

**АЛГОРИТМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ
В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ
ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА**

**АЛГОРИТМИ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРОЦЕСІВ
В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ МОДУЛЬНОЇ
СТРУКТУРИ З СИЛОВИМИ КАНАЛАМИ ІНВЕРТУЮЧОГО ТИПУ**

**ALGORITHMS FOR SIMULATION OF ELECTRICAL PROCESSES IN THE PULSED
DC -CONVERTER MODULE STRUCTURE IS INVERTED TYPE OF POWER CHANNEL**

Аннотация. Приведены математические модели, описывающие электрические процессы импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа с автотрансформаторным включением дросселей. Представлены алгоритмы моделирования электрических процессов в преобразователях электрической энергии модульной структуры инвертирующего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с граничным режимом функционирования.

Анотация. Наведено математичні моделі, що описують електричні процеси імпульсних перетворювачів постійної напруги модульної структури з силовими каналами інвертуючого типу з автотрансформаторним включенням дроселів. Представлені алгоритми моделювання електричних процесів у перетворювачах електричної енергії модульної структури інвертуючого типу при однофазному і багатofазному принципах перетворення з граничним режимом функціонування.

Summary. The mathematical model describing the electrical processes of pulsed DC converter power module structure channels inverting type autotransformer inclusion chokes. Algorithms modeling of electrical processes in converters power inverting type of modular structure in one-and multi-phase transformation with the principles of the boundary mode operation.

Импульсные преобразователи постоянного напряжения – ППН широко используются в системах вторичного электропитания и электроснабжения, обеспечивая работу технологического оборудования на предприятиях связи, объектах энергетики, в системах охранной и пожарной сигнализации и т. д. Использование импульсного принципа преобразования электрической энергии в устройствах и системах электропитания способствует решению проблемы совершенствования средств телекоммуникаций (повышению технико-экономических показателей: повышению надёжности и энергоэффективности, уменьшению объёма и массы и т.п.) [1...3].

В преобразовательной технике широко используется модульное (параллельное и/или последовательное) подключение как отдельных элементов (транзисторов, диодов, дросселей, и др.), так и устройств преобразования и регулирования электрической энергии. Модульная структура импульсных преобразователей ППН из N однотипных взаимозаменяемых преобразователей меньшей мощности – силовых каналов (СК) обладает рядом положительных свойств: повышенной нагрузочной способностью силовых коммутирующих элементов и ППН в целом; повышенным коэффициентом полезного действия (за счет использования маломощных полупроводниковых приборов, но обладающих лучшими параметрами); повышенной надёжностью (за счет введения незначительной избыточности на уровне отдельных элементов или отдельных устройств); повышенной технологичностью [1, 2].

В известных работах [1, 3] приведены исследования преобразователей модульной структуры с СК понижающего и повышающего типа, работающих с разрывным, безразрывным, граничным режимами функционирования с коэффициентами трансформации дросселей сглаживающих фильтров, равными единице ($n_{21} = 1$). Однако результаты исследования ППН инвертирующего типа с автотрансформаторным или трансформаторным включением дросселя при коэффициентах трансформации n_{21} , отличных от единицы ($n_{21} < 1$, $n_{21} > 1$) с граничным режимом функционирования отсутствуют. Это сдерживает их широкое использование на практике.

Автотрансформаторное включение дросселя позволяет оптимально перераспределить максимальные и действующие значения токов, напряжений, энергетические потери на силовых коммутирующих элементах и оптимизировать объемно-массовые и энергетические показатели преобразователя в целом. Трансформаторное включение дросселей сглаживающего фильтра в отдельно взятом силовом канале позволяет дополнительно обеспечить гальваническое разделение входных и выходных цепей.

Цель статьи – разработка принципов и алгоритмов моделирования электрических процессов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами инвертирующего типа с автотрансформаторным (трансформаторным) включением дросселей сглаживающих фильтров с граничным режимом функционирования.

Реализация модульных ППН (рис. 1) из N СК инвертирующего типа (рис. 2) в ряде случаев (например, в устройствах и системах электропитания телекоммуникационного оборудования, электропитающих установках, выпрямительных устройствах и другого оборудования) предпочтительнее, чем с СК понижающего и повышающего типов. Достоинством ППН инвертирующего типа является возможность обеспечения напряжения U_n на нагрузке N обратной полярности (а с трансформаторным включением дросселя – любой полярности с обеспечением гальванической развязки входных и выходных цепей) по уровню и больше, и меньше, чем напряжение U_n источника первичного электропитания (ИПЭ). Кроме того в СК инвертирующего типа электрические процессы во входных и выходных цепях разнесены во времени в отличие от ППН с СК понижающего и повышающего типов. Поэтому ППН инвертирующего типа менее критичны к перегрузкам по току.

