

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.

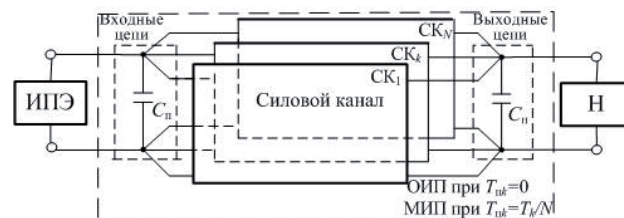


Рис. 1. Структурная схема ППН модульной структуры

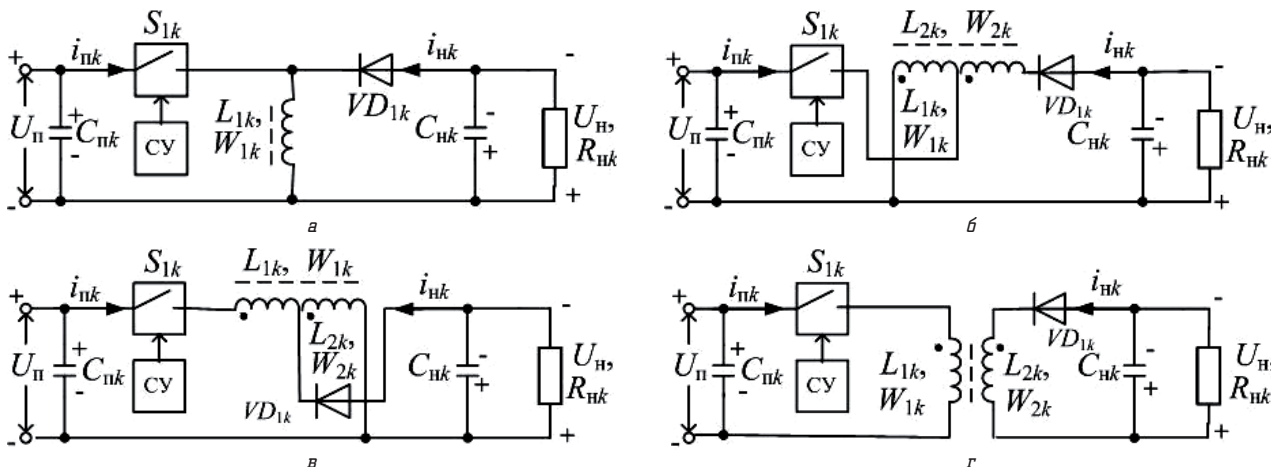


Рис. 2. Силовые каналы инвертирующего типа с включением дросселя: а – автотрансформаторным при  $n_{21} = 1$ ; б –  $n_{21} > 1$ ; в –  $n_{21} < 1$ ; г – трансформаторным

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

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  $n_{21} = 1$ .

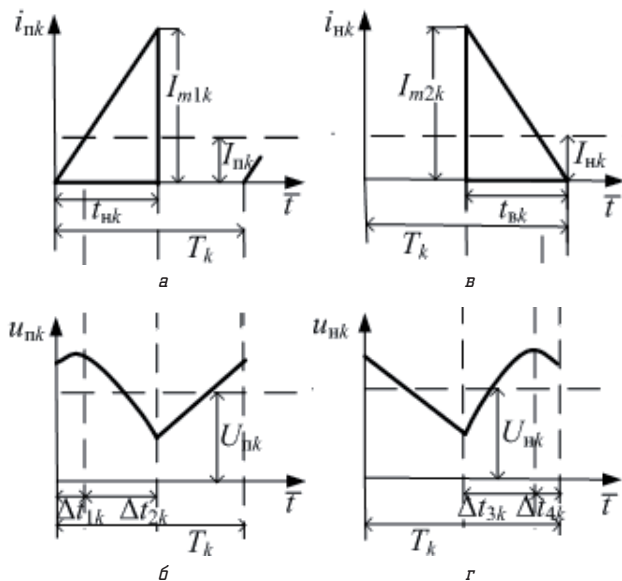


Рис. 3. Временные диаграммы  $k$ -го СК ОИП: токов  $a$  — на входе  $i_{nk}(t)$  и  $b$  — выходе  $i_{nk}(t)$ , напряжения  $b$  — на входе  $u_{nk}(t)$  и  $г$  — выходе  $u_{nk}(t)$

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,  $б$ ) 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,  $в$ ) — 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)
	$\Delta t_{1k}$	$I_{nk}t_{nk} / I_{m1k}$	(36)
	$\Delta t_{2k}$	$t_{nk}(I_{m1k} - I_{nk}) / I_{m1k}$	(37)
	$\Delta t_{3k}$	$t_{2k}(I_{m2k} - I_{nk}) / I_{m2k}$	(38)
	$\Delta t_{4k}$	$t_{2k}I_{nk} / I_{m2k}$	(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.

