

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

АНАЛИЗ ПУЛЬСАЦИЙ НАПРЯЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

Выполнен анализ и получены математические модели пульсаций напряжения во входных и выходных цепях импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа. Математическая модель является обобщенной к однофазному и многофазному принципам преобразования, при работе силовых каналов в граничном режиме. Представлены алгоритмы и результаты моделирования.

Ключевые слова: многофазный импульсный преобразователь, модульная структура, силовой канал, пульсация, математическая модель.

1. Введение

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

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

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

Уменьшение массы и габаритов ППН, при одновременном увеличении его КПД возможно путем использования автотрансформаторного включения дросселя и функционирования силовой части ППН в граничном режиме [1]. Это позволяет перераспределить максимальные и действующие значения токов силовых коммутирующих элементов и уменьшить энергетические потери.

Дальнейшая миниатюризация ППН достигается путем использования модульного принципа построения в совокупности с многофазным принципом преобразования [1–4]. Это позволяет повысить уровень нагрузочной способности, надежности, унификации и стандартизации, а также дополнительно уменьшить массу и габариты входных и выходных сглаживающих фильтров ППН за счет динамической фильтрации токов во входных и выходных цепях.

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

2. Анализ литературных данных и постановка проблемы

Определение величины пульсаций напряжения во входных и выходных цепях ППН, является важной практической задачей, поскольку от их величины напрямую зависят массогабаритные и стоимостные показатели ППН. Модульный принцип построения ППН в совокупности с многофазным принципом преобразования позволяет уменьшить величину пульсаций, однако количественная оценка данного уменьшения в форме удобной для инженерных расчетов, на сегодняшний день не определена.

Математическим моделям (ММ) и моделированию электрических процессов в ППН посвящены ряд отечественных и зарубежных публикаций.

Работа [5] охватывает большинство аспектов моделирования электрических процессов в ППН, в том числе и ППН с многофазным принципом преобразования, однако вопросы моделирования пульсаций напряжения в данной работе рассмотрены недостаточно подробно. В частности не приведены математические модели для работы силовой части ППН в граничном режиме с автотрансформаторным включением дросселя.

Работа [6], посвященная разработке ППН для выпрямительных устройств, основу которой составляют ППН инвертирующего типа с трансформаторным включением дросселя. Однако работа ППН в граничном режиме и возможность модульного исполнения с многофазным принципом функционирования в данной работе не рассмотрена.

В рамках построения цифровых схем управления модульных ППН в работе [7] приведены ММ электрических процессов в ППН с многофазным принципом построения, однако соотношения для определения пульсаций напряжения во входных и выходных цепях в данной работе отсутствуют.

Вопросы определения пульсаций напряжения во входных и выходных цепях освещены в работе [8], однако особенности работы силовой части в граничном режиме с автотрансформаторным включением дросселя в работе не рассмотрены.

В работах [9, 10] показано, что наиболее удобным методом анализа электрических процессов, позволяющим определить пульсации тока и напряжения во входных и выходных цепях ППН является метод, основанный на выборе в качестве базовых – параметров тока дросселя, однако расчетные соотношения для определения пульсаций ППН модульной структуры.

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

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

В работах [2–4] приведены математические модели преобразователей модульной структуры для исследования фильтрующих свойств по току при однофазном и многофазном принципах преобразования с СК понижающего, повышающего 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 вопросы моделирования пульсаций напряжения не рассмотрены.

Таким образом, в известных публикациях математические модели и алгоритмы моделирования и исследования пульсаций напряжений в импульсных преобразователях ППН модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования отсутствуют. Это сдерживает их широкое использование на практике.

3. Объект, цели и задачи исследования

Объектом исследования является электрические процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры инвертирующего типа при граничном режиме функционирования.

Цель статьи – разработка математических моделей и алгоритмов моделирования пульсаций напряжений во входных и выходных цепях преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа с граничным режимом функционирования при однофазном и многофазном принципах преобразования.

Для достижения поставленной цели были поставлены следующие задачи:

1. Разработать математическую модель пульсаций напряжения во входных и выходных цепях импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа.
2. Разработать методики, алгоритмы расчета и моделирования электрических процессов во входных и выходных цепях указанных преобразователей.
3. Выполнить исследования электрических процессов во входных и выходных цепях при однофазном и многофазном принципах преобразования.

4. Математические модели, методики и алгоритмы расчета электрических процессов во входных и выходных цепях импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры

На рис. 1 приведена структурная схема ППН модульной структуры из N параллельно включенных СК. Варианты схемотехнической реализации СК инвертирующего типа, рассматриваемых в данной работе, приведены на рис. 2.