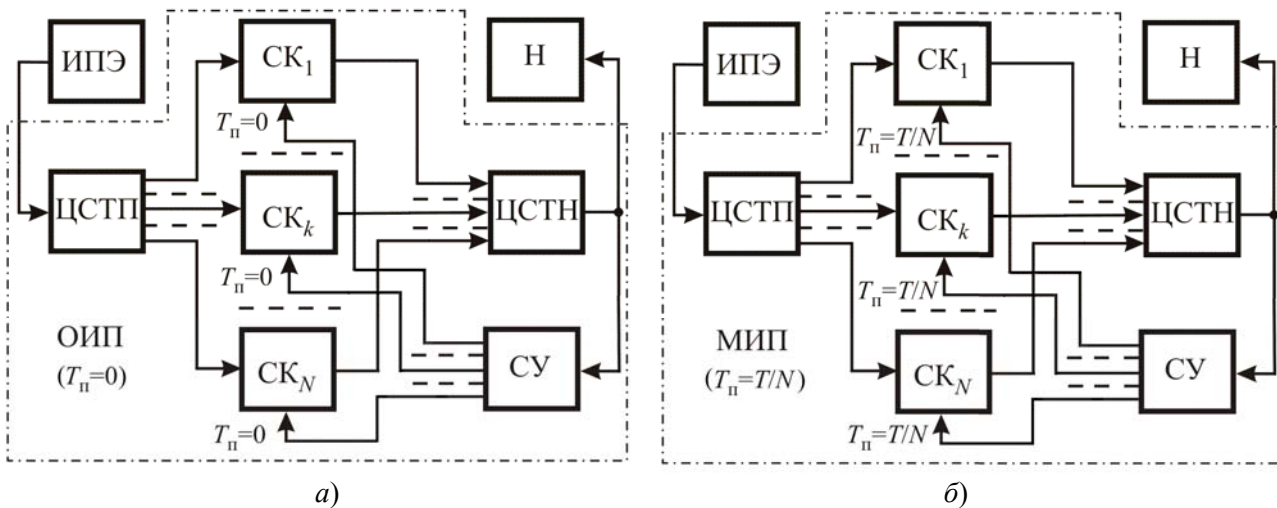


Рисунок 1 – Структурные схемы ППН модульной структуры с однофазным (а) и многофазным (б) принципами преобразования

В преобразователях модульной структуры (рис. 1) различают синфазное, многофазное и асинхронное функционирование силовых каналов СК ($СК_1, СК_2, \dots, СК_N$).

При синфазности электрических процессов в отдельно взятых модулях (в k -х силовых каналах) ППН временной сдвиг T_{nk} между ними отсутствует ($T_{nk} = 0$) и в таких преобразователях – ОИП (однофазных импульсных преобразователях – рис. 1, а) реализуется однофазный принцип преобразования электрической энергии.

Дальнейшая миниатюризация ППН модульной структуры достигается переходом к многофазному принципу преобразования электрической энергии, когда электрические процессы (токи, напряжения) в отдельно взятых СК сдвигаются равномерно относительно друг друга на время $T_{nk} = T_k / N$. В идеальном случае электрические процессы в СК идентичны и $T_k = T$, $T_{nk} = T / N$. Использование таких преобразователей постоянного напряжения – МИП (многофазных импульсных преобразователей – рис. 1, б) позволяет уменьшить размеры сглаживающих фильтров за счёт увеличения в N раз частоты переменных составляющих токов в ЦСТП и ЦСТН соответственно в цепях суммирования токов потребления $i_{n\Sigma}(t)$ и нагрузки $i_{н\Sigma}(t)$, а также обеспечения безразрывного

характера токов и в цепи потребления, и в цепи нагрузки при разрывном характере токов в отдельно взятых СК [1, 2].

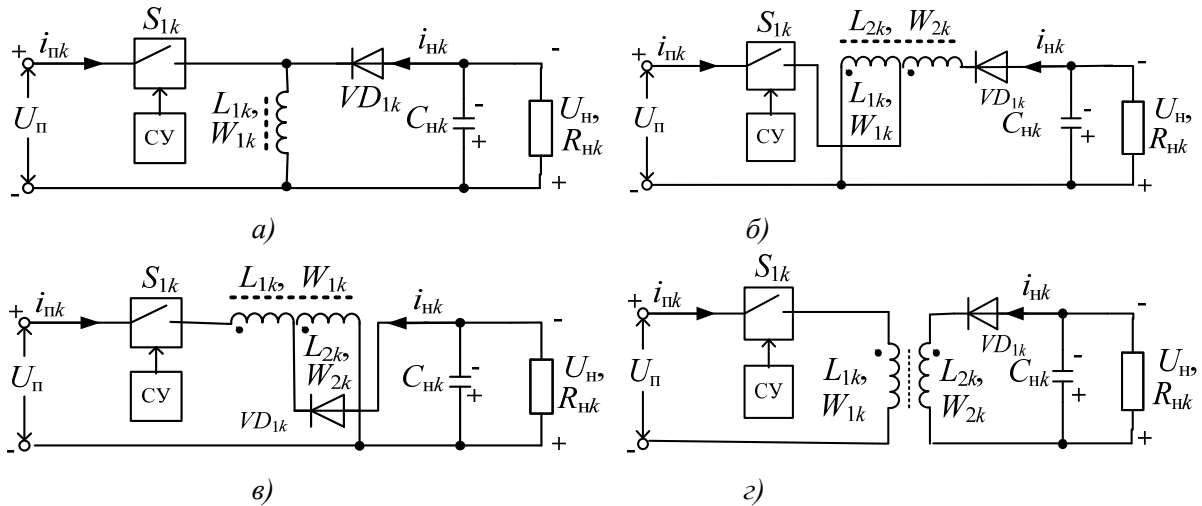


Рисунок 2 – Силовые каналы инвертирующего типа с автотрансформаторным включением дросселя при $n_{21} < 1$ (а), $n_{21} > 1$ (б), $n_{21} = 1$ (в) и с использованием трансформатора при любых коэффициентах трансформации n_{21} (г)