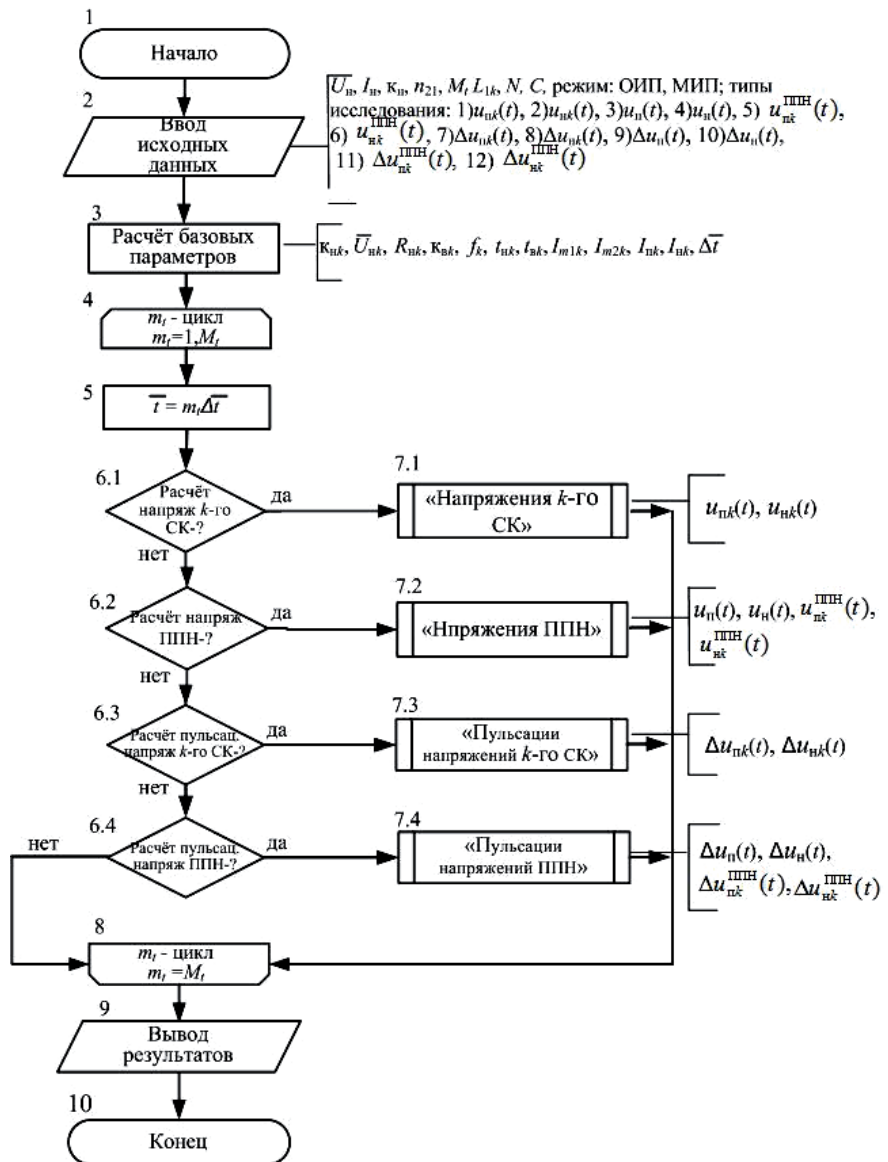


Рис. 4. Алгоритм расчета напряжений на входе и выходе ППН



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).

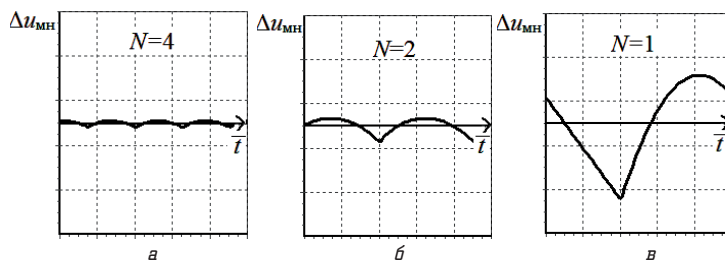


Рис. 6. Временные диаграммы пульсаций  $\Delta u_{\text{н}}(t)$  для МИП при: а —  $N = 4$  ( $P_{\text{н}} = 800$  Вт), б —  $N = 2$  ( $P_{\text{н}} = 400$  Вт) и в —  $N = 1$  ( $P_{\text{н}} = 200$  Вт)

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.