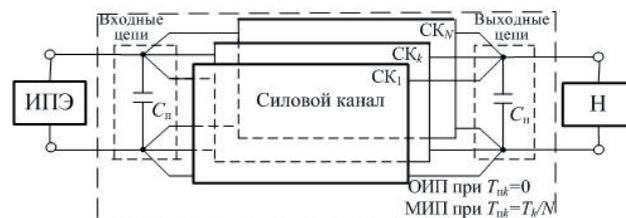


Рис. 1. Структурная схема ППН модульной структуры

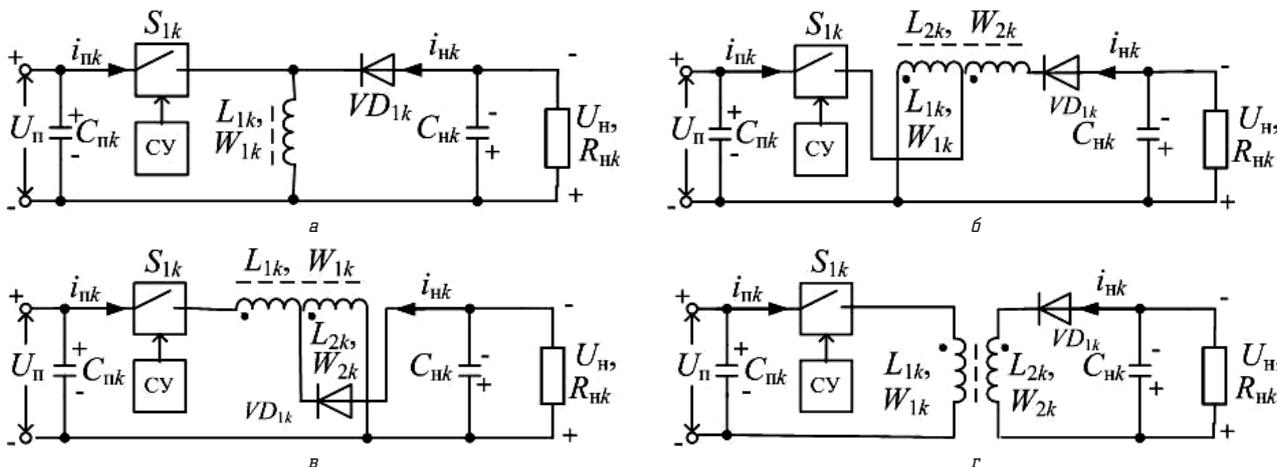


Рис. 2. Силовые каналы инвертирующего типа с включением дросселя: а – автотрансформаторным при $n_{21} = 1$; б – $n_{21} > 1$; в – $n_{21} < 1$; г – трансформаторным

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

В ОИП временной сдвиг T_{nk} между электрическими процессами в отдельно взятых модулях (в k -х силовых каналах СК_{*k*}) отсутствует ($T_{nk} = 0$), силовые каналы работают синхронно и синфазно.

В МИП электрические процессы в силовых каналах сдвигаются равномерно относительно друг друга на время $T_{nk} = T_{nk}/N$, силовые каналы СК работают синхронно, но не синфазно.

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 (рис. 2, б, в) и трансформаторной схеме (рис. 2, з) 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 ($n_{21} = 1$ — рис. 2, а). В данной статье приняты используемые в [3] и обозначения, и условия идентичности параметров элементов в отдельно взятых силовых каналах СК: $W_{1k} = W_1$, $L_{1k} = L_1$ и $W_{2k} = W_2$, $L_{2k} = L_2$, $n_{21k} = n_{21} = W_2/W_1$.

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

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

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

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

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

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

где I_{m1k} и I_{m2k} — размахи пульсаций токов $i_{Lnk}(t)$ и $i_{Lbk}(t)$, соответственно, в обмотке с числом витков W_{1k} (на интервале t_{nk} времени накопления) и в обмотке с числом витков W_{2k} (на интервале t_{bk} времени возврата) дросселя k -го СК; T_k — период электрических процессов в k -м СК, t_k — текущее время k -го СК.

В табл. 1 представлены расчетные соотношения для определения основных базовых параметров k -го СК при симметрии электрических процессов в режимах стабилизации и слежения [3]: длительностей и коэффициентов накопления t_{nk} , κ_{nk} и возврата t_{bk} , κ_{bk} ; абсолютного U_{nk}

и относительного \bar{U}_{nk} напряжения нагрузки; сопротивления R_{nk} нагрузки; частоты f_k преобразования; средних значений токов нагрузки I_{nk} и потребления I_{nk} .

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

$$i_{nk}(t) = i_{Lnk}(t). \quad (6)$$

Пульсацию (мгновенное значение) $\Delta i_{nk}(t)$ тока $i_{nk}(t)$ во входной цепи k -го силового канала СК определим в виде:

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

Характер выходных токов $i_{nk}(t)$ — токов нагрузки k -х СК определяется токами дросселей $i_{Lk}(t)$ на интервалах возврата (рис. 3, в):

$$i_{nk}(t) = i_{Lbk}(t). \quad (8)$$

Пульсацию $\Delta i_{nk}(t)$ тока $i_{nk}(t)$ в выходной цепи k -го СК определим как:

