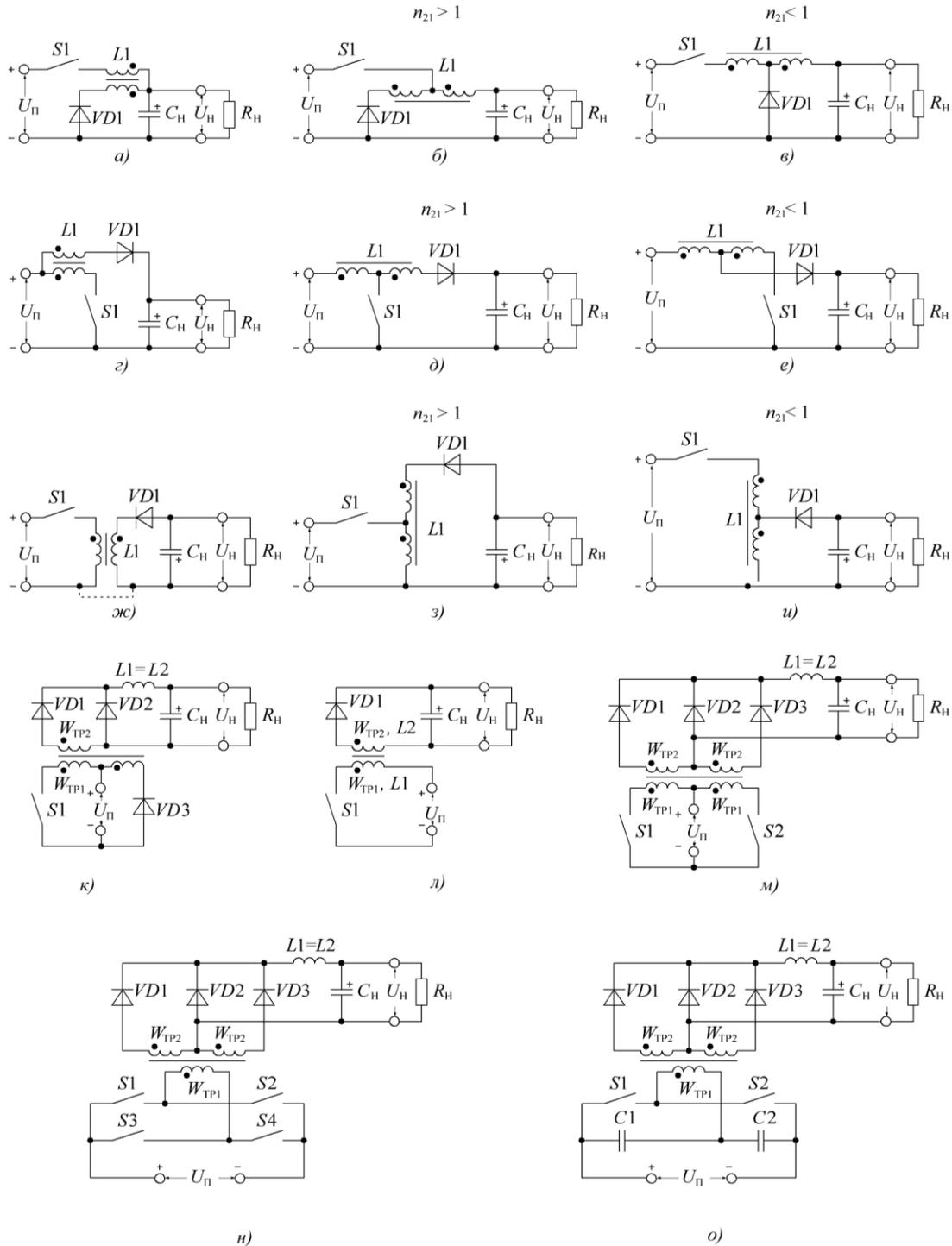


Рисунок 2 – Силовые каналы импульсных ППН модульной структуры: с трансформаторным включением дросселя (*a, г, ж*), с автотрансформаторным включением дросселя: понижающий  $y = 1$  (*a, б, в*), повышающий  $y = 2$  (*г, д, е*), полярно-инвертирующий  $y = 3$  (*ж, з, и*); однотактные с прямым включением диода  $y = 4$  (*к*), обратным включением диода  $y = 5$  (*л*); двухтактные с выводом средней точки трансформатора  $y = 6$  (*м*), мостовой  $y = 7$  (*н*) и полумостовой  $y = 8$  (*о*)

Включение силового дросселя по автотрансформаторной схеме позволяет или уменьшить (рис. 2, б, д, з), или увеличить (рис. 2, в, е, и) напряжение на силовом коммутирующем элементе  $S1$  по сравнению с силовыми каналами с однообмоточным дросселем [5, 6]. Параметры СК для различных их типов (рис. 2), в соответствии с [5, 6], приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Параметры силовых каналов

у	Силовой канал	$F_{\text{ну}}$	$F_{\text{вы}}$	$K_{\text{тп}k}$	$U_{\text{вх}k}$	$T_k$	Схема
1	понижающий	1	0	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{Сук}}$	рис. 2, а, б
2	повышающий	0	1	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{Сук}}$	рис. 2, в, г
3	инвертирующий	0	0	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{Сук}}$	рис. 2, д, е
4	С пр. вкл. диода	1	0	$W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$U_{\text{п}} W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$T_{\text{Сук}}$	рис. 2, ж
5	С обр. вкл. диода	0	0	1	$U_{\text{п}}$	$T_{\text{Сук}}$	рис. 2, з
6	С выв. ср. т. тр-ра	1	0	$W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$U_{\text{п}} W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$T_{\text{Сук}} / 2$	рис. 2, и
7	мостовой	1	0	$W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$U_{\text{п}} W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$T_{\text{Сук}} / 2$	рис. 2, к
8	полумостовой	1	0	$W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$	$(U_{\text{п}} W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}) / 2$	$T_{\text{Сук}} / 2$	рис. 2, л

При импульсном методе регулирования на силовой коммутирующий элемент  $S1$  для  $k$ -го СК ППН с выхода схемы управления СУ подаются управляющие импульсы напряжения  $u_{yk}(t)$  (например, для 1-го СК  $u_{yk}(t) = u_{y1}(t)$  – рис. 1, б) с изменяющейся длительностью  $t_{\text{нк}}$  импульсов сигналов управления, коэффициентом заполнения  $k_{3k}$  ( $k_{3k} = t_{\text{нк}} / T_{\text{Сук}}$ ) и периодом  $T_{\text{Сук}}$ . Период электрических процессов в дросселе  $T_k$  зависит от топологии преобразователя и связан с  $T_{\text{Сук}}$  в соответствии с табл. 1 [5].