Исполнение дросселей (в сглаживающих фильтрах k -х силовых каналов) в виде двух полуобмоток – первичной, с числом витков W_{1k} и индуктивностью L_{1k} , и вторичной – W_{2k} , L_{2k} , (в данной работе полагаем, что $W_{1k} = W_1$, $L_{1k} = L_1$ и $W_{2k} = W_2$, $L_{2k} = L_2$) и включение их по автотрансформаторной схеме (рис. 2, б, в) и трансформаторной схеме (рис. 2, г) с коэффициентом трансформации $n_{21} = W_{2k} / W_{1k}$ позволяет снизить потери мощности, изменить (уменьшить или увеличить) напряжение на силовых коммутирующих ключах S_{1k} , VD_{1k} по сравнению с силовым каналом с однообмоточным дросселем (рис. 2, а) [4].

Дополнительно уменьшить энергетические потери (динамические) в преобразователях (за счет снижения потерь мощности при переключении силовых управляемых S_{1k} и неуправляемых VD_{1k} ключей) позволяет переход к граничному режиму работы, при котором переход силового коммутирующего управляемого ключа S_{1k} в замкнутое проводящее состояние осуществляется в каждом периоде T_k в моменты времени, когда ток $i_{Lk}(\bar{t})$ дросселя k -го СК, уменьшаясь, достигает нулевого значения.

При исследовании электрических процессов преобразователей модульной структуры в качестве базовых выбраны параметры тока $i_{Lk}(\bar{t})$ дросселя и время \bar{t}_k k -го СК [5]:

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

$$i_{L_{Hk}}(\bar{t}) = I_{m1k} \frac{\bar{t}_k}{\bar{t}_{Hk}}, \quad i_{L_{Bk}}(\bar{t}) = I_{m2k} \left(1 + \frac{\bar{t}_{Hk} - \bar{t}_k}{\bar{t}_{Bk}} \right); \quad (2)$$

$$I_{m1k} = U_{\Pi} \bar{t}_{Hk} / L_{1k}, \quad I_{m2k} = U_{H} \bar{t}_{Bk} / L_{2k}; \quad (3)$$

$$u_{w1k}(\bar{t}) = \begin{cases} u_{Hk}(\bar{t}) = U_{\Pi} & \text{при } 0 + \bar{t}_{ck} \leq \bar{t} \leq \bar{t}_{Hk} + \bar{t}_{ck}, \\ u_{Bk}(\bar{t}) = -U_{H} / n_{21} & \text{при } \bar{t}_{Hk} + \bar{t}_{ck} < \bar{t} \leq \bar{t}_{ck} + \bar{T}_k; \end{cases} \quad (4)$$

$$u_{w2k}(\bar{t}) = \begin{cases} u_{2Hk}(\bar{t}) = U_{\Pi} n_{21} & \text{при } 0 + \bar{t}_{ck} \leq \bar{t} \leq \bar{t}_{Hk} + \bar{t}_{ck}, \\ u_{2Bk}(\bar{t}) = -U_{H} & \text{при } \bar{t}_{Hk} + \bar{t}_{ck} < \bar{t} \leq \bar{t}_{ck} + \bar{T}_k; \end{cases} \quad (5)$$

$$u_{S1k}(\bar{t}) = \begin{cases} u_{S1hk}(\bar{t}) = 0 & \text{при } 0 + \bar{t}_{ck} \leq \bar{t} \leq \bar{t}_{hk} + \bar{t}_{ck}, \\ u_{S1bk}(\bar{t}) = U_{\text{н}} + U_{\text{н}} / n_{21} & \text{при } \bar{t}_{hk} + \bar{t}_{ck} < \bar{t} \leq \bar{t}_{ck} + \bar{T}_k; \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{VD1k}(\bar{t}) = \begin{cases} u_{VD1hk}(\bar{t}) = U_{\text{н}} n_{21} + U_{\text{н}} & \text{при } 0 + \bar{t}_{ck} \leq \bar{t} \leq \bar{t}_{hk} + \bar{t}_{ck}, \\ u_{VD1bk}(\bar{t}) = 0 & \text{при } \bar{t}_{hk} + \bar{t}_{ck} < \bar{t} \leq \bar{t}_{ck} + \bar{T}_k; \end{cases} \quad (7)$$

$$\bar{t}_k = \begin{cases} \bar{t} - \bar{t}_{ck} + \bar{T}_k & \text{при } \bar{t} - \bar{t}_{ck} < 0, \\ \bar{t} - \bar{t}_{ck} & \text{при } 0 \leq \bar{t} - \bar{t}_{ck} < \bar{T}_k, \\ \bar{t} - \bar{t}_{ck} - \bar{T}_k & \text{при } \bar{t} - \bar{t}_{ck} > \bar{T}_k; \end{cases} \quad (8)$$

$$\bar{t}_{ck} = \begin{cases} \bar{T}_k (k-1) / N & \text{для МИП;} \\ 0 & \text{для ОИП,} \end{cases} \quad (9)$$