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

Таблица 1

Расчетные соотношения базовых параметров электрических процессов СК

Параметр	Режим	
	Слежения	Стабилизации
κ_{nk}	$\kappa_{nk} (10)$	$\frac{U_{nk}}{U_{nk} + U_{nk} n_{21}} (11)$
U_{nk}	$U_{nk} \kappa_{nk} n_{21} / (1 - \kappa_{nk}) (12)$	$U_{nk} (13)$
\bar{U}_{nk}	$U_{nk} / U_{nk} (14)$	
H_{nk}	$U_{nk} / I_{nk} (15)$	
κ_{bk}	$1 - \kappa_{nk} (16)$	
f_k	$(U_{nk}^2 H_{nk} U_{nk} - U_{nk}^2) / 2L_{1k} (U_{nk} (n_{21k} - 1) + U_{nk})^2 (17)$	
t_{nk}	$\kappa_{nk} T (18)$	
t_{bk}	$\kappa_{bk} T (19)$	
I_{m1k}	$U_{nk} t_{nk} / L_{1k} (20)$	
I_{m2k}	$I_{m1k} / n_{21k} (21)$	
I_{nk}	$\kappa_{bk} I_{m2k} / 2 (22)$	
I_{nk}	$\kappa_{nk} I_{m1k} / 2 (23)$	

С использованием соотношений (1–9) и (10–23) табл. 1 на рис. 3 приведены временные диаграммы токов и напряжений в цепях питания ($i_{nk}(t)$, $u_{nk}(t)$ — рис. 3, а, б), и нагрузки ($i_{nk}(t)$, $u_{nk}(t)$ — рис. 3, в, з) СК инвертирующего типа при $n_{21} = 1$.

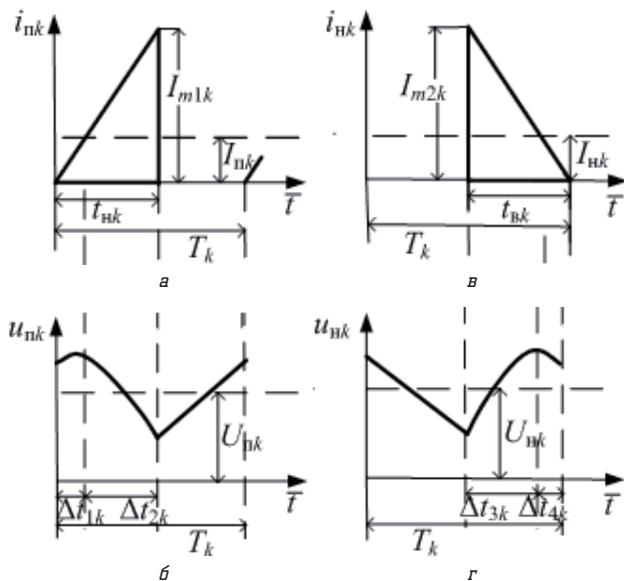


Рис. 3. Временные диаграммы k -го СК ОИП: токов a — на входе $i_{nk}(t)$ и b — выходе $i_{nk}(t)$, напряжения b — на входе $u_{nk}(t)$ и $г$ — выходе $u_{nk}(t)$

Импульсный характер входного тока $i_{nk}(t)$ (рис. 3, a), потребляемого k -м СК от источника первичного питания с напряжением $U_{nk} = U_{п}$ приводит к появлению переменной составляющей — пульсации (мгновенное значение $\Delta u_{nk}(t)$) напряжения $u_{nk}(t)$ (рис. 3, b) отдельно взятого k -го силового канала СК:

$$u_{nk}(t) = U_{nk} - \Delta u_{nk}(t); \tag{24}$$

$$\Delta u_{nk}(t) = q_{nk}(t) / C_{nk}; \tag{25}$$

$$q_{nk}(t) = \begin{cases} q_{n0k} - I_{nk} \left(t_k - \frac{t_k^2}{2\Delta t_{1k}} \right) & \text{при } (0 + t_{ck}) \leq t_k \leq (\Delta t_{1k} + t_{ck}); \\ q_{n1k} + \left(I_{m1k} - \frac{I_{nk}(t_k^2 - \Delta t_{1k})}{2\Delta t_{2k}} \right) & \text{при } (\Delta t_{1k} + t_{ck}) \leq t_k \leq (t_{nk} + t_{ck}); \\ q_{n2k} - I_{nk}(t_k - t_{nk}) & \text{при } (t_{nk} + t_{ck}) < t_k \leq (T_k + t_{ck}), \end{cases} \tag{26}$$

где $q_{nk}(t)$ — мгновенное значение электрического заряда входного конденсатора C_{nk} k -го СК; q_{n0k} , q_{n1k} , q_{n2k} (табл. 2) — значения электрических зарядов конденсатора C_{nk} k -го СК соответственно в моменты времени $t = 0 + t_{ck}$, $t = \Delta t_{1k} + t_{ck}$, $t = \Delta t_{2k} + t_{ck}$ (табл. 2).