В [5] показано, что при граничном режиме функционирования ППН с рассматриваемыми типами силовых каналов для  $k$ -го СК мгновенные значения токов  $i_{Lk}(t)$  и напряжений  $u_{Lk}(t)$  дросселей выходных сглаживающих фильтров, токов силовых ключей  $i_{S1k}(t)$ , блокировочных диодов  $i_{VD1k}(t)$  могут быть описаны в виде, представленном в табл. 2.

Здесь и далее использованы следующие обозначения [5]:  $I_{m1k}, I_{m2k}$  – размахи пульсаций токов, соответственно, обмотки с числом витков  $W_{1k}$  индуктивностью  $L_{1k}$ , и обмотки с числом витков  $W_{2k}$  индуктивностью  $L_{2k}$  силового дросселя  $k$ -го СК;  $i_{W1k}(t), i_{W2k}(t), i_{W1 \cup W2k}(t)$  – токи соответственно обмотки  $W_{1k}, W_{2k}$ , а также общих витков обмоток  $W_{1k}$  и  $W_{2k}$   $k$ -го СК;  $U_{Lhk}, U_{Lbk}$  – напряжения обмоток силового дросселя  $k$ -го СК на интервалах времени соответственно накопления и возврата;  $F_{\text{ну}}, F_{\text{вы}}$  – коэффициенты топологии схем СК преобразователей, позволяющие учесть специфику конфигурации рассматриваемых типов (у) СК на интервалах времени соответственно накопления  $0 \leq t \leq t_{\text{н}}$  и возврата  $t_{\text{н}} < t \leq T$ ;  $U_{\text{вх}k}$  – напряжение, прикладываемое на вход силового сглаживающего фильтра  $k$ -го СК;  $k_{\text{тп}k} = W_{\text{тп}2k} / W_{\text{тп}1k}$  – коэффициент трансформации силового трансформатора  $k$ -го СК,  $W_{\text{тп}1k}, W_{\text{тп}2k}$  – числа витков соответственно первичной и вторичной обмоток силового трансформатора  $k$ -го СК,  $T_{\text{Сук}}$  – период следования импульсов управления СУ.

Таблица 2 – Уравнения токов и напряжений элементов силовых каналов

№ соот.	ЭЛ-Т	Интервал периода	
		$0 < t \leq t_{hk}$	$t_{hk} < t \leq T$
(1)	$u_{Lk}(t)$	$U_{Lhk} = U_{вхk} - F_{Hy} U_H$	$U_{Lbk} U_H - F_{By} U_{вхk}$
(2)	$i_{W1k}(t)$	$I_{m1k} t / t_{hk}$	0
(3)	$i_{W2k}(t)$	0	$I_{m2k} [1 + (t_{hk} - t) / t_{bk}]$
(4)	$i_{Lk}(t), i_{W1UW2k}(t)$	$i_{Lhk} = I_{m1k} t / t_{hk}$	$i_{Lbk} = I_{m2k} [1 + (t_{hk} - t) / t_{bk}]$
(5)	$i_{S1k}(t)$	$K_{тpk} [I_{m1k} t / t_{hk}]$	0
(6)	$i_{VD1k}(t)$	0	$I_{m2k} [1 + (t_{hk} - t) / t_{bk}]$
(7)	$i_{VD2k}(t)$	$I_{m1k} t / t_{hk}$	0
(8)	$i_{вхk}(t)$	$K_{тpk} [I_{m1k} t / t_{hk}]$	$F_{By} K_{тpk} (I_{m2k} [1 + (t_{hk} - t) / t_{bk}])$
(9)	$i_{выхk}(t)$	$F_{Hy} [I_{m1k} t / t_{hk}]$	$I_{m2k} [1 + (t_{hk} - t) / t_{bk}]$

Индуктивности дросселя  $L_{1k}$  и  $L_{2k}$  и размахи пульсаций токов  $I_{m1k}$ ,  $I_{m2k}$  связаны через коэффициент автотрансформации  $n_{21k}$  [5]:

$$L_{2k} = L_{1k} n_{21k}^2; n_{21k} = W_{2k} / W_{1k}; I_{m1k} = n_{21k} I_{m2k}. \quad (1)$$

При параллельном соединении СК по входу и по выходу (рис. 1) справедливо [4]:

$$U_{Lhk} = U_{Lh}; U_{Lbk} = U_{Lb}, k = 1, 2, \dots, N. \quad (2)$$

В общем случае, с учетом (1), значение индуктивности  $L_{1k}$  дросселя  $k$ -го СК определяется как [7]

$$L_{1k} = \begin{cases} L_1 + \Delta L_{1k}; \\ (L_2 + \Delta L_{2k}) / (n_{21} + \Delta n_{21k})^2, \end{cases} \quad (3)$$

$$L_{1k} \in \{L_{1\min} \div L_{1\max}\}, L_{1\min} = L_1 - \Delta L_{1\max}, L_{1\max} = L_1 + \Delta L_{1\max},$$

где  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $n_{21}$  и  $\Delta L_{1k}$ ,  $\Delta L_{2k}$ ,  $\Delta n_{21k}$  – соответственно номинальные значения индуктивностей с числом витков первичных  $W_1$ , вторичных  $W_2$  обмоток, коэффициенты автотрансформации дросселей  $k$ -х СК и их отклонения (максимальное  $\Delta L_{1\max}$ ) от номинальных значений.

