

**ПРИНЦИПЫ, АЛГОРИТМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ
ТОКОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ
ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА**

**ПРИНЦИПИ, АЛГОРИТМИ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ПУЛЬСАЦІЙ
СТРУМІВ В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ МОДУЛЬНОЇ
СТРУКТУРИ З СИЛОВИМИ КАНАЛАМИ ІНВЕРТУЮЧОГО ТИПУ**

**PRINCIPLES, ALGORITHMS SIMULATION AND RESEARCH PULSATIONS CURRENTS IN
PULSED DC CONVERTER MODULE STRUCTURE POWERPLANT CHANNELS INVERT TYPE**

Аннотация. Приведены математические модели, описывающие электрические процессы импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами инвертирующего типа. Представлены алгоритмы моделирования электрических процессов преобразователей электрической энергии модульной структуры инвертирующего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с граничным режимом функционирования.

Анотация. Наведено математичні моделі, які описують електричні процеси імпульсних перетворювачів модульної структури з однофазним і багатофазним принципами перетворення з силовими каналами інвертуючого типу. Представлені алгоритми моделювання електричних процесів перетворювачів електричної енергії модульної структури інвертуючого типу при однофазному і багатофазному принципах перетворення з граничним режимом функціонування.

Summary. The mathematical model describing the electrical processes pulse converters modular structure with single-phase and multi-phase power conversion principles channels inverting type. Algorithms for modeling electrical processes in the electric power converters modular structure of the inverting type for single phase and multiphase principles conversion boundary mode operation.

Одним из обязательных условий нормальной работы современных радиотехнических и телекоммуникационных систем является обеспечение их электрической энергией требуемого качества.

Технико-экономические показатели (надежность, энергопотребление, объём, масса) радиотехнических и телекоммуникационных устройств и систем неразрывно связаны с характеристиками устройств и систем электропитания, которые представляют собой совокупность преобразователей электрической энергии постоянного и переменного напряжения.

Использование импульсного метода преобразования и регулирования электрической энергии 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.

В преобразовательной технике широко используется параллельное и (или) последовательное подключение как отдельных элементов (транзисторов, диодов, дросселей, и др.), так и устройств преобразования и регулирования электрической энергии. Модульная структура построения импульсных преобразователей постоянного напряжения – ППН из N однотипных силовых каналов (СК – взаимозаменяемых преобразователей меньшей мощности) обладает рядом положительных свойств [1]. Например, способствует повышению коэффициента полезного действия, надежности, нагрузочной способности силовых коммутирующих элементов и ППН в целом.

Однако наличие реактивных элементов, функционально необходимых при импульсном преобразовании, затрудняет миниатюризацию импульсных преобразователей. Уменьшение массы и объёма реактивных элементов достигается повышением частоты преобразования, но это приводит к увеличению частотных потерь, что также препятствует миниатюризации ППН.

Дальнейшее развитие методов миниатюризации импульсных преобразователей модульной структуры достигается переходом к многофазному принципу преобразования электрической

энергии, когда электрические процессы (токи, напряжения) в отдельно взятых СК сдвигаются во времени относительно друг друга, что позволяет уменьшить размеры входного и выходного силовых сглаживающих фильтров.

Автоматизированное моделирование, исследование и проектирование ППН играет важную роль при выборе оптимальных вариантов схемотехнической реализации преобразователей и выявлении особенностей режимов их функционирования.

В работах [2...4] приведены математические модели для исследования электрических процессов преобразователей модульной структуры с СК понижающего, повышающего типа и инвертирующего типа. В работе [3] были представлены алгоритмы построения временных зависимостей токов в отдельно взятых силовых каналах СК и в преобразователях модульной структуры построения с однофазным и многофазным принципами преобразования. Однако принципы и алгоритмы моделирования и исследования пульсаций токов импульсных преобразователей ППН модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования отсутствуют. Это сдерживает их широкое использование на практике.

Цель статьи – разработка принципов, алгоритмов моделирования и исследования пульсаций токов в преобразователях электрической энергии модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования.

На рис.1 приведена структурная схема преобразователя постоянного напряжения ППН модульной структуры из N параллельно включённых силовых каналов СК. Варианты схемотехнической реализации силовых каналов инвертирующего типа, рассматриваемых в данной работе, приведены на рис. 2 (силовые каналы инвертирующего типа с автотрансформаторным при $n_{21} = 1$ (а), $n_{21} > 1$ (б), $n_{21} < 1$ (в) и трансформаторным (г) включением дросселя).

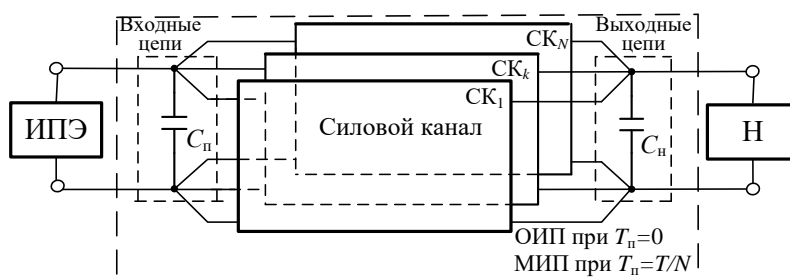


Рисунок 1 – Структурная схема ППН модульной структуры с однофазным ОИП и многофазным МИП принципами преобразования

На базе ППН модульной структуры (рис. 1) может быть реализован однофазный импульсный преобразователь (ОИП) и многофазный импульсный преобразователь (МИП).

В однофазном импульсном преобразователе ОИП (рис. 1) обеспечивается однофазный принцип преобразования электрической энергии, если временной сдвиг $T_{пк}$ между электрическими процессами в отдельно взятых модулях (в k -х силовых каналах $СК_k$) отсутствует ($T_{пк} = 0$), силовые каналы СК работают синхронно и синфазно.

В многофазном импульсном преобразователе МИП (рис. 1) обеспечивается многофазный принцип преобразования, если электрические процессы (токи, напряжения) в отдельно взятых СК сдвигаются равномерно относительно друг друга на время $T_{пк} > 0$, силовые каналы СК работают синхронно с равномерным сдвигом во времени электрических процессов относительно друг друга на время, равное $T_{пк} = T_k / N$.

Исполнение дросселей в k -х силовых каналах в виде двух полуобмоток – первичной, с числом витков W_{1k} и индуктивностью L_{1k} , и вторичной – W_{2k} , L_{2k} , и включение их по автотрансформаторной схеме (рис. 2, б, в) и трансформаторной схеме (рис. 2, г) с коэффициентом трансформации $n_{21k} = W_{2k} / W_{1k}$ позволяет снизить потери мощности, изменить (уменьшить или увеличить) напряжение на силовых коммутирующих ключах S_{1k} , VD_{1k} по сравнению с традиционным типом силового канала с однообмоточным дросселем (рис. 2, а). В данной статье приняты и обозначения, и условия

идентичности параметров элементов в отдельно взятых силовых каналах СК: $W_{1k} = W_1$, $L_{1k} = L_1$ и $W_{2k} = W_2$, $L_{2k} = L_2$, $n_{21k} = n_{21} = W_2/W_1$, используемые в [3].

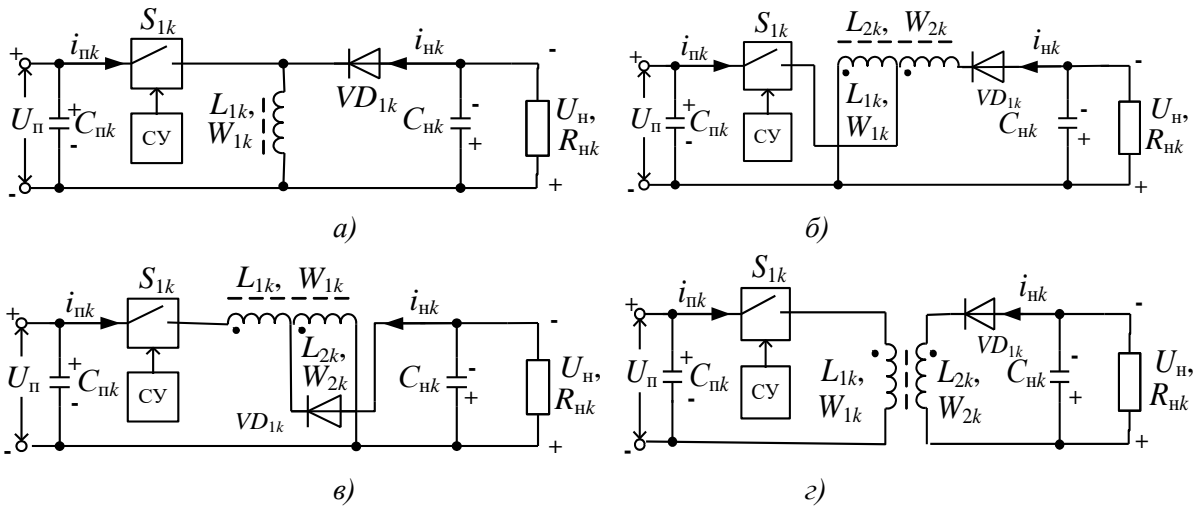


Рисунок 2 – Силовые каналы инвертирующего типа с включением дросселя: автотрансформаторным при $n_{21} = 1$ (а); $n_{21} > 1$ (б); $n_{21} < 1$ (в) и трансформаторным (г)