Импульсный характер выходного тока $i_{nk}(t)$ (рис. 3, b) — тока нагрузки k -го СК приводит к появлению переменной составляющей — пульсации (мгновенное значение $\Delta u_{nk}(t)$) напряжения $u_{nk}(t)$ (рис. 3, $г$) отдельно взятого k -го силового канала СК:

$$u_{nk}(t) = U_{nk} + \Delta u_{nk}(t); \tag{27}$$

$$\Delta u_{nk}(t) = q_{nk}(t) / C_{nk}; \tag{28}$$

$$q_{nk}(t) = \begin{cases} q_{n0k} - I_{nk}t_k & \text{при } (0 + t_{ck}) \leq t_k \leq (t_{nk} + t_{ck}); \\ q_{n1k} + \left(I_{m2k} - I_{nk} \right) \left(t_k - t_{nk} - \frac{(t_k - t_{nk})^2}{2\Delta t_{3k}} \right) & \text{при } (t_{nk} + t_{ck}) < t_k \leq (t_{nk} + \Delta t_{3k}); \\ q_{n2k} - \left(\frac{I_{nk}(t_k - t_{nk} - \Delta t_{3k})^2}{2\Delta t_{4k}} \right) & \text{при } (t_{nk} + \Delta t_{3k}) < t_k \leq (T_k + t_{ck}), \end{cases} \tag{29}$$

Таблица 2

Расчетные соотношения базовых параметров

ЭЭЛ-т	Параметр	Формула	
C_{nk}	q_{n1k}	$-\frac{2I_{nk}\Delta t_{1k}^2}{6T_k} - \frac{(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}^2}{6T_k} - \frac{t_{nk}(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}}{2T_k} + \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{2T_k}$	(30)
	q_{n2k}	$\frac{(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}}{2} - \frac{2I_{nk}\Delta t_{1k}^2}{6T_k} - \frac{(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}^2}{6T_k} - \frac{t_{nk}(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}}{2T_k} + \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{2T_k}$	(31)
	q_{n0k}	$\frac{I_{nk}\Delta t_{1k}}{2} - \frac{2I_{nk}\Delta t_{1k}^2}{6T_k} - \frac{(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}^2}{6T_k} - \frac{t_{nk}(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{2k}}{2T_k} + \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{2T_k}$	(32)
C_{nk}	q_{n1k}	$-\frac{(I_{m2k} - I_{nk})\Delta t_{3k}^2}{3T_k} + \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{2T_k} + \frac{I_{nk}\Delta t_{4k}^2}{6T_k} - \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{T_k} - \frac{\Delta t_{3k}(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{4k}}{2T_k}$	(33)
	q_{n2k}	$\frac{(I_{m2k} - I_{nk})\Delta t_{3k}}{2} - \frac{(I_{m2k} - I_{nk})\Delta t_{3k}^2}{3T_k} + \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{2T_k} + \frac{I_{nk}\Delta t_{4k}^2}{6T_k} - \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{T_k} - \frac{\Delta t_{3k}(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{4k}}{2T_k}$	(34)
	q_{n0k}	$I_{nk}t_{nk} - \frac{(I_{m2k} - I_{nk})\Delta t_{3k}^2}{3T_k} + \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{2T_k} + \frac{I_{nk}\Delta t_{4k}^2}{6T_k} - \frac{I_{nk}t_{nk}^2}{T_k} - \frac{\Delta t_{3k}(I_{m1k} - I_{nk})\Delta t_{4k}}{2T_k}$	(35)
	Δt_{1k}	$I_{nk}t_{nk} / I_{m1k}$	(36)
	Δt_{2k}	$t_{nk}(I_{m1k} - I_{nk}) / I_{m1k}$	(37)
	Δt_{3k}	$t_{2k}(I_{m2k} - I_{nk}) / I_{m2k}$	(38)
	Δt_{4k}	$t_{2k}I_{nk} / I_{m2k}$	(39)

где $q_{nk}(t)$ – мгновенное значение электрического заряда выходного конденсатора C_{nk} k -го СК; $q_{n0k}, q_{n1k}, q_{n2k}$ (табл. 2) – значения электрических зарядов конденсатора C_{nk} в моменты времени соответственно $t = 0 + t_{ck}, t = t_{nk} + t_{ck}, t = t_{nk} + \Delta t_{3k}$ (табл. 2).

В преобразователях модульной структуры мгновенные значения электрических зарядов $q_n(t)$ конденсатора C_n во входной цепи (цепи питания) и $q_n(t)$ конденсатора C_n в выходной цепи (цепи нагрузки) являются суммами электрических зарядов конденсаторов, соответственно, во входной $q_{nk}(t)$ и выходной цепи $q_{nk}(t)$ k -х СК:

$$q_n(t) = \sum_{k=1}^N q_{nk}(t), \tag{40}$$

$$q_n(t) = \sum_{k=1}^N q_{nk}(t). \tag{41}$$

Характер процессов зависит от принципа преобразования электрической энергии. При однофазном принципе преобразования электрической энергии процессы в k -х силовых каналах СК синхронны, но синфазны (не смещены относительно друг друга, $T_{nk} = 0$), а при многофазном – синхронны и равномерно смещены, $T_{nk} = T_k/N$.