Видим, что результирующее значение индуктивности дросселя  $L_{1k}$  в общем случае является функцией от трех случайных переменных ( $L_{1k} = f(\Delta L_{1k}, \Delta L_{2k}, \Delta n_{21k})$ ), при этом величины  $\Delta L_{1k}$ ,  $\Delta L_{2k}$ ,  $\Delta n_{21k}$  не являются полностью независимыми, и связаны соотношением (3). При  $\Delta L_{1k} = 0$ ,  $\Delta L_{2k} = 0$ ,  $\Delta n_{21k} = 0$  для всех СК ( $k = 1 \dots N$ ) обеспечиваются симметричные электрические процессы. В этом случае  $I_{m1k} = I_{m1}$ ,  $I_{m2k} = I_{m2}$ . При  $\Delta L_{1k} \neq 0$  ( $\Delta L_{2k} \neq 0$ ) может возникнуть ситуация, когда  $I_{m1k} \neq I_{m1}$ ,  $I_{m2k} \neq I_{m2}$  и возникает асимметрия электрических процессов в СК.

На рис. 3 в качестве иллюстрации представлены временные зависимости выходных токов СК в МИП для симметричного случая ( $\Delta L_{1k} = 0$ ) (а), в случае отклонения индуктивности во втором СК на  $\Delta L_{12} = 40\%$  (б) и  $\Delta L_{12} = -40\%$  (в). На рис. 3 – количество СК понижающего типа ( $\gamma = 1$ )  $N = 4$ , напряжение на нагрузке  $U_H = 48$  В, частота преобразования  $f = 50$  кГц, ток нагрузки СК  $I_{Hk} = 4$  А, коэффициент накопления  $k_H = 0,5$ , коэффициент трансформации дросселя  $n_{21k} = 1$ .

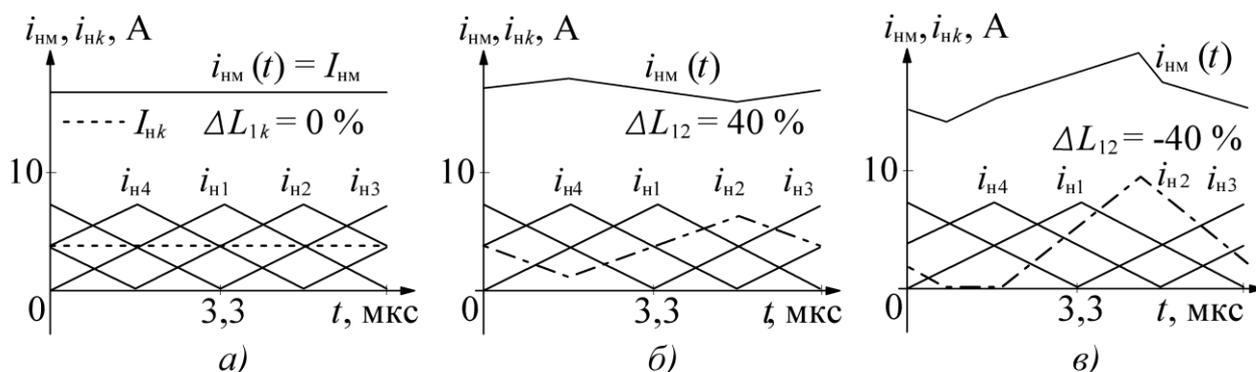


Рисунок 3 – Влияния отклонения индуктивности дросселя  $\Delta L_{12}$  (во 2-м СК) на временные зависимости выходных токов МИП

Видно (рис. 3), что отклонение индуктивности дросселя в одном из силовых каналов ( $k = 2$ ) от номинального значения приводит к асимметрии электрических процессов и к увеличению уровня пульсаций выходного (в данном случае) тока МИП, что обуславливает необходимость использования большей емкости конденсатора выходного сглаживающего фильтра (а, значит, конденсатора с большими массогабаритными показателями) для обеспечения требуемого уровня пульсаций, не более допустимого.

В [7] показано, что параметры ППН с асимметрией электрических процессов в СК можно определить, приведя его к некоторому эквивалентному базовому преобразователю ППН<sub>б</sub>, электрические процессы в котором симметричны. В качестве базового выбирается преобразователь ППН<sub>б</sub> с  $N$  силовыми каналами  $СК_{6k} = СК_б$ , у которого обеспечиваются энергетические параметры в цепи нагрузки такие же, как и в рассматриваемом ППН с асимметрией электрических процессов.

Способ приведения зависит от алгоритма работы схемы управления. На сегодняшний день, на практике наиболее распространены три варианта работы СУ:

Вариант 1 (СУ1) – сигналы управления  $u_{yk}(t)$   $N$  силовыми каналами формируются путем распределения одного сигнала управления  $u_y(t)$ . В этом случае все СК функционируют с одинаковыми длительностями времени накопления и возврата  $t_{H1} = t_{H2} = \dots = t_{HN}$ ,  $t_{B1} = t_{B2} = \dots = t_{BN}$ , максимальное значение тока дросселя СК зависит от его индуктивности  $L_{1k}$  и выравнивания среднего тока нагрузки между СК не производится (рис. 4, а).

Вариант 2 (СУ2) – сигналы управления  $u_{yk}(t)$  в каждом  $k$ -м СК формируются таким образом, чтобы обеспечить равенство средних токов нагрузки, независимо от значений индуктивностей  $L_{1k}$ . В этом случае СК с наибольшим значением индуктивности силового канала (и, соответственно, минимальным значением амплитуды тока нагрузки СК) работает в граничном режиме, а остальные каналы, за счет уменьшения длительностей интервалов накопления  $t_{Hk}$  и возврата  $t_{Bk}$  переходят в разрывный режим (рис. 4, б).

Вариант 3 (СУ3) – сигналы управления  $u_{yk}(t)$  формируются в режиме ограничения максимального значения тока дросселя  $I_{maxk}$ . При таком подходе за счет изменения длительностей интервалов накопления  $t_{нк}$  и возврата  $t_{вк}$ , и, соответственно перевода силового  $k$ -го СК в разрывный режим обеспечивается выполнение условия равенства амплитудных значений токов  $I_{maxk} = I_{mk}$  в дросселях СК (рис. 4, в).

Специфика функционирования схем управления СУ1 – СУ3 на примере ППН с двумя силовыми каналами ( $N = 2$ ) показана на рис. 4. Для удобства понимания на данном рисунке приведен однофазный режим функционирования, при котором фазовый сдвиг между электрическими процессами в СК  $i_{L1}(t)$ ,  $i_{L2}(t)$  отсутствует.