При моделировании и исследовании пульсаций токов в импульсных преобразователях модульной структуры в качестве базовых выбраны параметры тока $i_{Lk}(t)$ и время t_k k -го силового канала СК [3]:

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} i_{L_{Hk}}(t) & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{Hk} + t_{ck}, \\ i_{L_{Bk}}(t) & \text{при } t_{Hk} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{L_{Hk}}(t) = \begin{cases} I_{m1k} \frac{t_k}{t_{Hk}} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{Hk} + t_{ck}, \\ 0 & \text{при } t_{Hk} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{L_{Bk}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{Hk} + t_{ck}, \\ I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{Hk} - t_k}{t_{Bk}} \right) & \text{при } t_{Hk} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (3)$$

$$t_k = \begin{cases} t - t_{ck} + T_k & \text{при } t < 0, \\ t - t_{ck} & \text{при } 0 \leq t < T_k, \\ t - t_{ck} - T_k & \text{при } t > T_k; \end{cases} \quad (4)$$

$$t_{ck} = \begin{cases} T_k (k-1)/N & \text{для МИП,} \\ 0 & \text{для ОИП,} \end{cases} \quad (5)$$

где I_{m1k} и I_{m2k} – размахи пульсаций токов $i_{L_{Hk}}(t)$ и $i_{L_{Bk}}(t)$ соответственно в обмотке с числом витков W_{1k} (на интервале времени t_{Hk} накопления) и в обмотке с числом витков W_{2k} (на интервале времени t_{Bk} возврата) силового дросселя выходного сглаживающего фильтра k -го СК; T_k – период электрических процессов в k -м СК, t_k – текущее время k -го СК.

Основные базовые параметры k -го силового канала СК (коэффициент накопления k_{Hk} , напряжение нагрузки U_{Hk} , относительное напряжение нагрузки \bar{U}_{Hk} , сопротивление нагрузки R_{Hk} , коэффициент возврата k_{Bk} , частота преобразования $f_k = 1/T_k$, длительность интервала времени накопления t_{Hk} в обмотке с числом витков W_{1k} , длительность интервала времени возврата t_{Bk} в обмотке с числом витков W_{2k} , размах I_{m1k} пульсации тока первичной обмотки, размах I_{m2k} пульсации тока

вторичной обмотки, среднее значение тока нагрузки $I_{нк}$, среднее значение тока потребления $I_{пк}$ представлены в табл. 1. При симметрии электрических процессов $U_{пк} = U_{п}$; $U_{нк} = U_{н}$; $f_k = f$; $T_k = T = 1/f$; $\kappa_{нк} = \kappa_{н}$; $W_{1k} = W_1$; $W_{2k} = W_2$; $t_{нк} = t_{н}$; $I_{пк} = I_{п}/N$; $I_{нк} = I_{н}/N$.

Характер входного тока $i_{пк}(t)$, потребляемого k -м СК от источника первичного электропитания, определяется током $i_{Lk}(t)$ дросселя силового сглаживающего фильтра на интервале накопления $t_{нк}$ (рис. 3):

$$i_{пк}(t) = i_{Lк}(t). \quad (6)$$

Пульсацию (мгновенное значение $\Delta i_{пк}(t)$ – рис. 3) тока $i_{пк}(t)$ k -го силового канала СК определим в виде:

$$\Delta i_{пк}(t) = i_{пк}(t) - I_{пк}. \quad (7)$$

Характер выходных токов $i_{нк}(t)$ – токов нагрузки k -х СК (соответственно и токов $i_{VD1k}(t)$ диодов VD_{1k}) определяется токами дросселей $i_{Lk}(t)$ на интервалах возврата:

$$i_{нк}(t) = i_{Lк}(t). \quad (8)$$

Пульсацию $\Delta i_{нк}(t)$ (рис. 3) тока $i_{нк}(t)$ k -го силового канала СК определим как:

$$\Delta i_{нк}(t) = i_{нк}(t) - I_{нк}. \quad (9)$$

Таблица 1 – Расчётные соотношения базовых параметров электрических процессов СК

	Режим	
	Слежения	Стабилизации
$\kappa_{нк}$	$\kappa_{нк} \quad (1.1)$	$\frac{U_{нк}}{U_{нк} + U_{пк} n_{21}} \quad (1.2)$
$U_{пк}$	$U_{пк} \kappa_{нк} n_{21} / (1 - \kappa_{нк}) \quad (1.3)$	$U_{пк} \quad (1.4)$
$\bar{U}_{пк}$		$U_{пк} / U_{пк} \quad (1.5)$
$R_{нк}$		$U_{пк} / I_{пк} \quad (1.6)$
$\kappa_{вк}$		$1 - \kappa_{пк} \quad (1.7)$
f_k		$(U_{пк}^2 R_{пк} U_{пк} - U_{пк}^2) / 2L_{1k} (U_{пк} (n_{21k} - 1) + U_{пк})^2 \quad (1.8)$
$t_{пк}$		$\kappa_{пк} T \quad (1.9)$
$t_{вк}$		$\kappa_{вк} T \quad (1.10)$
I_{m1k}		$U_{пк} t_{пк} / L_{1k} \quad (1.11)$
I_{m2k}		$I_{m1k} / n_{21k} \quad (1.12)$
$I_{пк}$		$\kappa_{вк} I_{m2k} / 2 \quad (1.13)$
$I_{пк}$		$\kappa_{пк} I_{m1k} / 2 \quad (1.14)$

С использованием соотношений (7)...(9) на рис. 3 приведены временные диаграммы токов в цепях питания $i_{пк}(t)$ и нагрузки $i_{нк}(t)$ k -го ($k = 1$) силового канала инвертирующего типа при $n_{21} = 1$.

Размах пульсации $\Delta I_{пк}$ (рис. 3) тока потребления $i_{пк}(t)$ k -го СК определяется размахом I_{m1k} пульсации тока дросселя на интервале накопления $t_{пк}$:

$$\Delta I_{пк} = I_{m1k} = U_{пк} t_{пк} / L_{1k}. \quad (10)$$

Размах пульсации $\Delta I_{нк}$ (рис. 3) тока $i_{нк}(t)$ нагрузки k -го СК определяется размахом I_{m2k} :

$$\Delta I_{нк} = I_{m2k} = U_{пк} t_{вк} / L_{2k}. \quad (11)$$

В преобразователях модульной структуры во входных и выходных цепях протекают токи соответственно $i_{п}(t) = i_{п\Sigma}(t)$ и $i_{н}(t) = i_{н\Sigma}(t)$, являющиеся суммами токов соответственно потребления $i_{пк}(t)$ и нагрузки $i_{нк}(t)$ k -х силовых каналов (рис. 4) [4]:

$$i_{\Pi}(t) = i_{\Pi\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{\Pi k}(t) = \begin{cases} i_{\text{оП}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = 0 \quad (\text{ОИП}); \\ i_{\text{мП}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = T/N \quad (\text{МИП}), \end{cases} \quad (12)$$

$$i_{\text{н}}(t) = i_{\text{н}\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{\text{н}k}(t) = \begin{cases} i_{\text{оН}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = 0 \quad (\text{ОИП}); \\ i_{\text{мН}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = T/N \quad (\text{МИП}). \end{cases} \quad (13)$$

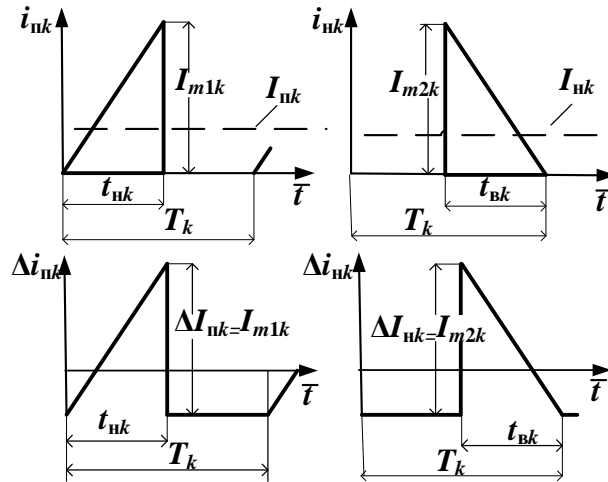


Рисунок 3 – Временные диаграммы токов, пульсаций токов на входе $i_{\Pi k}(t)$, $\Delta i_{\Pi k}(t)$ и выходе $i_{\text{н}k}(t)$, $\Delta i_{\text{н}k}(t)$ k -го ($k = 1$)

В преобразователях модульной структуры пульсации токов во входных цепях – цепях потребления (мгновенные значения $\Delta i_{\Pi}(t)$, размахи ΔI_{Π} – рис. 4, д, ж) и выходных цепях – цепях нагрузки (мгновенные значения $\Delta i_{\text{н}}(t)$, размахи $\Delta I_{\text{н}}$ – рис. 4, е, з) определим с учетом (12), (13) и (1) ... (3) в виде
во входных цепях:

$$\begin{aligned} \Delta i_{\Pi}(t) &= \Delta i_{\Pi\Sigma}(t) = i_{\Pi}(t) - I_{\Pi}, \\ \Delta I_{\Pi} &= I_{\Pi \max} - I_{\Pi \min}, \end{aligned} \quad (14)$$

$$I_{\Pi \min} = \min_{\max} \sum_{k=1}^N i_{\Pi k}(t);$$

в выходных цепях:

$$\begin{aligned} \Delta i_{\text{н}}(t) &= \Delta i_{\text{н}\Sigma}(t) = i_{\text{н}}(t) - I_{\text{н}}, \\ \Delta I_{\text{н}} &= I_{\text{н} \max} - I_{\text{н} \min}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$I_{\text{н} \min} = \min_{\max} \sum_{k=1}^N i_{\text{н}k}(t),$$

где I_{Π} и $I_{\text{н}}$ – средние значения, $\Delta i_{\Pi}(t)$ и $\Delta i_{\text{н}}(t)$ – мгновенные значения пульсаций; $I_{\Pi \max}$ и $I_{\text{н} \max}$ – максимальные значения; $I_{\Pi \min}$ и $I_{\text{н} \min}$ – минимальные значения; ΔI_{Π} и $\Delta I_{\text{н}}$ – размахи пульсаций соответственно токов питания $i_{\Pi}(t)$ и нагрузки $i_{\text{н}}(t)$ преобразователей модульной структуры.