С учетом (40, 41) мгновенные значения напряжений и их пульсаций во входных цепях $u_n(t)$ и $\Delta u_n(t)$, в выходных цепях $u_{nk}(t)$ и $\Delta u_{nk}(t)$ преобразователей модульной структуры (рис. 1) определим как:

$$u_n(t) = U_n - \Delta u_n(t) = \begin{cases} u_{он}(t) & \text{при } T_{nk} = 0 \text{ (ОИП),} \\ u_{мп}(t) & \text{при } T_{nk} = T_k / N \text{ (МИП);} \end{cases} \tag{42}$$

$$u_n(t) = U_n + \Delta u_n(t) = \begin{cases} u_{он}(t) & \text{при } T_{nk} = 0 \text{ (ОИП),} \\ u_{мп}(t) & \text{при } T_{nk} = T_k / N \text{ (МИП);} \end{cases} \tag{43}$$

$$\Delta u_n(t) = q_n(t) / C_n = \begin{cases} \Delta u_{он}(t) & \text{при } T_{nk} = 0 \text{ (ОИП),} \\ \Delta u_{мп}(t) & \text{при } T_{nk} = T_k / N \text{ (МИП);} \end{cases} \tag{44}$$

$$\Delta u_n(t) = q_n(t) / C_n = \begin{cases} \Delta u_{он}(t) & \text{при } T_{nk} = 0 \text{ (ОИП),} \\ \Delta u_{мп}(t) & \text{при } T_{nk} = T_k / N \text{ (МИП).} \end{cases} \tag{45}$$

Поскольку входные цепи ППН – это параллельное соединение входных цепей k -х СК, а выходные цепи – это параллельное соеди-

нение выходных цепей k -х СК (рис. 1), следовательно, мгновенные значения напряжений и их пульсаций k -х силовых каналов во входных цепях $u_{nk}^{ППН}(t)$ и $\Delta u_{nk}^{ППН}(t)$, в выходных цепях $u_{nk}^{ППН}(t)$ и $\Delta u_{nk}^{ППН}(t)$ определяются в виде:

$$u_{nk}^{ППН}(t) = u_n(t), \Delta u_{nk}^{ППН}(t) = \Delta u_n(t); \tag{46}$$

$$u_{nk}^{ППН}(t) = u_n(t), \Delta u_{nk}^{ППН}(t) = \Delta u_n(t). \tag{47}$$

Полученная математическая модель для расчета мгновенных значений входных и выходных напряжений в k -х СК и ППН позволяет 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.

В качестве примера на рис. 4 приведен алгоритм программного модуля для расчета временных диаграмм напряжений во входных и выходных цепях ППН по полученным математическим моделям.

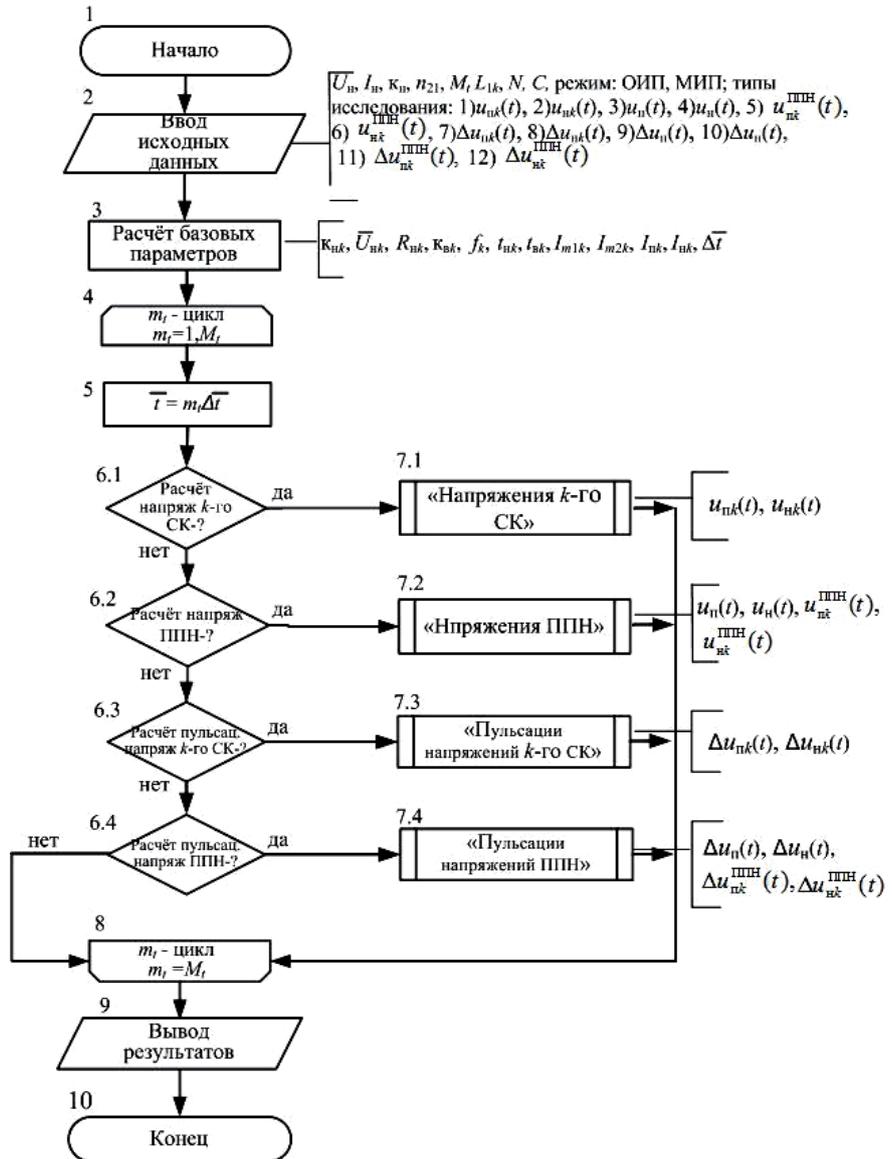


Рис. 4. Алгоритм расчета напряжений на входе и выходе ППН

Исходные данные для расчета задаются пользователем в блоке 2. На основании введенных данных в блоке 3 рассчитываются базовые параметры по соотношениям табл. 1.