где I_{m1k}, I_{m2k} – размахи пульсаций токов соответственно в первичной обмотке с числом витков W_{1k} и во вторичной обмотке с числом витков W_{2k} силового дросселя; $i_{Lhk}(\bar{t}), i_{Lbk}(\bar{t})$ – токи обмоток дросселя выходного сглаживающего фильтра на интервалах времени, соответственно, накопления и возврата; $\bar{t}_{\text{н}} = t_{\text{н}} / T_k, \bar{t}_{\text{в}} = t_{\text{в}} / T_k$ – относительные, $t_{\text{н}}, t_{\text{в}}$ – абсолютные длительности интервалов, соответственно, накопления и возврата k -го СК; $\bar{t}_{ck} = t_{ck} / T_k$ – временной сдвиг электрических процессов k -го СК относительно начала цикла преобразования 1-го СК, $\bar{t} = t / T$ – относительное время, $\bar{T}_k = T_k / T$ – относительный период электрических процессов в k -м СК (при симметрии электрических процессов $T_k = T, \bar{T}_k = 1$, где T период выходных сигналов схем управления), $\bar{t}_k = t_k / T_k$ – текущее время k -го СК; $u_{S1k}(\bar{t}), u_{VD1k}(\bar{t})$ – напряжения на ключах S_{1k} , диодах VD_{1k} k -х СК; $u_{w1k}(\bar{t}), u_{w2k}(\bar{t})$ – напряжения на обмотках W_{1k} и W_{2k} дросселей сглаживающих фильтров k -х СК, $U_{\text{н}}, U_{\text{н}}$ – напряжения питания и нагрузки ППН.

На рис. 3 для k -го силового канала СК приведены токи $i_{\text{н}k}(\bar{t})$ – входной (в цепи ЦСТП), потребляемый от источника ИПЭ, и $i_{\text{н}k}(\bar{t})$ – выходной, в цепи нагрузки (в цепи ЦСТН), для $n_{21} = 1$ (а), $n_{21} < 1$ (б) и $n_{21} > 1$ (в). Для k -го СК входной ток $i_{\text{н}k}(\bar{t})$, потребляемый от ИПЭ, ток $i_{S1k}(\bar{t})$ силового управляемого ключа S_{1k} , ток $i_{w1k}(\bar{t})$ первичной обмотки W_{1k} силового дросселя определяются в соответствии с (1) током $i_{Lk}(\bar{t})$ дросселя на интервалах накопления $t_{\text{н}k}$ (рис. 3):

$$i_{\text{н}k}(\bar{t}) = i_{S1k}(\bar{t}) = i_{w1k}(\bar{t}) = i_{Lk}(\bar{t}). \quad (10)$$

Выходной ток $i_{\text{н}k}(\bar{t})$ – ток нагрузки k -го СК, ток $i_{VD1k}(\bar{t})$ диода VD_{1k} , ток $i_{w2k}(\bar{t})$ вторичной обмотки W_{2k} определяются током $i_{Lk}(\bar{t})$ на интервале возврата $t_{\text{в}k}$:

$$i_{\text{н}k}(\bar{t}) = i_{VD1k}(\bar{t}) = i_{w2k}(\bar{t}) = i_{Lk}(\bar{t}). \quad (11)$$

Размахи пульсаций $\Delta I_{\text{н}k}$ тока потребления $i_{\text{н}k}(\bar{t})$, ΔI_{S1k} тока $i_{S1k}(\bar{t})$ ключа S_{1k} и ΔI_{w1k} тока $i_{w1k}(\bar{t})$ первичной обмотки W_{1k} k -го СК при любых n_{21} определяется размахом I_{m1k} пульсации тока дросселя на интервале накопления $t_{\text{н}k}$:

$$\Delta I_{\text{н}k} = \Delta I_{S1k} = \Delta I_{w1k} = I_{m1k}. \quad (12)$$

Размахи пульсаций $\Delta I_{\text{н}k}$ тока $i_{\text{н}k}(\bar{t})$ нагрузки, ΔI_{VD1k} тока $i_{VD1k}(\bar{t})$ диода VD_{1k} и ΔI_{w2k} тока $i_{w2k}(\bar{t})$ вторичной обмотки W_{2k} k -го СК определяется размахом I_{m2k} и при $n_{21} \leq 1$, и при $n_{21} > 1$:

$$\Delta I_{\text{н}k} = \Delta I_{VD1k} = \Delta I_{w2k} = I_{m2k}. \quad (13)$$