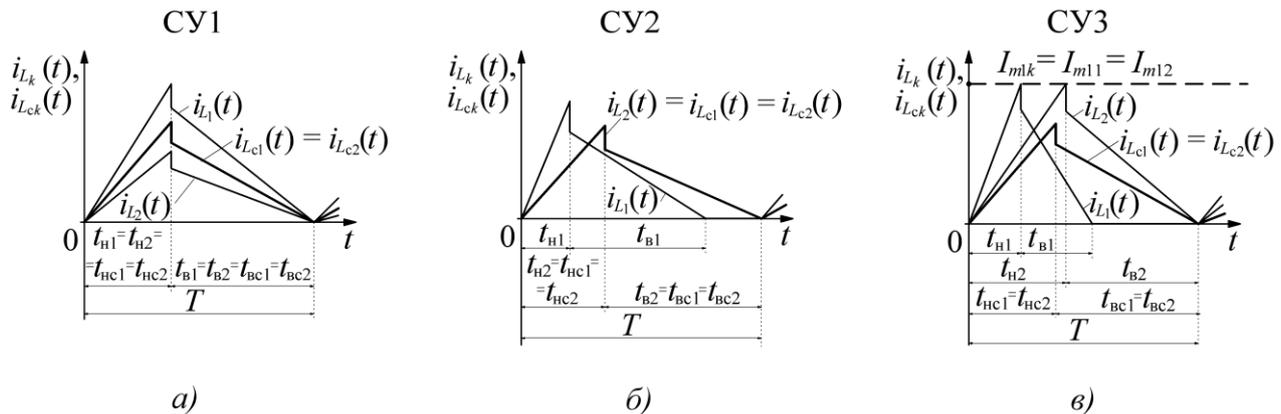


Рисунок 4 – Временные диаграммы, поясняющие работу схем управления СУ1 – СУ3 на примере ППН с двумя силовыми каналами ( $N = 2$ )

В зависимости от варианта функционирования схемы управления электрические процессы в СК эквивалентного базового преобразователя ППН<sub>б</sub> будут отличаться.

Для СУ1 длительности интервалов накопления и возврата в СК ППН<sub>б</sub>  $t_{нск}$  и  $t_{вск}$  будут совпадать с аналогичными интервалами СК ППН с асимметрией  $t_{нк}$  и  $t_{вк}$ . При этом, учитывая специфику функционирования СУ1, будет соблюдаться равенство (рис. 4, а):

$$t_{нск} = t_{н1} = t_{н2} = \dots = t_{нN} = t_{нc1} = t_{нc2} \dots = t_{нcN};$$

$$t_{вск} = t_{в1} = t_{в2} = \dots = t_{вN} = t_{вc1} = t_{вc2} \dots = t_{вcN}.$$

Для СУ2 параметры токов дросселей СК ППН<sub>б</sub>  $i_{Lck}(t)$  будут совпадать с формой тока СК с наибольшей индуктивностью. Для рассматриваемого примера таким каналом является канал с номером 2 ( $i_{Lc1}(t) = i_{Lc2}(t) = i_{L2}(t)$ ) (рис. 4, б).

Для СУ3 параметры токов дросселей СК ППН<sub>б</sub>  $i_{Lck}(t)$  будут отличаться как по длительностям интервалов накопления и возврата  $t_{нск}$  и  $t_{вск}$ , так и по размаху пульсаций тока дросселя  $I_{mck}$  (рис. 4, в).

Соотношения для расчета основных параметров электрических процессов с симметрией ППН и асимметрией ППН<sub>б</sub> для различных вариантов СУ приведены в табл. 3.

При проектировании ППН, в том числе и модульной структуры, оптимальный вариант технической реализации, который наиболее полно соответствует цели функционирования и удовлетворяет функциональным требованиям при заданных исходных данных (показателей качества, условий эксплуатации, накладываемых ограничений на показатели качества, структуру и параметры проектируемого преобразователя) существенно зависит от частоты функционирования ППН (рабочей частоты  $f$ ).

Таблица 3 – Расчетные соотношения параметров электрических процессов СК

Наименование и обозначение параметра	СУ1	СУ2	СУ3	
1	2	3	4	
Коэффициенты накопления $K_H$ и возврата $K_B$	$K_H = \frac{(U_H - F_{BY} U_{BX})}{n_{21}(U_{BX} - F_{HY} U_H) + (U_H - F_{BY} U_{BX})}, \quad K_B = 1 - K_H; \quad (4)$			
Параметры электрических процессов для $k$ -х СК ППН ( $k = 1, 2, \dots, N$ ).	$u_{yk}(t) = u_y(t),$ $\Delta t_y = \Delta t_{ck},$ $t_{HK} = t_H,$ $K_{3k} = K_3,$ $T_{CYk} = T_{CY}, \quad (5)$ $t_{HK} = t_H,$ $t_{BK} = t_B,$ $K_{HK} = K_H,$ $K_{BK} = K_B$	$u_{yk}(t) = f(\Delta L_{1k}, \square \Delta L_{2k}, \square \Delta n_{21k}), T_{CYk} = T_{CY}\{L_{1kmax}\},$ $f_k = f\{L_{1kmax}\}, t_{HK} \leq t_{HK}\{L_{1kmax}\}, K_{3k} \leq K_{3k}\{L_{1kmax}\},$ $t_{HK} \leq t_{HK}\{L_{1kmax}\}, t_{BK} \leq t_{BK}\{L_{1kmax}\}, K_{HK} \leq K_{HK}\{L_{1kmax}\},$ $K_{BK} \leq K_{BK}\{L_{1kmax}\}, \Delta t_y = \Delta t_{ck}, \text{ где } T_{CY}\{L_{1kmax}\}, f\{L_{1kmax}\},$ $t_{HK}\{L_{1kmax}\}, K_{3k}\{L_{1kmax}\}, t_{HK}\{L_{1kmax}\}, t_{BK}\{L_{1kmax}\},$ $K_{HK}\{L_{1kmax}\}, K_{BK}\{L_{1kmax}\} \text{ – параметры электрических процессов в } k\text{-м силовом канале СК}_{L_{1kmax}} \text{ с}$ $L_{1kmax} = \max\{L_{1k}\}$	$I_{HK} = I_H / N \quad (6)$	$I_{m1k} = I_{m1};$ $I_{H1} \neq \dots \neq I_{HK} \neq I_{Hck} \quad (7)$
		$I_{Hck} = I_H / N$		
Параметры электрических процессов для $k$ -х силовых каналов СК $_{\delta k}$ базового преобразователя ППН $_{\delta}$ ( $k = 1, 2, \dots, N$ ).	$t_{Hck} = t_H,$ $T_{CYck} = T_{CY},$ $T_{ck} = T,$ $t_{Hck} = t_H,$ $K_{Hck} = K_H, \quad (8)$ $t_{Bck} = t_B,$ $K_{Bck} = K_B;$ $K_{ГРck} = K_{ГРk} = K_{ГР},$ $n_{21ck} = n_{21k} = n_{21}$	$u_{yck}(t) = u_{yk}(t), T_{CYc} = T_{CY}\{L_{1kmax}\}, f_c = f\{L_{1kmax}\},$ $t_{Hck} = t_{HC} = t_{HK}\{L_{1kmax}\}, K_{3ck} = K_{3c} = K_{3k}\{L_{1kmax}\},$ $t_{Hck} = t_{HC} = t_{HK}\{L_{1kmax}\}, t_{Bck} = t_{BC} = t_{BK}\{L_{1kmax}\},$ $K_{Hck} = K_{HC} = K_{HK}\{L_{1kmax}\}, K_{Bck} = K_{BC} = K_{BK}\{L_{1kmax}\}$	$L_{1ck} = L_{1c} = L_{1kmax} \quad (9)$	$I_{m1c} \leq I_{m1k} \quad (10)$
		Где $t_{Hck}, T_{CYck}, T_{ck}, t_{Hck}, K_{Hck}, t_{Bck}, K_{Bck}$ – параметры электрических процессов $k$ -го силового канала СК $_{\delta k}$ преобразователя ППН $_{\delta}$		
Индуктивность $L_{1ck} = L_{1c}$ для $k$ -х силовых каналов СК $_{\delta k}$ ППН $_{\delta}$	$L_{1ck} = L_{1c} =$ $= N / \sum_{k=1}^N (1/L_{1k}) \quad (11)$	$L_{1c} = L_{1kmax} \quad (12)$	$L_{1c} = \{R_{HK} U_{BX} [U_{BX} U_H - F_{BY} U_{BX}^2 - F_{HY} U_H^2] / \{2f U_H [U_{BX}(n_{21} - F_{BY}) + U_H(1 - F_{HY} n_{21})]^2\} \quad (13)$	