На практике величины пульсаций переменных составляющих токов оценивают коэффициентами пульсаций токов на входе $K_{\Pi k}^i$ и K_{Π}^i , выходе $K_{\Pi k}^i$ и K_{Π}^i соответственно k -го силового канала СК и преобразователя ППН модульной структуры в целом:

$$\begin{aligned} K_{\Pi k}^i &= \Delta I_{\Pi k} / 2I_{\Pi k}, & K_{\Pi k}^i &= \Delta I_{\Pi k} / 2I_{\Pi k}, \\ K_{\Pi}^i &= \Delta I_{\Pi} / 2I_{\Pi}, & K_{\Pi}^i &= \Delta I_{\Pi} / 2I_{\Pi}. \end{aligned} \quad (16)$$

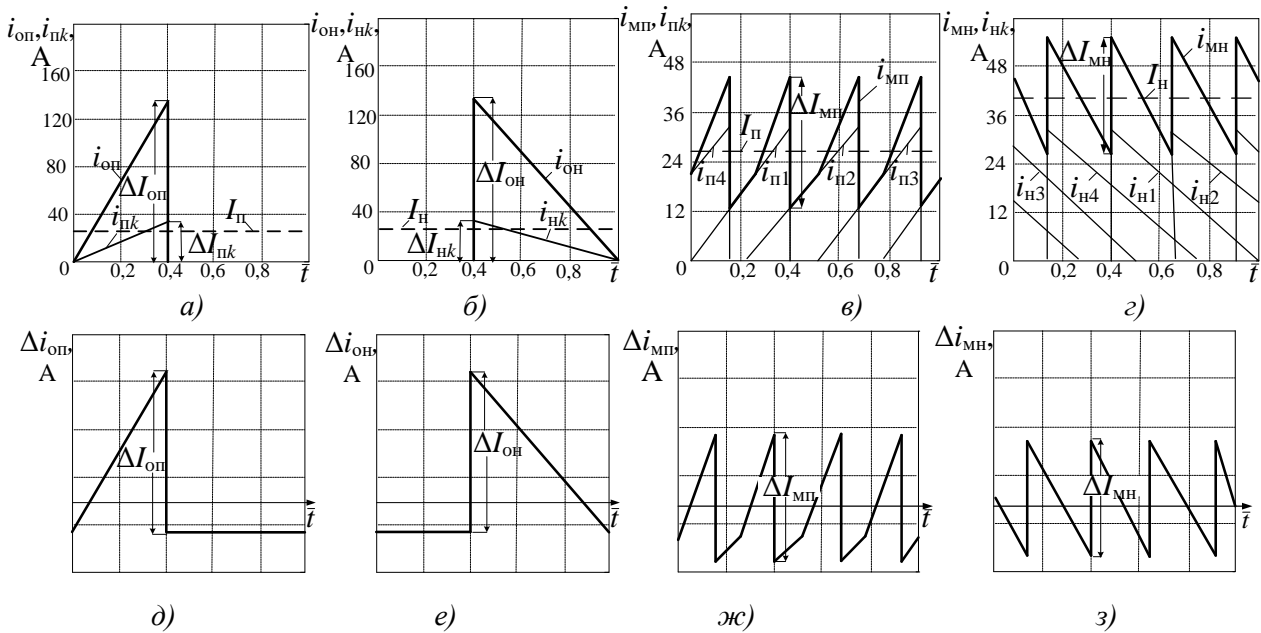


Рисунок 4 – Временные диаграммы токов и пульсаций токов во входных цепях (ОИП: $i_{пк}(t)$ и $i_{оп}(t)$ – (а); $\Delta i_{оп}(t)$ – (д); МИП: $i_{пк}(t)$ и $i_{мп}(t)$ – (в); $\Delta i_{мп}(t)$ – (ж)) и в выходных цепях (ОИП: $i_{нк}(t)$ и $i_{он}(t)$ – (б); $\Delta i_{он}(t)$ – (е); МИП: $i_{нк}(t)$ и $i_{мн}(t)$ – (г); $\Delta i_{мн}(t)$ – (з)) при $N = 4$

Для характеристики эффективности подавления переменных составляющих во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры построения используются в качестве показателей качества коэффициенты $S_{п}^i$, $S_{н}^i$ сглаживания токов преобразователей модульной структуры во входных и выходных цепях ППН:

$$S_{п}^i = K_{ппср}^i / K_{пп}^i, \quad S_{н}^i = K_{ппср}^i / K_{пп}^i, \quad (17)$$

$$K_{ппср}^i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{ппк}^i, \quad K_{пп}^i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{ппк}^i, \quad (18)$$

где $K_{ппср}^i$, $K_{пп}^i$ – средние значения коэффициентов пульсаций токов на входе и выходе отдельно взятого эквивалентного (усреднённого) силового канала СК преобразователя модульной структуры с симметрией электрических процессов.

Автоматизированное моделирование, исследование и проектирование играет важную роль при выявлении особенностей и выборе оптимального варианта схемотехнической реализации преобразователя и режимов его функционирования.

Математическая модель (1)...(18) для расчёта: токов $i_{пк}(t)$, $i_{нк}(t)$ и $i_{п}(t)$, $i_{н}(t)$, пульсаций токов $\Delta i_{пк}(t)$, $\Delta i_{нк}(t)$ и $\Delta i_{п}(t)$, $\Delta i_{н}(t)$, размахов пульсаций токов $\Delta I_{пк}$, $\Delta I_{нк}$ и $\Delta I_{п}$, $\Delta I_{н}$, коэффициентов пульсаций токов $K_{ппк}^i$, $K_{ппк}^i$ и $K_{пп}^i$, $K_{пп}^i$, соответственно во входных и выходных цепях отдельно взятого k -го силового канала СК и преобразователя в целом, коэффициентов $S_{п}^i$, $S_{н}^i$ сглаживания токов преобразователей модульной структуры во входных и выходных цепях ППН представим в виде расчётных соотношений временных зависимостей $F(t)$ (табл. 2) и расчётных соотношений зависимостей от коэффициента накопления $F(k_n)$ (табл. 3).

Математические модели для расчета базовых параметров (табл. 1) и пульсаций токов (табл. 2 и 3) позволяют формировать отдельные функционально законченные (по решаемым задачам) блоки и на их основе строить программные модули для решения широкого круга задач, возникающих при проектировании импульсных преобразователей постоянного напряжения: расчета, исследования, анализа, синтеза и т.п.

На рис. 5 приведён алгоритм программы для расчёта электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципом преобразования.

В блоке 2 (“Исходные данные” – рис. 5) задаются исходные данные: напряжение нагрузки U_n ($U_{нк} = U_n$) и ток нагрузки I_n преобразователя ($I_{нк} = I_n/N$), коэффициент накопления $\kappa_{нк} = \kappa_n$ (или напряжение $U_{пк} = U_n$ источника питания), коэффициент трансформации $n_{21k} = n_{21}$, значения индуктивностей $L_{1k} = L_1$, количество силовых каналов N , номер k -го силового канала ($k = 1, 2, \dots, N$), количество интервалов M_i и M_k , на которые разбиваются соответственно диапазон изменения периода $T_k = T$ электрических процессов и коэффициента накопления $\kappa_{нк}$ ($0 \leq \kappa_{нк} < 1$) отдельно взятого k -го силового канала СК при расчётах временных зависимостей $F(t)$ и зависимостей $F(\kappa_n)$ от коэффициента накопления κ_n соответственно, режим работы преобразователя модульной структуры (однофазный – ОИП или многофазный – МИП), типы исследования:

1. Зависимости от времени – мгновенные значения $F(t)$: 1.1 $i_{нк}(t)$; 1.2 $i_{нк}(t)$; 1.3 $i_n(t)$ (ОИП: $i_{он}(t)$, МИП: $i_{мп}(t)$); 1.4 $i_n(t)$ (ОИП: $i_{он}(t)$, МИП: $i_{мн}(t)$); 1.5 $\Delta i_{нк}(t)$; 1.6 $\Delta i_{нк}(t)$; 1.7 $\Delta i_n(t)$ (ОИП: $\Delta i_{он}(t)$, МИП: $\Delta i_{мп}(t)$); 1.8 $\Delta i_n(t)$ (ОИП: $\Delta i_{он}(t)$, МИП: $\Delta i_{мн}(t)$).