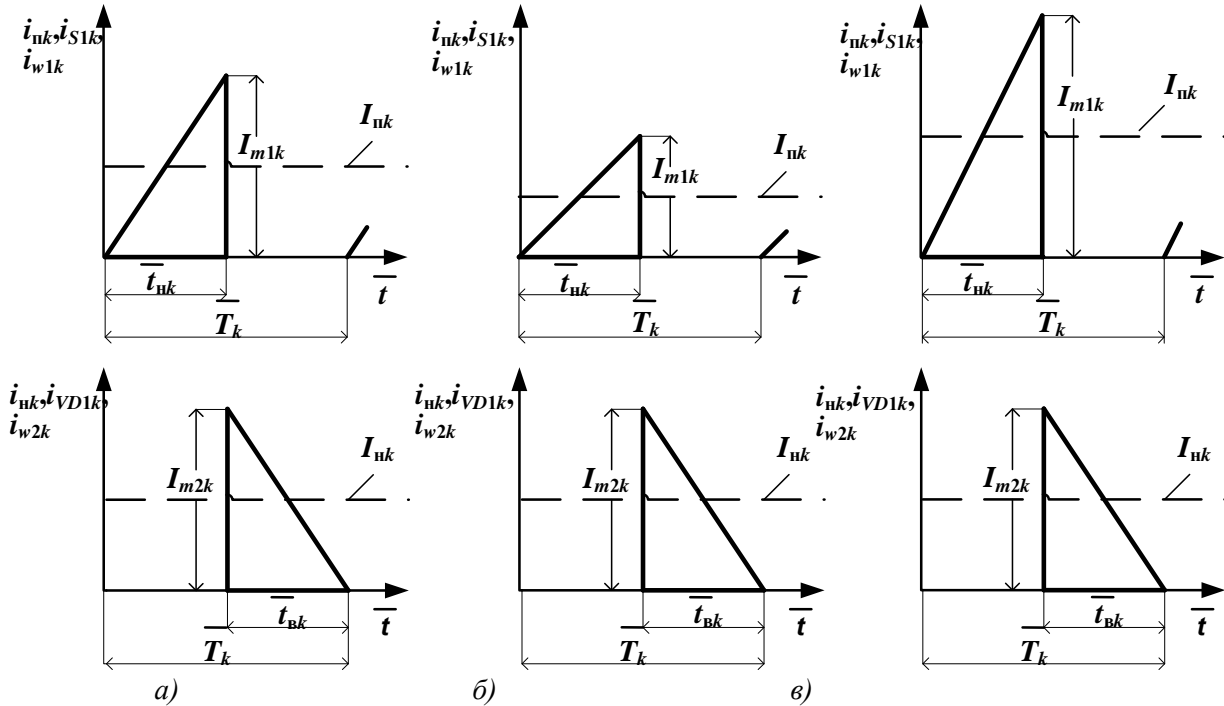


Рисунок 3 – Временные диаграммы токов k -го ($k = 1$) СК при $n_{21} = 1$ (а); $n_{21} < 1$ (б); $n_{21} > 1$ (в) при $U_n = \text{const}$

В режиме стабилизации для напряжения в цепи нагрузки ППН обеспечивается $U_n = \text{const}$, поэтому при любом коэффициенте $n_{21} > 0$ независимо от напряжения U_n размах пульсации $\Delta I_{2k} = \text{const}$, соответственно и $\Delta I_{nk} = \Delta I_{VD1k} = \Delta I_{w2k} = \text{const}$ – (рис. 3).

В преобразователях модульной структуры во входных ЦСТП и выходных ЦСТН цепях протекают токи соответственно $i_{n\Sigma}(\bar{t})$ и $i_{h\Sigma}(\bar{t})$. И при однофазном, и при многофазном принципах преобразования данные токи являются суммами токов соответственно потребления $i_{nk}(\bar{t}) = i_{Lhk}(\bar{t})$ и нагрузки $i_{hk}(\bar{t}) = i_{Lbk}(\bar{t})$ k -х силовых каналов:

$$i_{оп}(\bar{t}) = i_{мп}(\bar{t}) = i_{n\Sigma}(\bar{t}) = \sum_{k=1}^N i_{nk}(\bar{t}), \quad i_{он}(\bar{t}) = i_{мн}(\bar{t}) = i_{h\Sigma}(\bar{t}) = \sum_{k=1}^N i_{hk}(\bar{t}), \quad (14)$$

где $i_{Lhk}(\bar{t})$, $i_{Lbk}(\bar{t})$ определяются в соответствии с (1), (2), (3), (8) и (9).

При решении задач по выбору структуры и принципов построения преобразователей электрической энергии особо важное значение приобретает автоматизированное проектирование.

Математическая модель (1)...(14) 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.

С использованием (1)...(14) на рис. 4 приведён алгоритм программного модуля расчёта следующих временных зависимостей:

1. Токов во входных и выходных цепях и элементах силовой части отдельно взятых k -х СК: $i_{nk}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$, $i_{w1k}(\bar{t})$, $i_{hk}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$, $i_{w2k}(\bar{t})$ (блоки 6.1 и 7.1).

2. Токов преобразователей во входных ЦСТП $i_{n\Sigma}(\bar{t})$ и выходных ЦСТН $i_{h\Sigma}(\bar{t})$ цепях (с однофазным $i_{оп}(\bar{t})$, $i_{он}(\bar{t})$ и многофазным $i_{мп}(\bar{t})$, $i_{мн}(\bar{t})$ принципами преобразования) - блоки 6.2 и 7.2.

3. Напряжений $u_{S1k}(\bar{t})$, $u_{VD1k}(\bar{t})$ и $u_{w1k}(\bar{t})$, $u_{w2k}(\bar{t})$ соответственно на управляемых S_{1k} и неуправляемых VD_{1k} ключах и обмотках W_{1k} , W_{2k} дросселей сглаживающих фильтров k -х СК – блоки 6.3 и 7.3.