1	2	3	4
<p>Амплитуда тока  <math>I_{m1ck} = I_{m1c}</math> <math>k</math>-го                      СК<sub>6k</sub> ППН<sub>6</sub>                      (амплитуда тока  <math>I_{m1k}</math> в обмотке  <math>W_{1k}</math> <math>k</math>-го СК                      ППН)</p>	$I_{m1c(k)} = \frac{(U_H U_{BX} - F_{BY} U_{BX}^2 - F_{HY} U_H^2) T}{[U_{BX} (n_{21} - F_{BY}) + U_H (1 - F_{HY} n_{21})] L_{1c(k)}} \quad (14)$		
<p>Средние значения токов в элементах <math>k</math>-го СК ППН</p>	$I_{S1cpk} = 0,5 I_{m1k} K_{TP} K_H = 0,5 I_{m2k} n_{21} K_{TP} K_H; I_{VD2cpk} = 0,5 I_{m1k} K_H;$ $I_{VD1cpk} = 0,5 I_{m2k} K_B; I_{W1cpk} = I_{S1cpk}; I_{W2cpk} = I_{VD1cpk}; I_{W1 \cup W2cpk} = I_{S1cpk} + I_{VD1cpk} \quad (15)$		
<p>Средние значения токов в элементах базового СК<sub>6k</sub> ППН<sub>6</sub></p>	$I_{S1cpc} = 0,5 I_{m1c} K_{TP} K_H = 0,5 I_{m2c} n_{21} K_{TP} K_H; I_{VD2cpc} = 0,5 I_{m1c} K_H;$ $I_{VD1cpc} = 0,5 I_{m2c} K_B; I_{W1cpc} = I_{S1cpc}; I_{W2cpc} = I_{VD1cpc}; I_{W1 \cup W2cpc} = I_{S1cpc} + I_{VD1cpc} \quad (16)$		
<p>Действующие значения токов в элементах <math>k</math>-го СК ППН</p>	$I_{S1dk} = I_{m2k} n_{21} K_{TP} (K_H/3)^{0,5}; I_{VD2dk} = I_{m1k} (K_H/3)^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{m2k} (K_B/3)^{0,5};$ $I_{W1dk} = I_{S1dk}; I_{W2dk} = I_{VD1dk}; I_{W1 \cup W2dk} = I_{S1dk} + I_{VD1dk} \quad (17)$		
<p>Действующие значения токов в элементах базового СК<sub>6k</sub> ППН<sub>6</sub></p>	$I_{S1dc} = I_{m2c} n_{21} K_{TP} (K_H/3)^{0,5}; I_{VD2dc} = I_{m1c} (K_H/3)^{0,5}; I_{VD1dc} = I_{m2c} (K_B/3)^{0,5};$ $I_{W1dc} = I_{S1dc}; I_{W2dc} = I_{VD1dc}; I_{W1 \cup W2dc} = I_{S1dc} + I_{VD1dc} \quad (18)$		
<p>Нормированные амплитудные значения токов в <math>k</math>-х СК</p>	$\bar{I}_{m1k} = I_{m1k} / I_{m1c} = \bar{I}_{m2k} = I_{m2k} / I_{m2c} = L_{1c} / L_{1k} \quad (19)$	$\bar{I}_{m1k} = I_{m1k} / I_{m1c} = \bar{I}_{m2k} = I_{m2k} / I_{m2c} = (L_{1c} / L_{1k})^{0,5} \quad (20)$	<p>Const</p>
<p>Нормированные средние значения токов в элементах <math>k</math>-го СК ППН</p>	$\bar{I}_{S1cpk} = \bar{I}_{VD2cpk} = \bar{I}_{VD1cpk} = \bar{I}_{W1cpk} = \bar{I}_{W2cpk} = \bar{I}_{W1 \cup W2cpk} = L_{1c} / L_{1k} \quad (21)$	<p>Const</p>	$\bar{I}_{S1cpk} = \bar{I}_{VD2cpk} = \bar{I}_{VD1cpk} = \bar{I}_{W1cpk} = \bar{I}_{W2cpk} = \bar{I}_{W1 \cup W2cpk} = L_{1k} / L_{1c} \quad (22)$
<p>Нормированные действующие значения токов в элементах <math>k</math>-го СК ППН</p>	$\bar{I}_{S1dk} = \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = L_{1c} / L_{1k} \quad (23)$	$\bar{I}_{S1dk} = \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = (L_{1c} / L_{1k})^{0,25} \quad (24)$	$\bar{I}_{S1dk} = \bar{I}_{VD1dk} = \bar{I}_{VD2dk} = \bar{I}_{W1dk} = \bar{I}_{W2dk} = \bar{I}_{W1 \cup W2dk} = (L_{1k} / L_{1c})^{0,5} \quad (25)$