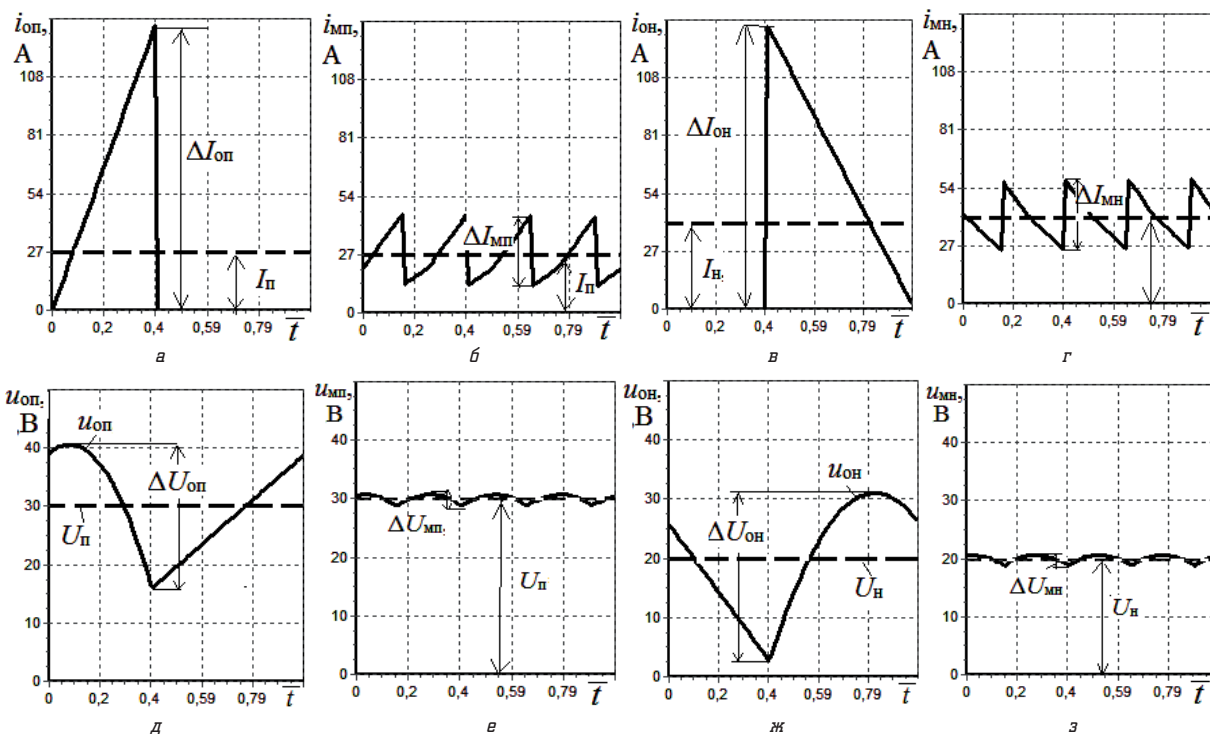


Рис. 5. Временные диаграммы во входных и выходных цепях ОИП: токов а —  $i_{\text{оп}}(t)$ , в —  $i_{\text{он}}(t)$  и напряжений д —  $u_{\text{оп}}(t)$ , ж —  $u_{\text{он}}(t)$  и МИП: токов б —  $i_{\text{мп}}(t)$ , г —  $i_{\text{мн}}(t)$  и напряжений е —  $u_{\text{мп}}(t)$ , з —  $u_{\text{мн}}(t)$  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  $N = 1$  ( $P_n = P_{\text{нк}} = 200$  Вт — рис. 6, в) пульсация напряжения  $\Delta u_n(t)$  существенно превышает  $\Delta u_n(t)$  — пульсацию напряжения в цепи нагрузки МИП при  $N = 2$  ( $P_n = 400$  Вт — рис. 6, б) и  $N = 4$  ( $P_n = 800$  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*