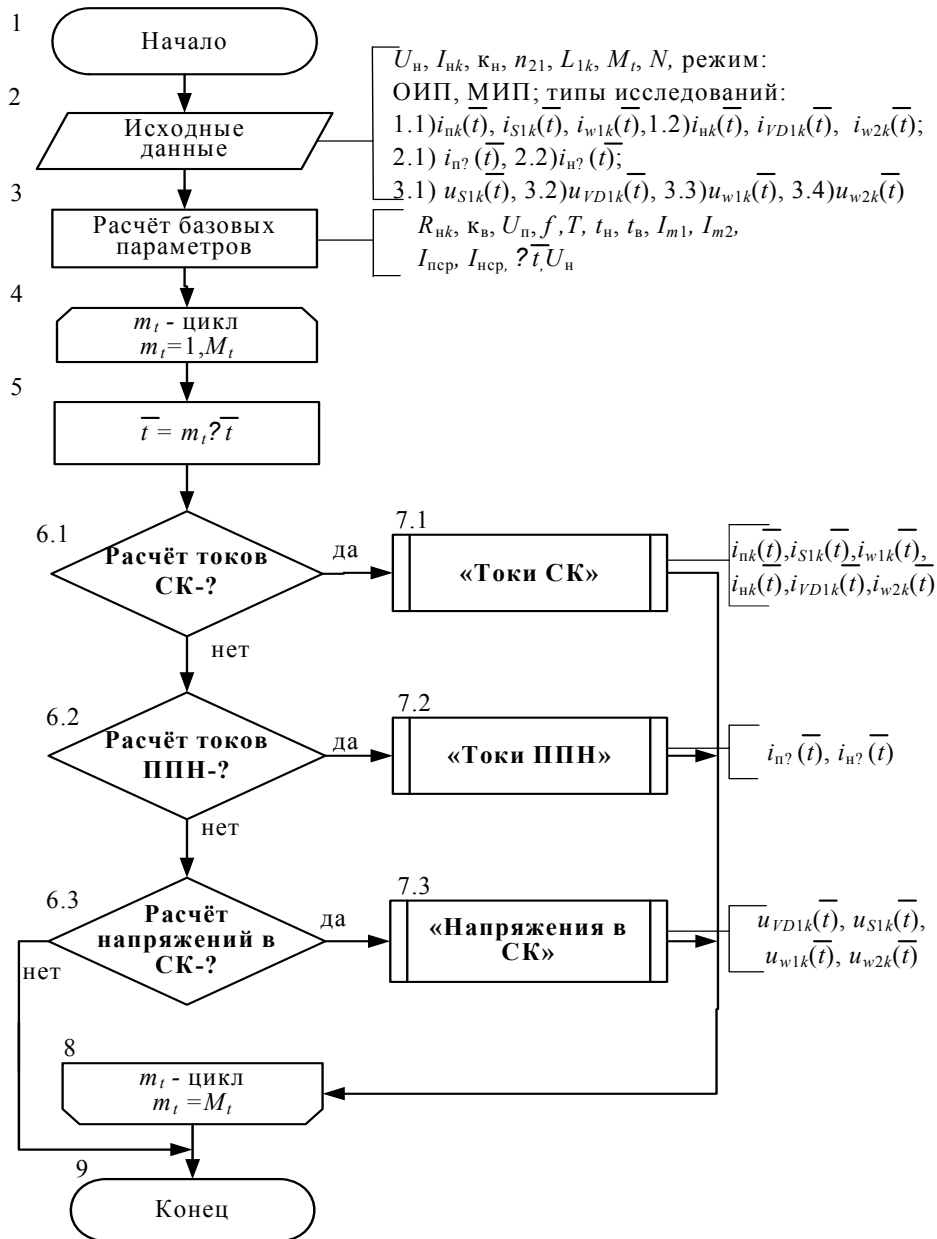


Рисунок 4 – Алгоритм расчета электрических процессов ППН

Моделируемые токи и напряжения в отдельно взятых СК и преобразователях в целом являются функциями времени $f(\bar{t})$. Точность расчета этих функций зависит от величины интервала времени $\Delta t = T/M_t$, где M_t – число временных интервалов, на которое разбивается период T преобразования. При исследованиях используется относительное время $\bar{t} = t/T$ ($0 \leq \bar{t} \leq 1$), изменяющееся с шагом $\Delta \bar{t} = \Delta t/T = 1/M_t$. Число M_t определяет величину шага интервала $\Delta \bar{t} = 1/M_t$ относительного времени при организации цикла $m_t = 1, 2, \dots, M_t$. При этом в процессе расчета текущее относительное время $\bar{t} = m_t \Delta \bar{t}$ изменяется дискретно с шагом $\Delta \bar{t}$ в интервале $0 < \bar{t} \leq 1$ ($\bar{t} = \Delta \bar{t}, 2\Delta \bar{t}, \dots, M_t \Delta \bar{t}$).