2. Зависимости от коэффициента накопления $F(\kappa_n)$: 2.1 $\Delta I_{нк}(\kappa_n)$; 2.2 $\Delta I_{нк}(\kappa_n)$; 2.3 $\Delta I_n(\kappa_n)$ (ОИП: $\Delta I_{он}(\kappa_n)$, МИП: $\Delta I_{мп}(\kappa_n)$); 2.4 $\Delta I_n(\kappa_n)$ (ОИП: $\Delta I_{он}(\kappa_n)$, МИП: $\Delta I_{мн}(\kappa_n)$); 2.5 $K_{пнк}^i(\kappa_n)$; 2.6 $K_{пнк}^i(\kappa_n)$; 2.7 $K_{пн}^i(\kappa_n)$ (ОИП: $K_{поп}^i(\kappa_n)$, МИП: $K_{мп}^i(\kappa_n)$); 2.8 $K_{пн}^i(\kappa_n)$ (ОИП: $K_{поп}^i(\kappa_n)$, МИП: $K_{мн}^i(\kappa_n)$); 2.9 $S_{п}^i(\kappa_n)$ (ОИП: $S_{по}^i(\kappa_n)$, МИП: $S_{пм}^i(\kappa_n)$); 2.10 $S_n^i(\kappa_n)$ (ОИП: $S_{но}^i(\kappa_n)$, МИП: $S_{нм}^i(\kappa_n)$).

Таблица 2 – Расчётные соотношения временных зависимостей $F(t)$

Наименования параметров	Расчётные соотношения
Входной ток $i_{пк}(t)$ k -го силового канала СК	$i_{пк}(t) = \begin{cases} I_{млk} \frac{t_k}{t_{нк}} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ 0 & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k. \end{cases} \quad (2.1)$
Выходной ток $i_{нк}(t)$ k -го силового канала СК	$i_{нк}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{нк} - t_k}{t_{нк}} \right) & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k. \end{cases} \quad (2.2)$
Текущее время t_k k -го СК	$t_k = \begin{cases} t - t_{ck} + T_k & \text{при } t < 0, \\ t - t_{ck} & \text{при } 0 \leq t < T_k, \\ t - t_{ck} - T_k & \text{при } t > T_k. \end{cases} \quad (2.3)$
Временной сдвиг t_{ck} k -го СК	$t_{ck} = \begin{cases} T_k(k-1)/N & \text{для МИП,} \\ 0 & \text{для ОИП.} \end{cases} \quad (2.4)$
Входной ток $i_{п}(t)$ преобразователя ППН	$i_{п}(t) = \sum_{k=1}^N i_{пк}(t) = \begin{cases} i_{он}(t) & \text{при } T_{п} = 0 \quad (\text{ОИП}); \\ i_{мп}(t) & \text{при } T_{п} = T/N \quad (\text{МИП}). \end{cases} \quad (2.5)$
Выходной ток $i_n(t)$ преобразователя ППН	$i_n(t) = \sum_{k=1}^N i_{нк}(t) = \begin{cases} i_{он}(t) & \text{при } T_{п} = 0 \quad (\text{ОИП}); \\ i_{мн}(t) & \text{при } T_{п} = T/N \quad (\text{МИП}). \end{cases} \quad (2.6)$
Пульсация $\Delta i_{пк}(t)$ входного тока $i_{пк}(t)$ k -го СК	$\Delta i_{пк}(t) = i_{пк}(t) - I_{пк} \quad (2.7)$
Пульсация $\Delta i_{нк}(t)$ выходного тока $i_{нк}(t)$ k -го СК	$\Delta i_{нк}(t) = i_{нк}(t) - I_{нк} \quad (2.8)$
Пульсация $\Delta i_{п}(t)$ входного тока $i_{п}(t)$ преобразователя ППН	$\Delta i_{п}(t) = i_{п}(t) - I_{п} \quad (2.9)$
Пульсация $\Delta i_n(t)$ выходного тока $i_n(t)$ преобразователя ППН	$\Delta i_n(t) = i_n(t) - I_n \quad (2.10)$

Таблица 3 – Расчётные соотношения зависимостей ППН – преобразователей модульной структуры от коэффициента накопления $F(k_n)$

Наименования параметров	Расчётные соотношения	
	Входные цепи	Выходные цепи
Размахи пульсаций токов k -го СК	$\Delta I_{pk} = I_{m1k}$ (3.1)	$\Delta I_{hk} = I_{m2k}$ (3.2)
Размахи пульсаций токов преобразователя ППН	$\Delta I_{\Pi} = I_{\Pi \max} - I_{\Pi \min}$ (3.3)	$\Delta I_{Н} = I_{Н \max} - I_{Н \min}$ (3.4)
Минимальные $I_{\Pi \min}, I_{Н \min}$ (максимальные $I_{\Pi \max}, I_{Н \max}$) значения токов ППН	$I_{\Pi \min \max} = \min_{\max} \sum_{k=1}^N i_{pk}(t)$ (3.5)	$I_{Н \min \max} = \min_{\max} \sum_{k=1}^N i_{hk}(t)$ (3.6)
Коэффициенты пульсаций токов k -го СК	$K_{\Pi pk}^i = \Delta I_{pk} / 2I_{pk}$ (3.7)	$K_{\Pi hk}^i = \Delta I_{hk} / 2I_{hk}$ (3.8)
Коэффициенты пульсаций токов ППН	$K_{\Pi \Pi}^i = \Delta I_{\Pi} / 2I_{\Pi}$ (3.9)	$K_{\Pi Н}^i = \Delta I_{Н} / 2I_{Н}$ (3.10)
Коэффициенты сглаживания пульсаций токов преобразователей ППН	$S_{\Pi}^i = K_{\Pi \Pi}^i / K_{\Pi pk}^i$ (3.11)	$S_{Н}^i = K_{\Pi Н}^i / K_{\Pi hk}^i$ (3.12)
Средние значения коэффициентов пульсаций токов эквивалентного СК	$K_{\Pi \Pi}^i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\Pi pk}^i$ (3.13)	$K_{\Pi Н}^i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\Pi hk}^i$ (3.14)

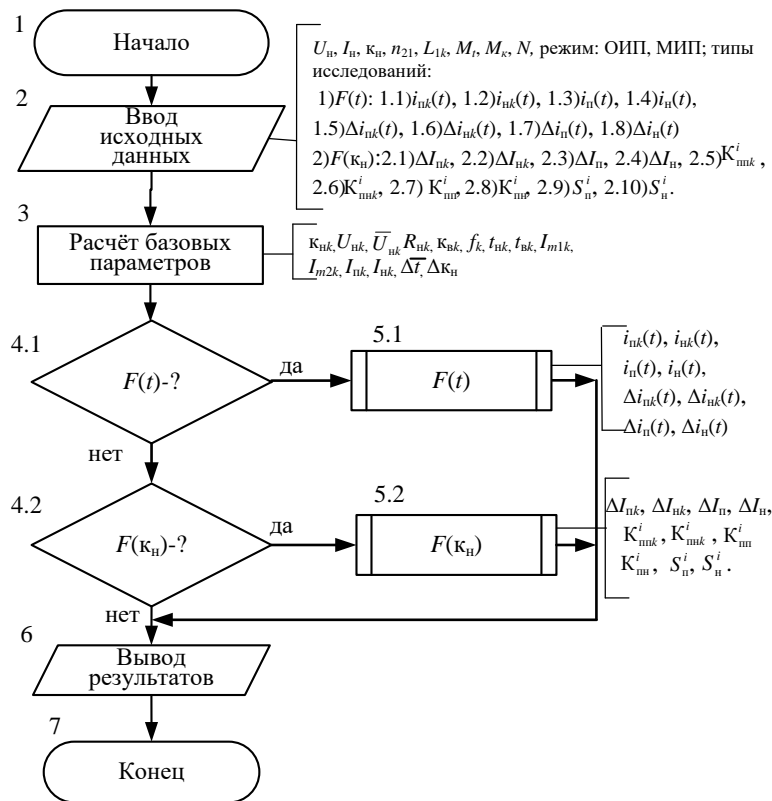


Рисунок 5 – Алгоритм расчёта электрических процессов ППН

В блоке 3 (“Расчет базовых параметров” – рис. 5) с использованием расчётных соотношений табл. 1 рассчитываются базовые параметры преобразователей модульной структуры.

Для выполнения расчётов, исследований пульсаций токов в зависимости от времени $F(t)$ используются блоки 4.1 и 5.1, а в зависимости от коэффициента накопления $F(k_n)$ – блоки 4.2 и 5.2.

Рассмотрим принципы и алгоритмы расчёта, моделирования и исследования пульсаций токов в импульсных преобразователях модульной структуры.