Расчет мгновенных значений напряжений на входе и выходе ППН выполняется на интервале периода преобразования T в дискретных точках с шагом $\Delta t = T/M_t$, где M_t — число временных интервалов. Очевидно, что с увеличением M_t увеличивается как точность построения диаграмм, так и время моделирования. Для практических расчетов достаточно $M_t > 100$. Цикл для определения моментов расчета значений напряжения реализован в блоках 4 и 8.

В блоке 5 определяется относительное время периода $\bar{t} = t/T$.

В блоках 7.1–7.4 в зависимости от вида исследования, заданного в исходных данных (или напряжения, или пульсации: или на входе или выходе, или СК, или ППН — проверяется в блоках 6.1–6.4), выполняется расчет мгновенного значения напряжения и его пульсации, в заданной точке \bar{t} по формулам (10–23), (30–39).

Вывод полученных результатов в виде графиков (рис. 3, рис. 5, рис. 6) или таблиц осуществляется в блоке 9.

5. Результаты исследований электрических процессов во входных и выходных цепях импульсных преобразователей модульной структуры напряжения

С использованием полученных математических моделей и алгоритма (рис. 4) на рис. 5 приведен пример

моделирования временных зависимостей входных и выходных токов $i_{\text{п}}(t)$, $i_{\text{н}}(t)$ и напряжений $u_{\text{п}}(t)$, $u_{\text{н}}(t)$ преобразователя ППН при однофазном $i_{\text{оп}}(t)$ — (рис. 5, а), $i_{\text{он}}(t)$ — (рис. 5, в), $u_{\text{оп}}(t)$ — (рис. 5, д), $u_{\text{он}}(t)$ — (рис. 5, ж) и многофазном $i_{\text{мп}}(t)$ — (рис. 5, б), $i_{\text{мн}}(t)$ — (рис. 5, г), $u_{\text{мп}}(t)$ — (рис. 5, е), $u_{\text{мн}}(t)$ — (рис. 5, з) принципах преобразования.

На рис. 6 приведены диаграммы пульсаций напряжений $\Delta u_{\text{н}}(t)$ в цепи нагрузки МИП при $N = 4$ (рис. 6, а), $N = 2$ (рис. 6, б) и $N = 1$ (рис. 6, в).

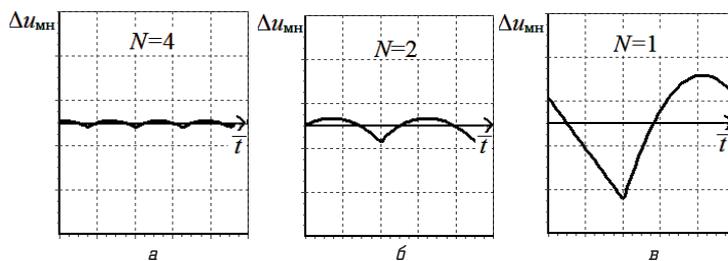


Рис. 6. Временные диаграммы пульсаций $\Delta u_{\text{н}}(t)$ для МИП при: а — $N = 4$ ($P_{\text{н}} = 800$ Вт), б — $N = 2$ ($P_{\text{н}} = 400$ Вт) и в — $N = 1$ ($P_{\text{н}} = 200$ Вт)

Полученные математические модели и алгоритмы расчета позволяют моделировать электрические процессы в импульсных преобразователях модульной структуры: временные зависимости напряжений $u_{\text{пк}}(t)$, $u_{\text{пк}}^{\text{ППН}}(t)$, $u_{\text{нк}}(t)$, $u_{\text{нк}}^{\text{ППН}}(t)$ и $u_{\text{п}}(t)$, $u_{\text{н}}(t)$, пульсаций напряжений $\Delta u_{\text{пк}}(t)$, $\Delta u_{\text{пк}}^{\text{ППН}}(t)$, $\Delta u_{\text{нк}}(t)$, $\Delta u_{\text{нк}}^{\text{ППН}}(t)$ и $\Delta u_{\text{п}}(t)$, $\Delta u_{\text{н}}(t)$ в k -м силовом канале и в ППН соответственно. Это позволяет определить влияние пульсаций напряжений на работу преобразователя при различных режимах функционирования и типах преобразования и обеспечить требуемые показатели преобразователя при минимальных массогабаритных и стоимостных показателях.