На практике оптимальная частота преобразования ( $f = f_{\text{опт}}$ ), при которой обеспечиваются наилучшие в зависимости от критериев оптимизации характеристики ППН, ограничена в некотором диапазоне, от минимальной  $f_{\text{min}}$  до максимальной  $f_{\text{max}}$  [4]:

$$f_{\text{min}} \leq f \leq f_{\text{max}}. \quad (26)$$

В общем случае увеличение рабочей частоты преобразования  $f$  приводит к увеличению энергетических потерь и в силовых коммутирующих элементах СК, и в реактивных элементах сглаживающих фильтров. Это, в свою очередь, требует увеличения поверхности охлаждения и, соответственно, увеличения габаритных размеров или усложнения системы охлаждения. Уменьшение рабочей частоты преобразования  $f$  приводит к увеличению массогабаритных показателей за счет необходимости использования реактивных элементов большей энергетической емкости, а также использования силовых коммутирующих элементов с большей установленной мощностью.

Таким образом, выбор оптимальной частоты при проектировании импульсных преобразователей модульной структуры является результатом компромисса между массогабаритными показателями ППН и величиной потерь при преобразовании. Наличие технологического разброса параметров индуктивных элементов увеличивает диапазон удовлетворительных решений и требует многократной проверки и коррекции получаемых результатов, которые требуют применения автоматизированного проектирования с использованием средств вычислительной техники.

С использованием математической модели табл. 3 рассмотрим следующую методику расчета электрических параметров при исследованиях и проектировании ППН модульной структуры.

Исходными данными для расчета являются базовые параметры функционирования ППН (диапазон напряжения питания  $U_{\text{п min}} \dots U_{\text{п max}}$ , напряжение нагрузки  $U_{\text{н}}$ , ток нагрузки  $I_{\text{н}}$  или сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$ , условия эксплуатации). При проектировании ППН выбирается тип силового канала  $u$  и их количество  $N$ , а также основные параметры выбранных СК ( $F_{\text{ну}}$ ,  $F_{\text{ву}}$ ,  $n_{21у}$ ,  $K_{\text{тру}}$ ). Также исходными данными для проектирования является диапазон допустимых отклонений параметров дросселей силовых каналов  $\Delta L_{1k}$ ,  $\Delta L_{2k}$ ,  $\Delta n_{21k}$ . Результатом расчета является оптимальная частота преобразования  $f_{\text{опт}}$  при выбранных индуктивностях обмоток дросселей СК  $L_{1k}$ ,  $L_{2k}$  и его коэффициенте трансформации  $n_{21k}$ .

Для поиска оптимальной частоты преобразования  $f_{\text{опт}}$  могут быть использованы известные методы поиска, например, метод прямого перебора, градиентный метод, методы генетических алгоритмов и т.п.

После выбора текущей рабочей частоты  $f$  из диапазона (26) следующий порядок расчетов предлагается выполнить в следующей последовательности:

1. Для текущей частоты  $f$  определяется значение граничной индуктивности  $L_{1\text{гр}}$  дросселя СК по соотношению (13) при  $R_{\text{нк}} = NR_{\text{н}}$  и максимальном напряжении  $U_{\text{п max}}$ :

$$L_{1\text{гр}} = \{R_{\text{нк}}U_{\text{вх}}[U_{\text{вх}}U_{\text{н}} - F_{\text{ву}}U_{\text{вх}}^2 - F_{\text{ну}}U_{\text{н}}^2]\} / \{2fU_{\text{н}}[U_{\text{вх}}(n_{21} - F_{\text{ву}}) + U_{\text{н}}(1 - F_{\text{ну}}n_{21})]^2\}. \quad (27)$$

2. Для заданного разброса значений индуктивности  $\Delta L_{1\text{max}}$  выбирается номинальное значение индуктивности  $L_1$  так, чтобы удовлетворялось условие:

$$L_{1\text{min}} \geq L_{1\text{гр}}, \quad \text{где } L_{1\text{min}} = L_1 - \Delta L_{1\text{max}}. \quad (28)$$

Для определения значений индуктивностей силовых каналов  $L_{1k}$ ,  $L_{2k}$  с учетом разброса значений можно использовать известные стохастические методы, например методы Монте-Карло.

3. После этого рассматриваемый ППН с асимметричными каналами приводится к эквивалентному ППН с симметричными каналами ППН<sub>б</sub>. Способ приведения зависит от типа схемы управления ППН. Определяется значение индуктивности силовых каналов  $L_{1c}$  ППН<sub>б</sub>:

а) для схемы управления СУ1 – соотношение (11):

$$L_{1c} = N / \sum_{k=1}^N (1/L_{1k});$$

б) для схемы управления СУ2  $L_{1c} = L_{1k \max}$  – соотношение (12);

в) для схемы управления СУ3 – соотношение (13):

$$L_{1c} = \{R_{нк} U_{вх} [U_{вх} U_{н} - F_{вх} U_{вх}^2 - F_{нх} U_{н}^2]\} / \{2f U_{н} [U_{вх} (n_{21} - F_{вх}) + U_{н} (1 - F_{нх} n_{21})]^2\},$$

где частота  $f$  определяется соотношением (29) как:

$$f = \{R_{нк \max} U_{вх} [U_{вх} U_{н} - F_{вх} U_{вх}^2 - F_{нх} U_{н}^2]\} / \{2L_{1k \max} U_{н} [U_{вх} (n_{21} - F_{вх}) + U_{н} (1 - F_{нх} n_{21})]^2\}, \quad (29)$$

$$\text{где } R_{нк \max} = R_{н} \left[ \sum_{k=1}^{N-1} (L_{1k} / L_{1k \max}) + 1 \right]. \quad (30)$$

4. Для рассчитанного значения  $L_{1c}$  определяется частота работы эквивалентного ППН  $f$  по соотношению (29) при  $R_{нк} = NR_{н}$ :

а) для схем управления СУ1, СУ2:

$$f = \{R_{нк} U_{вх} [U_{вх} U_{н} - F_{вх} U_{вх}^2 - F_{нх} U_{н}^2]\} / \{2L_{1c} U_{н} [U_{вх} (n_{21} - F_{вх}) + U_{н} (1 - F_{нх} n_{21})]^2\}; \quad (31)$$

б) для схемы управления СУ3 – определено в п. 4, в.