На рис. 6 приведён алгоритм подпрограммы « $F(t)$ » для расчёта с использованием соотношений табл. 1, 2 мгновенных значений токов и их пульсаций в элементах и цепях преобразователей модульной структуры при однофазном и многофазном принципах преобразования – временных зависимостей $F(t)$:

1.1 $i_{пк}(t)$; 1.2 $i_{нк}(t)$; 1.3 $i_{п}(t)$; 1.4 $i_{н}(t)$; 1.5 $\Delta i_{пк}(t)$; 1.6 $\Delta i_{нк}(t)$; 1.7 $\Delta i_{п}(t)$; 1.8 $\Delta i_{н}(t)$.

В блоках с 2-го (начало m_t – цикла) по 6-й (конец m_t – цикла) организуется m_t – цикл: $m_t = 1, 2, \dots, M_t$ (рис. 6).

В блоке 3 определяется дискретно с шагом $\Delta \bar{t}$ текущее значение относительного времени $\bar{t} = t/T$ от $\Delta \bar{t} = \Delta t/T = 1/M_t$ до 1.

В блоках 4 (4.1, 4.2, 4.3, 4.4) и 5 (5.1, 5.2, 5.3, 5.4) реализуется выполнение заданного типа исследования 1.1...1.8 (см. блок 2 рис. 5): определение мгновенных значений токов $i_{пк}(t)$ или $i_{нк}(t)$ k -го СК (блоки 4.1 и 5.1 – рис. 6), токов $i_{п}(t)$ или $i_{н}(t)$ преобразователя (блоки 4.2 и 5.2 – рис. 6), пульсаций токов $\Delta i_{пк}(t)$ или $\Delta i_{нк}(t)$ k -го силового канала СК (блоки 4.3 и 5.3), пульсаций токов $\Delta i_{п}(t)$ или $\Delta i_{н}(t)$ преобразователя модульной структуры (блоки 4.4 и 5.4 – рис. 6).

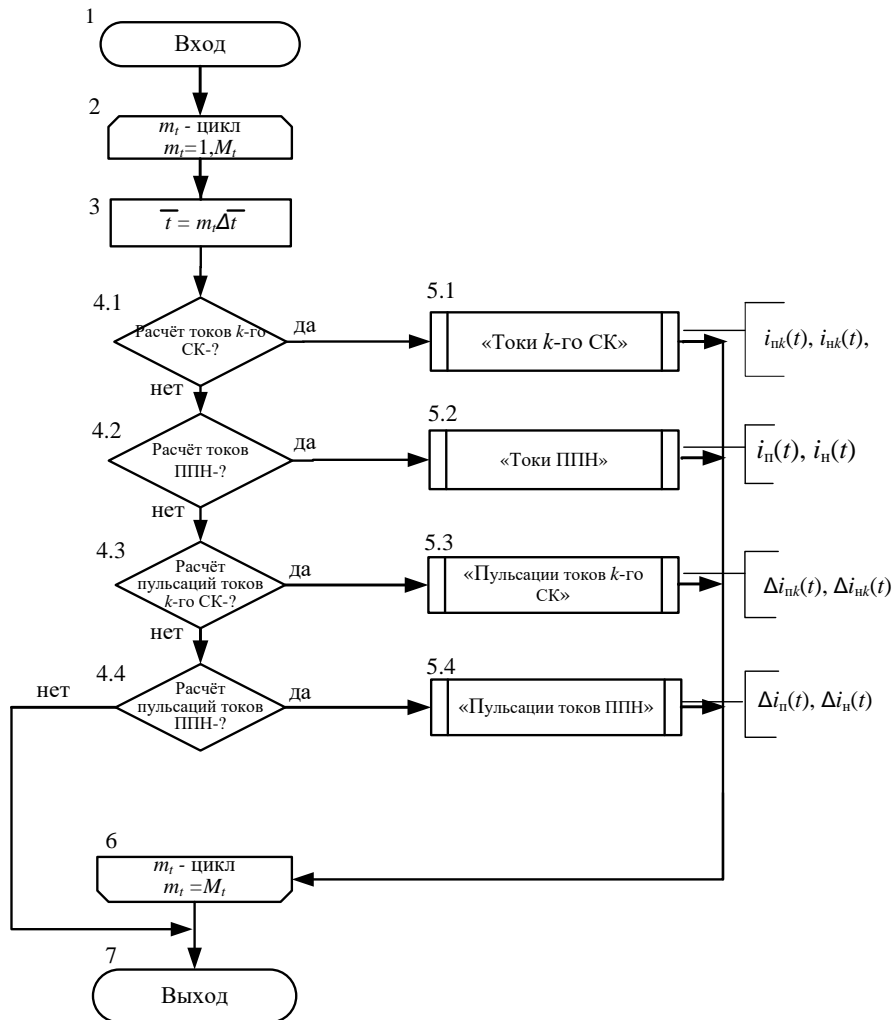


Рисунок 6 – Алгоритмы подпрограммы “ $F(t)$ ”

С использованием соотношений табл. 3 на рис. 7 приведён алгоритм подпрограммы “ $F(k_n)$ ” для расчёта размахов пульсаций, коэффициентов пульсаций и сглаживания токов во входных и

выходных цепях преобразователей модульной структуры при однофазном и многофазном принципах преобразования – зависимостей $F(k_n)$: 2.1 ΔI_{pk} ; 2.2 ΔI_{nk} ; 2.3 ΔI_p ; 2.4 ΔI_n ; 2.5 $K_{ппк}^i$; 2.6 $K_{пнк}^i$; 2.7 $K_{пп}^i$; 2.8 $K_{пн}^i$; 2.9 S_p^i ; 2.10 S_n^i .

Размахи пульсаций токов, коэффициенты пульсаций токов, коэффициенты сглаживания токов преобразователей модульной структуры являются функциями $F(k_n)$, зависящими от коэффициента накопления k_n . Точность отображения этих функций зависит от величины интервала $\Delta k_n = k_{nmax}/M_k$, где k_{nmax} максимальное значение коэффициента накопления ($k_{nmax} \approx 1$). Число M_k определяет величину шага $\Delta k_n \approx 1/M_k$ коэффициента накопления при организации цикла $m_k = 1, 2, \dots, M_k$. При этом в процессе расчета коэффициент накопления $k_n = m_k \Delta k_n$ изменяется дискретно с шагом Δk_n в интервале $0 \leq k_n < 1$.

В блоках с 2-го (начало m_k - цикла) по 6-й (конец m_k - цикла) организуется m_k – цикл: $m_k = 1, 2, \dots, M_k$ (рис. 7).

В блоке 3 определяется текущее значение коэффициента накопления k_n от $\Delta k_n \approx 1/M_k$ до 1 дискретно с шагом Δk_n .

В блоках 4 (4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5) и 5 (5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5) реализуется выполнение заданного типа исследования во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования: абсолютных пульсаций токов ΔI_{pk} , ΔI_{nk} k -го СК (блоки 4.1 и 5.1), абсолютных пульсаций токов ΔI_p , ΔI_n преобразователя (блоки 4.2 и 5.2), коэффициентов пульсаций $K_{ппк}^i$, $K_{пнк}^i$ k -го силового канала СК (блоки 4.3 и 5.3), коэффициентов пульсаций $K_{пп}^i$, $K_{пн}^i$ преобразователя (блоки 4.4 и 5.4), коэффициентов S_p^i , S_n^i сглаживания токов преобразователей модульной структуры (блоки 4.5 и 5.5).

Рассмотрим особенности реализации подпрограмм, входящих в подпрограмму “ $F(t)$ ” (рис. 6).

Алгоритмы подпрограмм “Токи k -го СК” (блок 5.1 – рис. 6) и “Пульсации токов k -го СК” (блок 5.3 – рис. 6), “Токи ППН” (блок 5.2 – рис. 6) и “Пульсации токов ППН” (блок 5.4 – рис. 6) для расчета мгновенных значений токов и их пульсаций во входных $i_{pk}(t)$, $\Delta i_{pk}(t)$ и выходных $i_{nk}(t)$, $\Delta i_{nk}(t)$ цепях k -го силового канала СК и токов и их пульсаций на входе $i_p(t)$, $\Delta i_p(t)$ и выходе $i_n(t)$, $\Delta i_n(t)$ преобразователя приведены на рисунке 8.

Алгоритм подпрограммы “Токи k -го СК” - исследования временных зависимостей токов k -го ($k=1, 2, \dots, N$) силового канала СК ($i_{pk}(t)$ – входного, потребляемого от источника первичного электропитания (ИПЭ), $i_{S1k}(t)$ – силового ключа S_{1k} , $i_{w1k}(t)$ – обмотки W_{1k} дросселя, $i_{nk}(t)$ – выходного (в цепи нагрузки), $i_{VD1k}(t)$ – диода VD_{1k} и $i_{w2k}(t)$ – обмотки W_{2k} дросселя) выполнен (рис. 8, а) с использованием математической модели табл. 2.

Режимы функционирования преобразователя (однофазный – ОИП или многофазный – МИП) учитываются в соответствии с соотношением (2.4) табл. 2 блоки 3, 4 и 5. Текущее относительное время \bar{t}_k k -го СК определяется в блоках 6, ..., 9 в соответствии с соотношением (2.3) табл. 2.