В блоке 2 (рис. 4) задаются исходные данные: напряжение нагрузки U_n ($U_{нк} = U_n$), ток нагрузки I_n преобразователя, коэффициент накопления $\kappa_{нк} = \kappa_n$ (или напряжения $U_{нк} = U_n$ источника питания), коэффициент трансформации $n_{21k} = n_{21}$, граничное значение индуктивности $L_{1k} = L_1$, количество силовых каналов N , номер k -го СК ($k = 1, 2, \dots, N$), число временных интервалов M_t , режим работы (однофазный - ОИП или многофазный - МИП), типы исследования:

1. Токи СК: 1.1) ток $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$ в силовом ключе S_{1k} и $i_{w1k}(\bar{t})$ обмотке W_{1k} дросселя k -го СК, 1.2) ток $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$ в диоде VD_{1k} и $i_{w2k}(\bar{t})$ обмотке W_{2k} дросселя k -го СК.

2. Токи ППН: 2.1) ток $i_{н\Sigma}(\bar{t})$ в цепи ЦСТП суммирования токов потребления k -х СК, 2.2) ток $i_{н\Sigma}(\bar{t})$ в цепи ЦСТН суммирования токов нагрузки k -х СК.

3. Напряжения в СК: 3.1) напряжение $u_{S1k}(\bar{t})$ на ключе S_{1k} k -го СК, 3.2) напряжение $u_{VD1k}(\bar{t})$ на диоде VD_{1k} k -го СК, 3.3) напряжение $u_{w1k}(\bar{t})$ на первичной обмотке W_{1k} силового дросселя k -го СК, 3.4) напряжение $u_{w2k}(\bar{t})$ на обмотке W_{2k} силового дросселя k -го СК.

В блоке 3 рассчитываются базовые параметры [5] k -го СК: сопротивление нагрузки $R_{нк} = U_n / I_{нк}$, ($I_{нк} = I_n / N$); коэффициент возврата $\kappa_{вк} = 1 - \kappa_{нк}$; напряжение источника питания $U_{нк} = U_n$, $U_n = U_n(1 - \kappa_n) / (1 + \kappa_n n_{21} - \kappa_n)$ (или коэффициент накопления $\kappa_{нк} = \kappa_n$); частота преобразования $f_k = f$, $f = (U_n^2 R_{нк} U_n - U_n^2) / 2L_1(U_n(n_{21k} - 1) + U_n)^2$; период преобразования $T_k = 1 / f_k$, $T_k = T$; длительность интервала времени накопления $\bar{t}_{нк} = \bar{t}_n$, $\bar{t}_n = \kappa_n$; длительность интервала времени возврата $\bar{t}_{вк} = \bar{t}_в$, $\bar{t}_в = \bar{T} - \bar{t}_н$; размах пульсации тока первичной обмотки $I_{m1} = U_n t_n / L_1$, ($I_{m1k} = I_{m1}$); размах пульсации тока вторичной обмотки $I_{m2} = I_{m1} / n_{21}$, ($I_{m2k} = I_{m2}$); средний ток нагрузки преобразователя $I_n = I_{нк} N$, средний ток потребления $I_{нкр} = (1 + (\kappa_{нк} n_{21} - 1)) 0,5 I_{m2k}$, ($I_{нкр} = I_{нкр}$); величина шага интервала $\Delta \bar{t} = 1 / M_t$ относительного времени \bar{t} .

В блоках 4 (начало m_t -цикла) и 8 (конец m_t -цикла) организуется m_t -цикл: $m_t = 1, 2, \dots, M_t$. При этом (блок 5) \bar{t} изменяется от $\Delta \bar{t} = 1 / M_t$ до 1 дискретно с шагом $\Delta \bar{t}$.

В зависимости от типа исследований: 1. Токи СК, 2. Токи ППН, 3. Напряжения в СК используются соответственно блоки 6.1 и 7.1, 6.2 и 7.2, 6.3 и 7.3.

Подпрограмма "Токи СК" – исследования временных зависимостей токов $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$ и $i_{w1k}(\bar{t})$ (соответственно потребляемый ток, ток в силовом ключе S_{1k} и обмотке W_{1k} дросселя k -го СК) и $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$ и $i_{w2k}(\bar{t})$ (соответственно выходной ток, ток в диоде VD_{1k} и обмотке W_{2k} дросселя k -го СК) выполнена (рис. 5. а) с использованием соотношений (1). Режимы однофазный – ОИП или многофазный – МИП учитывают блоки 3, 4 и 5. Текущее время \bar{t}_k k -го СК определяется в блоках 6, ..., 9 с учётом соотношения (8). Мгновенные значения токов $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$ и $i_{w1k}(\bar{t})$ и токов $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$ и $i_{w2k}(\bar{t})$ k -го СК в соответствии с соотношениями (10) и (11) определяются соответственно в блоках 11 ($i_{нк}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$, $i_{w1k}(\bar{t})$) и 12 ($i_{нк}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$, $i_{w2k}(\bar{t})$).

Подпрограмма "Токи ППН" – исследования суммарных токов во входных и выходных цепях преобразователей выполнена (рис. 5, б) с использованием (14). В блоках 3 (начало k -цикла) и 6 (конец k -цикла) организуется k -цикл: $k = 1, 2, \dots, N$. В результате для каждого момента времени \bar{t} обеспечивается (блок 4) определение токов или $i_{нк}(\bar{t})$, или $i_{нк}(\bar{t})$ (подпрограмма "Токи СК" – рис. 5, а). В блоке 5 обеспечивается в соответствии с соотношениями (14) суммирование токов или $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$, $i_{w1k}(\bar{t})$, или $i_{нк}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$, $i_{w2k}(\bar{t})$.