5. Определяются размахи пульсаций  $I_{m1c}$ ,  $I_{m2c}$  – соотношение (14):

$$I_{m1c} = \frac{(U_{н} U_{вх} - F_{вх} U_{вх}^2 - F_{нх} U_{н}^2)}{[U_{вх} (n_{21} - F_{вх}) + U_{н} (1 - F_{нх} n_{21})] f L_{1c}}. \quad (32)$$

Значения индуктивности  $L_{1c}$  и частоты  $f$  для каждой схемы управления определены в пунктах 3, 4.

6. Определяются размахи пульсаций  $I_{m1k}$ ,  $I_{m2k}$ :

а) для схем управления СУ1, СУ2, СУ3 – по соотношению (14):

$$I_{m1k} = \frac{(U_{н} U_{вх} - F_{вх} U_{вх}^2 - F_{нх} U_{н}^2)}{[U_{вх} (n_{21} - F_{вх}) + U_{н} (1 - F_{нх} n_{21})] f L_{1k}}. \quad (33)$$

Альтернативный вариант:

б) для схемы управления СУ1 – по соотношению (19) как:

$$I_{m1k} = I_{m1c} (L_{1c} / L_{1k}); \quad (34)$$

в) для схемы управления СУ2 – по соотношению (20) как:

$$I_{m1k} = I_{m1c} (L_{1c} / L_{1k})^{0,5}. \quad (35)$$

Размах пульсаций  $I_{m2k} = I_{m1k} / n_{21k}$ . (36)

7. Определяются средние токи в элементах базового СК<sub>б</sub> ППН<sub>б</sub> для схем управления СУ1, СУ2, СУ3 – соотношения (16):

$$\begin{cases} I_{S1cpc} = 0,5I_{m1c}K_{тр}K_{н} = 0,5I_{m2c}n_{21}K_{тр}K_{н}; I_{VD2cpc} = 0,5I_{m1c}K_{н}; I_{VD1cpc} = 0,5I_{m2c}K_{в}; \\ I_{W1cpc} = I_{S1cpc}; I_{W2cpc} = I_{VD1cpc}; I_{W1} \cup W_{2cpc} = I_{S1cpc} + I_{VD1cpc}, \end{cases} \quad (37)$$

где коэффициенты  $K_{н}$  накопления и  $K_{в}$  возврата определяются соотношением (4)

$$K_{н} = \frac{(U_{н} - F_{в}U_{вк})}{n_{21}(U_{вк} - F_{н}U_{н}) + (U_{н} - F_{в}U_{вк})}, K_{в} = 1 - K_{н}. \quad (38)$$

8. Определяются действующие токи в элементах базового СК<sub>б</sub> ППН<sub>б</sub> для схем управления СУ1, СУ2, СУ3 – соотношения (18):

$$\begin{cases} I_{S1dc} = I_{m2c}n_{21}K_{тр}(K_{н}/3)^{0,5}; I_{VD2dc} = I_{m1c}(K_{н}/3)^{0,5}; I_{VD1dc} = I_{m2c}(K_{в}/3)^{0,5}; \\ I_{W1dc} = I_{S1dc}; I_{W2dc} = I_{VD1dc}; I_{W1} \cup W_{2dc} = I_{S1dc} + I_{VD1dc}. \end{cases} \quad (39)$$

9. Определяются средние токи в элементах  $k$ -го СК ППН:

а) для схем управления СУ1, СУ2, СУ3 – соотношения (15):

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{m2c}n_{21}K_{тр}(K_{н}/3)^{0,5}; I_{VD2dk} = I_{m1c}(K_{н}/3)^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{m2c}(K_{в}/3)^{0,5}; \\ I_{W1dk} = I_{S1dk}; I_{W2dk} = I_{VD1dk}; I_{W1} \cup W_{2dk} = I_{S1dk} + I_{VD1dk}. \end{cases} \quad (40)$$

Альтернативный вариант:

б) для схемы управления СУ1 – по соотношениям (21) как:

$$\begin{cases} I_{S1cpk} = I_{S1cpc}(L_{1c}/L_{1k}); I_{VD1cpk} = I_{VD1cpc}(L_{1c}/L_{1k}); I_{VD2cpk} = I_{VD2cpc}(L_{1c}/L_{1k}); \\ I_{W1cpk} = I_{W1cpc}(L_{1c}/L_{1k}); I_{W2cpk} = I_{W2cpc}(L_{1c}/L_{1k}); I_{W1} \cup W_{2cpk} = I_{W1} \cup W_{2cpc}(L_{1c}/L_{1k}); \end{cases} \quad (41)$$

в) для схемы управления СУ3 – по соотношениям (22) как:

$$\begin{cases} I_{S1cpk} = I_{S1cpc}(L_{1k}/L_{1c}); I_{VD1cpk} = I_{VD1cpc}(L_{1k}/L_{1c}); I_{VD2cpk} = I_{VD2cpc}(L_{1k}/L_{1c}); \\ I_{W1cpk} = I_{W1cpc}(L_{1k}/L_{1c}); I_{W2cpk} = I_{W2cpc}(L_{1k}/L_{1c}); I_{W1} \cup W_{2cpk} = I_{W1} \cup W_{2cpc}(L_{1k}/L_{1c}). \end{cases} \quad (42)$$

10. Определяются действующие токи в элементах  $k$ -го СК ППН:

а) для схем управления СУ1, СУ2, СУ3 – соотношения (17):