В блоке 10 осуществляется переход от относительного времени \bar{t}_k к абсолютному времени $t_k = \bar{t}_k T_k$. Средние значения токов на входе I_{pk} , I_p и выходе I_{nk} , I_n соответственно k -го силового канала СК и преобразователя в целом определяются соответственно блоками 12, 14 и 13, 15.

Для определения мгновенных значений токов k -го СК $i_{pk}(t)$, $i_{S1k}(t)$, $i_{w1k}(t)$ в соответствии с соотношениями (2.1) табл. 2 и $i_{nk}(t)$, $i_{VD1k}(t)$, $i_{w2k}(t)$ в соответствии с соотношениями (2.2) табл. 2 используются блок 11 и соответственно блоки 16 ($i_{pk}(t)$, $i_{S1k}(t)$, $i_{w1k}(t)$), 17 ($i_{nk}(t)$, $i_{VD1k}(t)$, $i_{w2k}(t)$).

Подпрограмма “Пульсации токов k -го СК” - исследования временных зависимостей пульсаций токов на входе $\Delta i_{pk}(t)$ и выходе $\Delta i_{nk}(t)$ k -го силового канала СК выполнена (рис. 8, в) с использованием соотношений (2.7), (2.8) табл. 2.

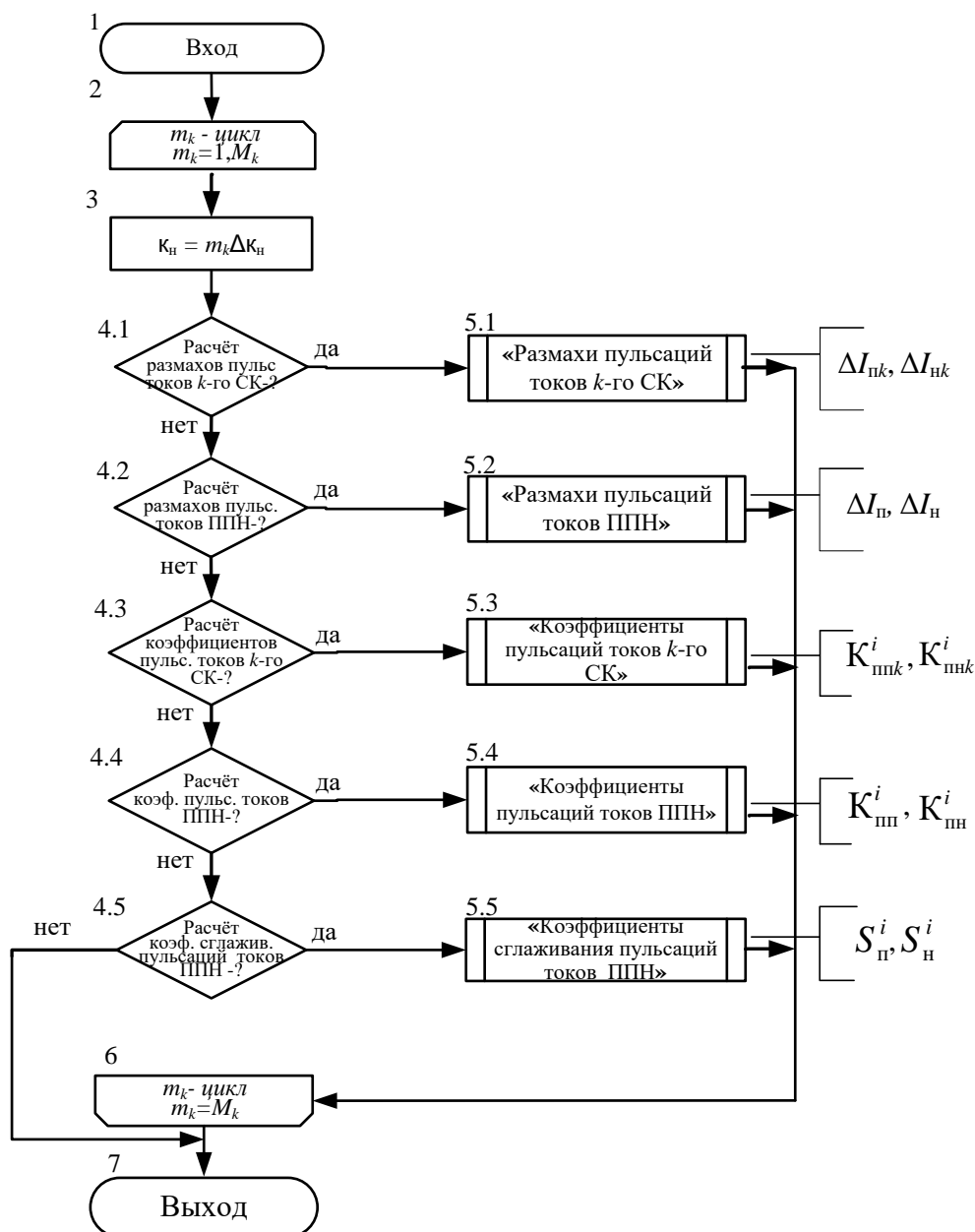
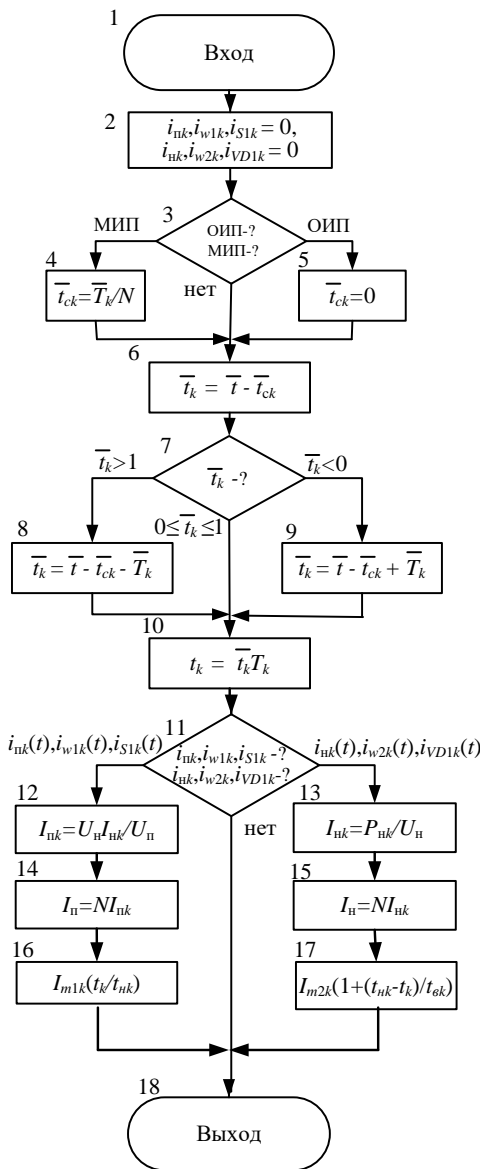


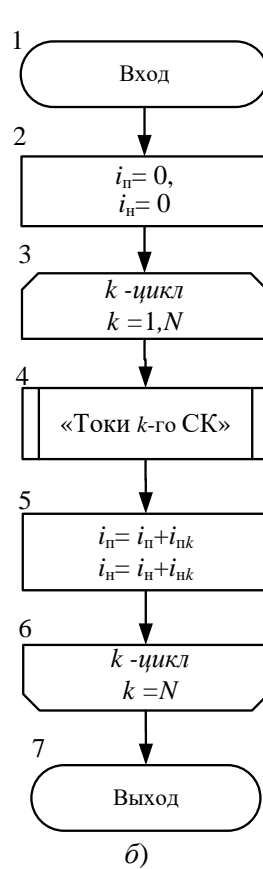
Рисунок 7 – Алгоритмы подпрограммы “ $F(k_n)$ ”

В блоке 2 вызывается рассмотренная выше подпрограмма “Токи k -го СК” (рис.8, а) и для каждого момента времени t обеспечивается определение токов $i_{pk}(t)$ или $i_{nk}(t)$ с использованием соотношений табл. 2 соответственно (2.1) и (2.2). Пульсации токов k -го силового канала на входе $\Delta i_{pk}(t)$ и выходе $\Delta i_{nk}(t)$ определяются в блоке 3 в соответствии с соотношениями (2.7), (2.8) табл. 2.