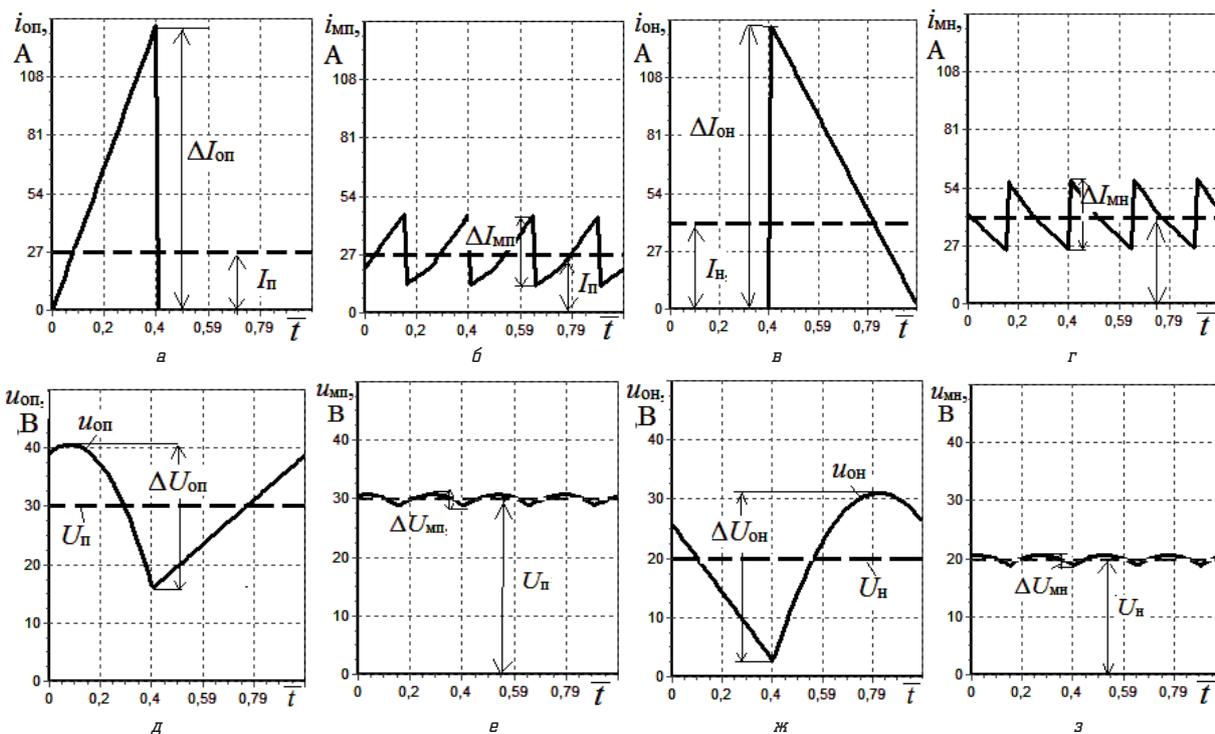


Рис. 5. Временные диаграммы во входных и выходных цепях ОИП: токов а — $i_{\text{оп}}(t)$, б — $i_{\text{мп}}(t)$, в — $i_{\text{он}}(t)$ и напряжений д — $u_{\text{оп}}(t)$, ж — $u_{\text{он}}(t)$ и МИП: токов б — $i_{\text{мп}}(t)$, г — $i_{\text{мн}}(t)$ и напряжений е — $u_{\text{мп}}(t)$, з — $u_{\text{мн}}(t)$ при $N = 4$, $C_{\text{п}} = C_{\text{н}} = 10$ мкФ, $P_{\text{н}} = 800$ Вт

6. Обсуждение результатов влияния способа преобразования на величину пульсаций напряжения во входных и выходных цепях импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры

Использование многофазного принципа преобразования приводит к уменьшению размахов пульсаций напряжений на входе $\Delta U_{\text{вх}}$ (рис. 5, е) и выходе $\Delta U_{\text{вых}}$ (рис. 5, з) преобразователя по сравнению с однофазным ($\Delta U_{\text{оп}}$ (рис. 5, д) и $\Delta U_{\text{он}}$ (рис. 5, ж)). При этом частота пульсаций увеличивается в N раз по сравнению с частотой преобразования $f_k = 1/T_k$ в отдельно взятом k -м силовом канале СК.

В отдельно взятом силовом канале при $N = 1$ ($P_{\text{н}} = P_{\text{нк}} = 200$ Вт — рис. 6, в) пульсация напряжения $\Delta u_{\text{н}}(t)$ существенно превышает $\Delta u_{\text{н}}(t)$ — пульсацию напряжения в цепи нагрузки МИП при $N = 2$ ($P_{\text{н}} = 400$ Вт — рис. 6, б) и $N = 4$ ($P_{\text{н}} = 800$ Вт — рис. 6, з).

7. Выводы

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1. Предложены математические модели напряжений 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 предложенных математических моделей предложены алгоритмы для моделирования электрических процессов преобразователей постоянного напряжения модульной структуры.

3. Математическая модель и алгоритмы позволяют моделировать мгновенные значения напряжений 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.