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{m2c}n_{21}K_{тр}(K_{н}/3)^{0,5}; I_{VD2dk} = I_{m1c}(K_{н}/3)^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{m2c}(K_{в}/3)^{0,5}; \\ I_{W1dk} = I_{S1dk}; I_{W2dk} = I_{VD1dk}; I_{W1} \cup W_{2dk} = I_{S1dk} + I_{VD1dk}. \end{cases} \quad (43)$$

Альтернативный вариант:

б) для схемы управления СУ1 – по соотношениям (23) как:

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{S1dc} (L_{1c}/L_{1k}); I_{VD1dk} = I_{VD1dc} (L_{1c}/L_{1k}); I_{VD2dk} = I_{VD2dc} (L_{1c}/L_{1k}); \\ I_{W1dk} = I_{W1dc} (L_{1c}/L_{1k}); I_{W2dk} = I_{W2dc} (L_{1c}/L_{1k}); I_{W1 \cup W2dk} = I_{W1 \cup W2dc} (L_{1c}/L_{1k}); \end{cases} \quad (44)$$

в) для схемы управления СУ2 – по соотношениям (24) как:

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{S1dc} (L_{1c}/L_{1k})^{0,25}; I_{VD1dk} = I_{VD1dc} (L_{1c}/L_{1k})^{0,25}; I_{VD2dk} = I_{VD2dc} (L_{1c}/L_{1k})^{0,25}; \\ I_{W1dk} = I_{W1dc} (L_{1c}/L_{1k})^{0,25}; I_{W2dk} = I_{W2dc} (L_{1c}/L_{1k})^{0,25}; I_{W1 \cup W2dk} = I_{W1 \cup W2dc} (L_{1c}/L_{1k})^{0,25}; \end{cases} \quad (45)$$

г) для схемы управления СУ3 – по соотношениям (25) как:

$$\begin{cases} I_{S1dk} = I_{S1dc} (L_{1k}/L_{1c})^{0,5}; I_{VD1dk} = I_{VD1dc} (L_{1k}/L_{1c})^{0,5}; I_{VD2dk} = I_{VD2dc} (L_{1k}/L_{1c})^{0,5}; \\ I_{W1dk} = I_{W1dc} (L_{1k}/L_{1c})^{0,5}; I_{W2dk} = I_{W2dc} (L_{1k}/L_{1c})^{0,5}; I_{W1 \cup W2dk} = I_{W1 \cup W2dc} (L_{1k}/L_{1c})^{0,5}. \end{cases} \quad (46)$$

11. На основании рассчитанных параметров электрических процессов корректируется выбранная элементная база – силовые ключи-транзисторы  $S1$ , диоды  $VD1$ ,  $VD2$ , типовые дроссели.

После этого, в зависимости от способа и состояния поиска оптимальной частоты  $f_{\text{опт}}$  определяются либо новое значение текущей частоты преобразования  $f$  и переход на п. 1 методики, либо новое значение индуктивностей силовых каналов  $L_{1k}$  и переход на п. 3, либо поиск прекращается с выводом найденной оптимальной частоты  $f_{\text{опт}}$ .

В заключение можно отметить следующее:

1. Систематизирована математическая модель электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры для различных алгоритмов управления силовыми каналами: путем распределения одного сигнала управления; обеспечение равномерного распределения тока нагрузки в силовых каналах; с токовым регулированием.

2. Предложена методология расчета параметров импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры при симметрии и асимметрии электрических процессов.

#### ЛИТЕРАТУРА:

1. Бушуев В. М. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций / [Бушуев В. М., Деминский В. А., Захаров В. Ф., Козляев Ю. Д., Колканов М. Ф.]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 384 с.
2. Букреев С. С. Силовые электронные устройства: Введение в автоматизированное проектирование / Букреев С. С. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с.: ил.
3. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В. И. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
4. Букреев С.С. Особенности миниатюризации многофазных импульсных преобразователей / С. С. Букреев, А. Ф. Кадацкий. – В кн.: ЭТВА; под ред. Ю. И. Конева. - М.: Сов. радио, 1980. Вып. 11. – С. 73-78.
5. 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.
6. Кадацкий А. Ф. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 1. – С. 11–17.

7. Кадацкий А. Ф. Асимметрия электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования / А. Ф. Кадацкий, И. П. Малявин // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2008. – № 3 (75). – С. 7–14.

REFERENCES:

1. Bushuev V.M. Elektropitanie ustrojstv i sistem telekommunikacij / [Bushuev V.M., Deminskij V.A., Zaharov V.F., Kozljaev Ju.D., Kolkanov M.F.]. M: Gorjachaja Linija – Telekom, 2011. – 384 p.
2. Bukreev S.S. Silovye elektronnye ustrojstva: Vvedenie v avtomatizirovannoe proektirovanie / Bukreev S.S. – M: Radio i Svjaz', 1982. – 256 p.
3. Meleshin V.I. Tranzistornaja preobrazovatel'naja tehnika / Meleshin V.I. – M.: Tehnosfera, 2005. – 632 p.
4. Bukreev S.S. Osobennosti miniatjurizacii mnogofaznyh impul'snyh preobrazovatelej / S.S Bukreev, A.F. Kadatsky. – ed. Ju.I. Koneva/. – M.: Sov. Radio, 1980. – № 5. – P. 73-78.
5. Kadatsky A.F. Analiz elektricheskikh processov v impul'snyh preobrazovateljah postojannogo naprjazhenija s shirotno-impul'snym metodom regulirovanija / A.F. Kadatsky, A.P. Rusu // Elektrichestvo. – 2005 – № 3. – P. 43-54.
6. Kadatsky A.F. Dejstvujushhie znachenija tokov elementov silovyh kanalov impul'snyh preobrazovatelej postojannogo naprjazhenija s shirotno-impul'snym metodom regulirovanija / A.F. Kadatsky, A.P. Rusu // Odessa: Scientific Works of ONAT. A.S. Popov. – 2005 – № 1. – P. 11-17.
7. Kadatsky A.F. Asimetrija elektricheskikh processov v impul'snyh preobrazovateljah postojannogo naprjazhenija modul'noj struktury s granichnym rezhimom funkcionirovanija / A.F Kadatsky, I.P Malyavin // Tehnologija I Konstruirovanie v Elektronnoj Apparature. – 2008 – № 3. (75). – P. 7-14.