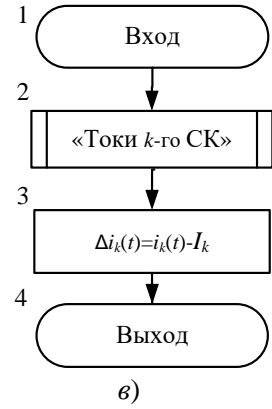


а)

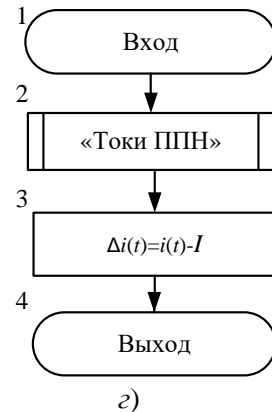
Рисунок 8 – Алгоритмы подпрограмм “Токи k -го СК” – расчета мгновенных значений токов (a) $i_{пк}(t)$, $i_{нк}(t)$; (ϑ) “Пульсации токов k -го СК” – пульсаций $\Delta i_{пк}(t)$, $\Delta i_{нк}(t)$ k -го СК; (δ) “Токи ППН” – токов $i_{п}(t)$, $i_{н}(t)$; (ε) “Пульсации токов ППН” – пульсаций $\Delta i_{п}(t)$, $\Delta i_{н}(t)$ ППН



б)



в)



з)

Подпрограмма “Токи ППН” – исследования суммарных токов во входных $i_{п}(t)$ и выходных $i_{н}(t)$ цепях преобразователей выполнена (рис. 8, б) с использованием соотношений табл. 2. В блоках с 3-го (начало k -цикла) и по 6-й (конец k -цикла) организуется k -цикл: $k = 1, 2, \dots, N$. При этом для каждого момента времени t обеспечивается (блок 4 – рис. 8, б) определение токов или $i_{пк}(t)$, или $i_{нк}(t)$ с использованием представленной на рис. 8, а подпрограммы “Токи k -го СК”. В блоке 5 (рис. 8, б) суммируются токи или $i_{пк}(t)$, или $i_{нк}(t)$ при $k = 1, 2, \dots, N$. В результате при окончании k -цикла при $k = N$ (блок 6) реализуется в соответствии с соотношениями (2.5), (2.6) табл. 2 расчёт токов $i_{п}(t)$ или $i_{н}(t)$.

Алгоритм подпрограммы “Пульсации токов ППН” (блок 5.4 – рис. 6) - исследования временных зависимостей пульсаций токов на входе $\Delta i_n(t)$ и выходе $\Delta i_n(t)$ ППН выполнен (рис. 8, з) с использованием соотношений табл. 2.

В блоке 2 вызывается подпрограмма “Токи ППН” (рис. 8, б), в которой обеспечивается суммирование токов на входе $i_{пк}(t)$ или выходе $i_{нк}(t)$ преобразователя. Пульсации токов ППН на входе $\Delta i_{пк}(t)$ и выходе $\Delta i_{нк}(t)$ преобразователя рассчитываются в блоке 3 в соответствии с соотношениями (2.7), (2.8) табл. 2.

Рассмотрим алгоритмы подпрограмм, используемых при моделировании зависимостей $F(k_n)$ в соответствии с алгоритмом рис. 7.

Алгоритмы подпрограмм “Размахи пульсаций токов k -го СК” (блок 5.1 – рис. 7) и “Коэффициенты пульсаций токов k -го СК” (блок 5.3 – рис. 7) для расчета размахов пульсаций и коэффициентов пульсаций токов СК соответственно на входе $\Delta I_{пк}$, $K_{пк}^i$ и выходе $\Delta I_{нк}$, $K_{пк}^i$ k -го силового канала приведены на рис. 9.

Подпрограмма “Размахи пульсаций токов k -го СК” - исследование абсолютных пульсаций токов во входных $\Delta I_{пк}$ и выходных $\Delta I_{нк}$ цепях отдельно взятого k -го силового канала СК выполнена (рис. 9, а) с использованием соотношений табл. 3.

В блоках с 3 (начало \bar{t} – цикла) по 6 (конец \bar{t} – цикла) организуется \bar{t} – цикл по времени $\bar{t} = t/T$ с шагом $\Delta \bar{t} = 0,001$: $t = 0,001, \dots, 1$. В результате для каждого момента времени \bar{t} обеспечивается вызов (блок 4) подпрограммы “Токи k -го СК”, представленной на рис. 8, а и определение токов $i_{пк}(t)$ или $i_{нк}(t)$ в соответствии с соотношениями (2.1) и (2.2). При этом в соответствии с исходными данными (блок 2, рис. 5) учитываются (см. рис. 8, а, блоки 3-5) режимы однофазный – ОИП или многофазный – МИП в соответствии с соотношениями (2.5), (2.6) табл. 2. Далее (рис. 9, а) в блоке 5 определяются в соответствии с соотношениями (3.5) и (3.6) минимальные $I_{пк \min}$ (или $I_{нк \min}$) и максимальные $I_{пк \max}$ (или $I_{нк \max}$) значения токов соответственно на входе (или выходе) преобразователя модульной структуры. Абсолютные пульсации токов определяются в блоке 7 с использованием соотношений (3.3), (3.4) табл. 3.

Алгоритм подпрограммы “Коэффициенты пульсаций токов k -го СК” – исследование коэффициентов пульсаций токов во входных $K_{пк}^i$ и выходных $K_{пк}^i$ цепях отдельно взятого k -го силового канала СК, используемой в подпрограмме $F(k_n)$ рис. 7 (блок 5.3), приведён на рис. 9, б. В блоке 3 (вызывается подпрограмма “Размахи пульсаций токов k -го СК” – рис. 9, а) с шагом Δk_n рассчитываются $\Delta I_{пк}$ (или $\Delta I_{нк}$) с использованием соотношений (3.1), (3.2) табл. 3. В блоке 4 рассчитываются коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{пк}^i$ и выходе $K_{пк}^i$ k -го силового канала СК в соответствии с соотношениями (3.7), (3.8) табл. 3.

На рис. 10 приведены алгоритмы подпрограмм “Размахи пульсаций токов ППН”, “Коэффициенты пульсаций токов ППН” и “Коэффициенты сглаживания токов ППН”, используемые в подпрограмме “ $F(k_n)$ ” (рис. 7), для расчета размахов пульсаций, коэффициентов пульсаций, коэффициентов сглаживания токов на входе ΔI_n , $K_{пн}^i$ и S_n^i и выходе $\Delta I_{нк}$, $K_{пн}^i$ и S_n^i преобразователя.

Исследование абсолютных пульсаций токов во входных ΔI_n и выходных ΔI_n цепях преобразователя модульной структуры с однофазным ($\Delta I_{он}$, $\Delta I_{он}$) и многофазным ($\Delta I_{мп}$, $\Delta I_{мп}$) принципами преобразования обеспечивает подпрограмма “Размахи пульсаций токов ППН” (рис. 10, а) с использованием соотношений табл. 2 и 3.

В блоках с 3 (начало \bar{t} – цикла) по 10 (конец \bar{t} – цикла) организуется \bar{t} – цикл по времени $\bar{t} = t/T$ с шагом $\Delta \bar{t} = 0,001$: $t = 0,001, \dots, 1$. В блоках с 5 (начало k -цикла) по 8 (конец k -цикла) организуется k -цикл: $k = 1, 2, \dots, N$. В результате для каждого момента времени \bar{t} обеспечивается вызов (блок 4) подпрограммы “Токи СК” определение (рис. 8, а) токов $i_{пк}(t)$ или $i_{нк}(t)$ в соответствии с соотношениями (2.1) и (2.2). При этом в соответствии с исходными данными (блок 2, рис. 5) в блоке 4 учитываются режимы однофазный – ОИП или многофазный – МИП (см. рис. 8, а, блоки 3-5). В блоке 7 (рис. 10, а) обеспечивается суммирование токов или $i_{пк}(t)$, или $i_{нк}(t)$ в соответствии с соотношениями (2.5) или (2.6) табл. 2.

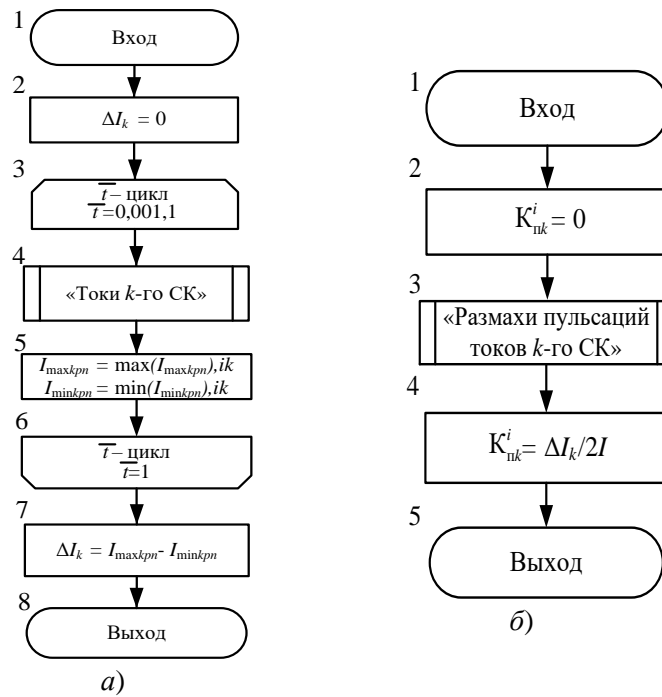


Рисунок 9 – Алгоритм подпрограмм “Размахи пульсаций токов k -го СК” (а); “Коэффициенты пульсаций токов k -го СК” (б) расчёта пульсаций и коэффициентов пульсаций токов k -го силового канала СК

В блоке 9 определяются минимальные $I_{п\ min}$ (или $I_{н\ min}$) и максимальные $I_{п\ max}$ (или $I_{н\ max}$) значения токов соответственно на входе и выходе преобразователя модульной структуры (в соответствии с соотношениями (3.5), (3.6) табл. 3). Абсолютные пульсации токов определяются в блоке 11 в соответствии с соотношениями (3.3) и (3.4) табл. 3.