Литература

- Кадацкий, А. Ф. Анализ электрических процессов в МИП постоянного напряжения при граничных токах дросселей [Текст] / А. Ф. Кадацкий, И. П. Малявин, А. В. Кочетков, О. В. Швец // Научные труды ОНАЗ им. О. С. Попова. — 2010. — № 1. — С. 20–30.
- Кадацкий, А. Ф. Электрические процессы импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами повышающего типа [Текст] / А. Ф. Кадацкий, О. В. Швец, А. В. Кочетков, Т. Н. Ерыкалина // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. — 2012. — № 4/9(58). — С. 10–16. — Режим доступа: \www/URL: http://journals.uran.ua/eejet/article/view/5735
- Кадацкий, А. Ф. Алгоритмы моделирования электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа [Текст] / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу, Т. Н. Ерыкалина // Научные труды ОНАЗ им. О. С. Попова. — 2013. — № 1. — С. 88–98.
- Кадацкий, А. Ф. Пульсации токов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования с силовыми каналами инвертирующего типа [Текст] / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу, Т. Н. Ерыкалина // Научные труды ОНАЗ им. О. С. Попова. — 2013. — № 2. — С. 47–61.
- Bacha, S. Power Electronic Converters Modeling and Control [Text] / S. Bacha, I. Munteanu, A. I. Bratcu // Advanced

Textbooks in Control and Signal Processing. — London: Springer, 2014. — 454 p. doi:10.1007/978-1-4471-5478-5

- Mack, R. Demystifying Switching Power Supplies [Text] / R. Mack. — Amsterdam, Boston: Newnes, 2005. — 323 p.
- Peterchev, A. V. Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications [Text]: A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy / A. V. Peterchev. — Berkeley: Graduate division of the university of California, 2005. — 159 p.
- Johansson, B. Improved Models for DC-DC Converters Department of Industrial Engineering and Automations [Text] / B. Johansson. — Lund University, 2003. — 353 p.
- Severns, R. Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits [Text] / R. Severns, G. E. Bloom. — New York: Van Nostrand Reinhold, 1985. — 342 p. doi:10.1007/978-94-011-8085-6
- Зиновьев, Г. С. Силовая электроника [Текст]: учеб. пос. / Г. С. Зиновьев. — 5-е изд. — Москва: Юрайт, 2012. — 667 с.
- Switch-Mode Power Supply: Reference Manual [Electronic resource]. — SCILLS, 2014. — 71 p. Available at: \www/URL: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSPRM-D.PDF
- Obuhov, A. Buck-boost AC-AC voltage controllers [Text] / A. Obuhov, V. Otchenash, G. Zinoviev // Proceeding of 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC 2000). — Slovak Republic, Košice, 2000. — P. 194–197.

АНАЛІЗ ПУЛЬСАЦІЙ НАПРУГИ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНВЕРТУВАЛЬНОГО ТИПУ МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ

Виконано аналіз та наведено математичні моделі пульсацій напруги у вхідних і вихідних колах імпульсних перетворювачів постійної напруги модульної структури з силовими каналами інвертувального типу. Математична модель є узагальненою до однофазного та багатофазного принципів перетворення, при роботі силових каналів у граничному режимі функціонування. Представлені алгоритми і результати моделювання.

Ключові слова: багатофазний імпульсний перетворювач, модульна структура, силовий канал, пульсація, математична модель.

Кадацький Анатолій Федорович, доктор технічних наук, професор, кафедра теорії електричних цепей і електропостачання, Одеська національна академія зв'язку ім. А. С. Попова, Україна, e-mail: akad@bk.ru.

Русу Олександр Петрович, кандидат технічних наук, доцент, кафедра теорії електричних цепей і електропостачання, Одеська національна академія зв'язку ім. А. С. Попова, Україна, e-mail: shurusu@mail.ru.

Ерыкаліна Тат'яна Николаевна, аспірант, кафедра теорії електричних цепей і електропостачання, Одеська національна академія зв'язку ім. А. С. Попова, Україна, e-mail: etn23@mail.ru.

Кріль Олександр Сергійович, соискатель, кафедра теорії електричних цепей і електропостачання, Одеська національна академія зв'язку ім. А. С. Попова, Україна, e-mail: Aleksander.S.K@yandex.ua.

Кадацький Анатолій Федорович, доктор технічних наук, професор, кафедра теорії електричних кіл та електроживлення, Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, Україна.

Русу Олександр Петрович, кандидат технічних наук, доцент, кафедра теорії електричних кіл та електроживлення, Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, Україна.

Ерыкаліна Тет'яна Миколаївна, аспірант, кафедра теорії електричних кіл та електроживлення, Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, Україна.

Кріль Олександр Сергійович, здобувач, кафедра теорії електричних кіл та електроживлення, Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова, Україна.

Kadatskyi Anatolij, A. S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications, Ukraine, e-mail: akad@bk.ru.

Rusu Aleksandr, A. S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications, Ukraine, e-mail: shurusu@mail.ru.

Erykalina Tanya, A. S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications, Ukraine, e-mail: etn23@mail.ru.

Kril Oleksandr, A. S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications, Ukraine, e-mail: Aleksander.S.K@yandex.ua