Алгоритм подпрограммы “Коэффициенты пульсаций токов ППН” выполнен (рис. 10, б) с использованием соотношений табл. 3 – исследования коэффициентов пульсаций токов преобразователей модульной структуры во входных $K_{пп}^i$ и выходных $K_{пн}^i$ цепях с однофазным $K_{поп}^i$, $K_{пон}^i$ и многофазным $K_{пмп}^i$, $K_{пмн}^i$ принципами преобразования.

В блоке 3 (рис. 10, б) вызывается подпрограмма “Размахи пульсаций токов ППН” для расчёта $\Delta I_{п}$ (или $\Delta I_{н}$) с использованием соотношений (3.3), (3.4) табл. 3. В блоке 4 рассчитываются коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{пп}^i$ и выходе $K_{пн}^i$ ППН в соответствии с соотношениями (3.9) и (3.10) табл. 3.

Алгоритм подпрограммы “Коэффициенты сглаживания пульсаций токов ППН” – исследования коэффициентов сглаживания пульсаций токов во входных $S_{п}^i$ и выходных $S_{н}^i$ цепях ППН приведён на рис. 10, в.

В блоке 3 вызывается подпрограмма “Коэффициенты пульсаций токов ППН” (рис. 10, б) для расчёта $K_{пп}^i$ (или $K_{пн}^i$), с использованием соотношений (3.9), (3.10) табл. 3.

В блоке 4 рассчитываются (в соответствии с соотношениями (3.13), (3.14) табл. 3) средние значения коэффициентов пульсаций токов на входе $K_{ппср}^i$ и выходе $K_{пнср}^i$ эквивалентного СК. В блоке 5 рассчитываются, коэффициенты сглаживания пульсаций токов преобразователя модульной структуры на входе $S_{п}^i$ и выходе $S_{н}^i$. ППН модульной структуры в соответствии с соотношениями (3.11) и (3.12) табл. 3.

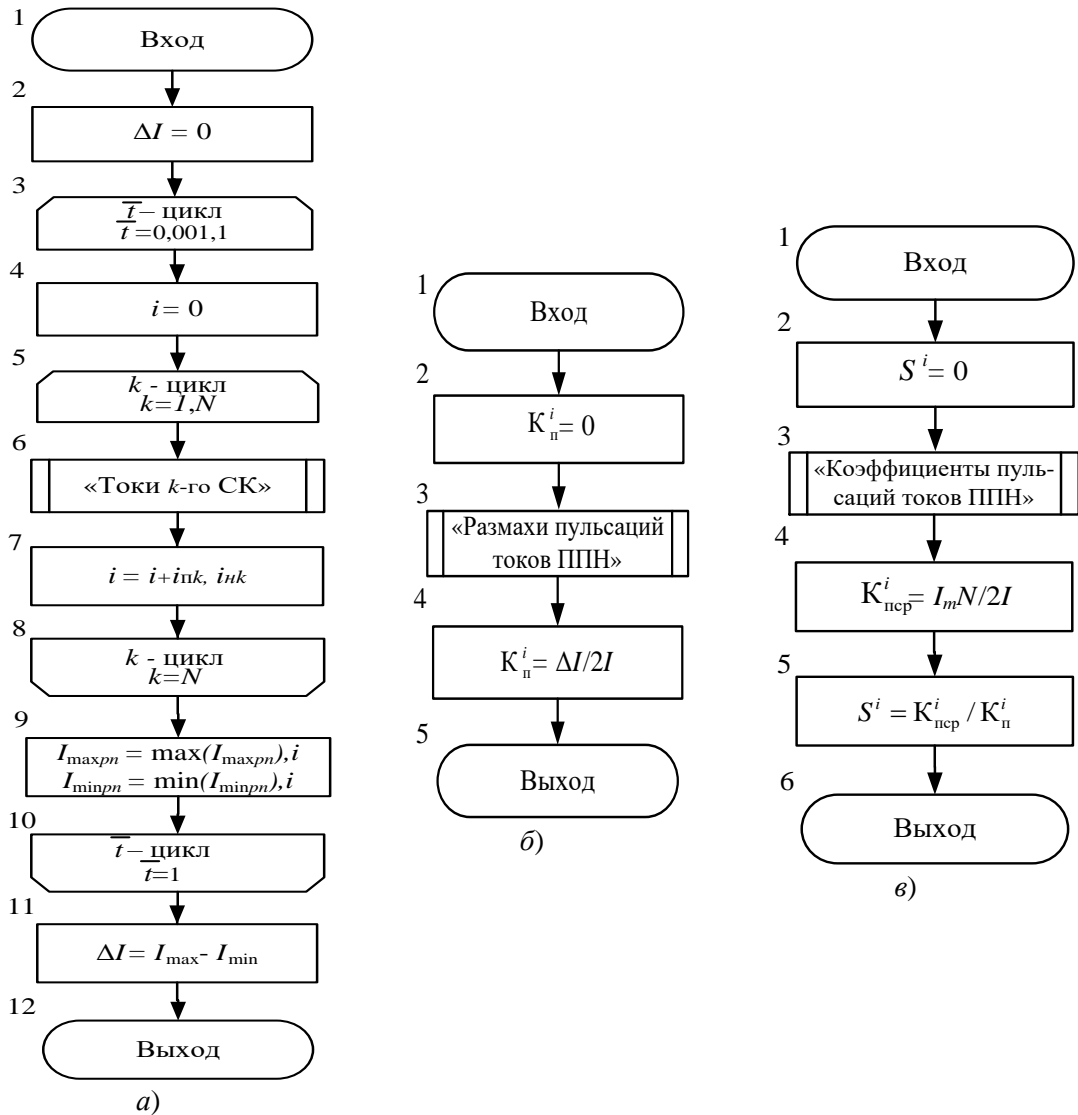


Рисунок 10 – Алгоритм подпрограмм расчёта пульсаций “Размахи пульсаций токов ППН” (а); коэффициентов пульсаций “Коэффициенты пульсаций токов ППН” (б); коэффициентов сглаживания токов “Коэффициенты сглаживания пульсаций токов ППН” (в) преобразователей модульной структуры

Полученные математические модели и алгоритмы расчёта позволяют моделировать временные зависимости – мгновенные значения $F(t)$: токов и их пульсаций в k -м силовом канале $i_{nk}(t)$, $i_{nk}(t)$ и $\Delta i_{nk}(t)$, $\Delta i_{nk}(t)$, в преобразователе модульной структуры $i_{\pi}(t)$, $i_{\pi}(t)$ и $\Delta i_{\pi}(t)$, $\Delta i_{\pi}(t)$ и зависимости от коэффициента накопления $F(k_{\pi})$: абсолютных пульсаций токов k -го СК ΔI_{nk} , ΔI_{nk} и преобразователя в целом ΔI_{π} , и ΔI_{π} , коэффициентов пульсаций токов в k -м канале $K_{\text{шп}k}^i, K_{\text{шп}k}^i$ и в ППН $K_{\text{шп}}^i, K_{\text{шп}}^i$, коэффициентов сглаживания S_{π}^i, S_{π}^i токов во входных и выходных цепях ППН модульной структуры. Это позволяет определить пульсации токов при разных режимах функционирования и принципах преобразования (однофазный и многофазный) преобразователей модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа при решении задач исследования и проектирования. Результаты моделирования и исследований по данным математическим моделям и алгоритмам расчёта представлены в работе [4].

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1. Предложена и систематизирована математическая модель токов и их пульсаций во входных и выходных цепях импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа с граничным режимом функционирования с однофазным и многофазным

принципами преобразования.

2. С использованием предложенной математической модели разработаны принципы и алгоритмы для моделирования электрических процессов преобразователей постоянного напряжения модульной структуры.

3. Математические модели и алгоритмы позволяют моделировать мгновенные значения токов и их пульсаций во входных и выходных цепях в отдельно взятых k -х силовых каналах СК и преобразователях модульной структуры в целом, позволяют исследовать и устанавливать влияние параметров элементов на характер электрических процессов силовой части и сигналов управления.

4. Предложенная математическая модель и алгоритмы моделирования электрических процессов являются основой для решения задач исследования и проектирования импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования.

Литература

1. *Кадацкий А.Ф.* Анализ электрических процессов в МИП постоянного напряжения при граничных токах дросселей /[Кадацкий А.Ф., Малявин И.П., Кочетков А.В., Швец О.В.] // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2010. – № 1. – С. 20 – 30.
2. *Кадацкий А.Ф.* Электрические процессы импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами повышающего типа /[Кадацкий А.Ф., Швец О.В., Кочетков А.В., Ерыкалина Т.Н.]//Восточно - Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – № 4/9(58). – С. 10 – 16.
3. *Кадацкий А.Ф.* Алгоритмы моделирования электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа /[Кадацкий А.Ф., Русу А.П., Ерыкалина Т.Н.] // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013. – № 1. – С. 88 – 98.
4. *Кадацкий А.Ф.* Пульсации токов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования с силовыми каналами инвертирующего типа /[Кадацкий А.Ф., Русу А.П., Ерыкалина Т.Н.] // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013. – № 2. – С. 47 – 61.