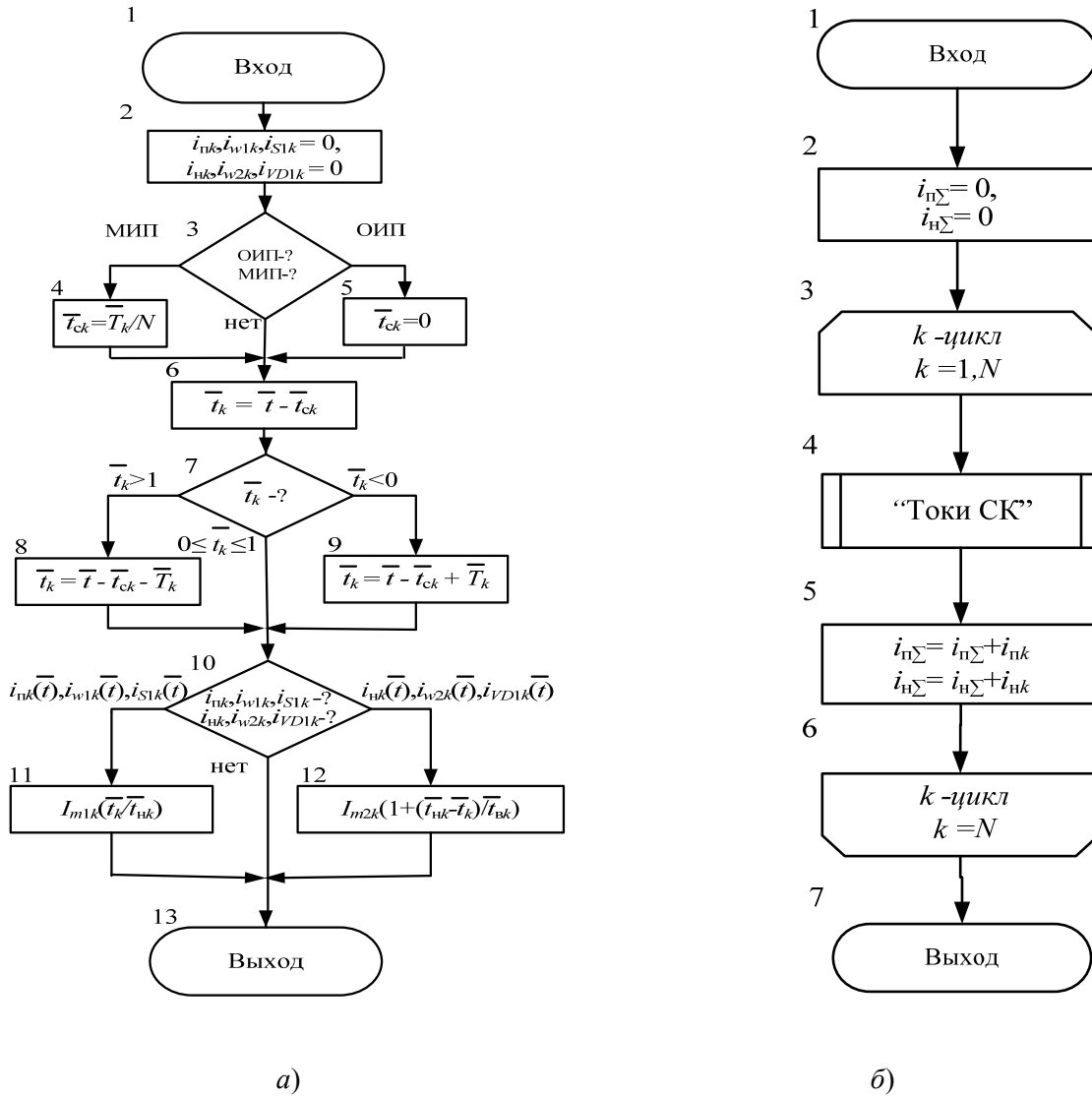


Рисунок 5 – Алгоритмы подпрограмм “Токи СК” (а), “Токи ППН” (б) расчета токов соответственно СК и преобразователей ППН

Подпрограмма “Напряжения в СК” – исследования временных зависимостей напряжений на диоде VD_{1k} , на ключе S_{1k} k -го СК, напряжений на первичной W_{1k} и вторичной W_{2k} обмотках дросселя k -го СК выполнена (рис. 6) с использованием соотношений (4)...(7). Режимы (однофазный – ОИП или многофазный – МИП) учитываются блоками 3, 4 и 5 с использованием отношения (9). В блоках 6...8 определяется с использованием соотношения (8) время \bar{t}_k k -го СК. Мгновенное значение напряжения или на ключе $u_{S1k}(\bar{t})$, или на диоде $u_{VD1k}(\bar{t})$ (блок 9) в k -м СК в соответствии с соотношениями (6) и (7) определяется соответственно в блоках 10 ($u_{S1k}(\bar{t})$) и 11 ($u_{VD1k}(\bar{t})$). Мгновенное значение напряжения или на первичной обмотке W_{1k} , или вторичной – W_{2k} (блок 12) дросселя k -го СК в соответствии с соотношениями (4) и (5) определяется соответственно в блоках 13 ($u_{w1k}(\bar{t})$) и 14 ($u_{w2k}(\bar{t})$).

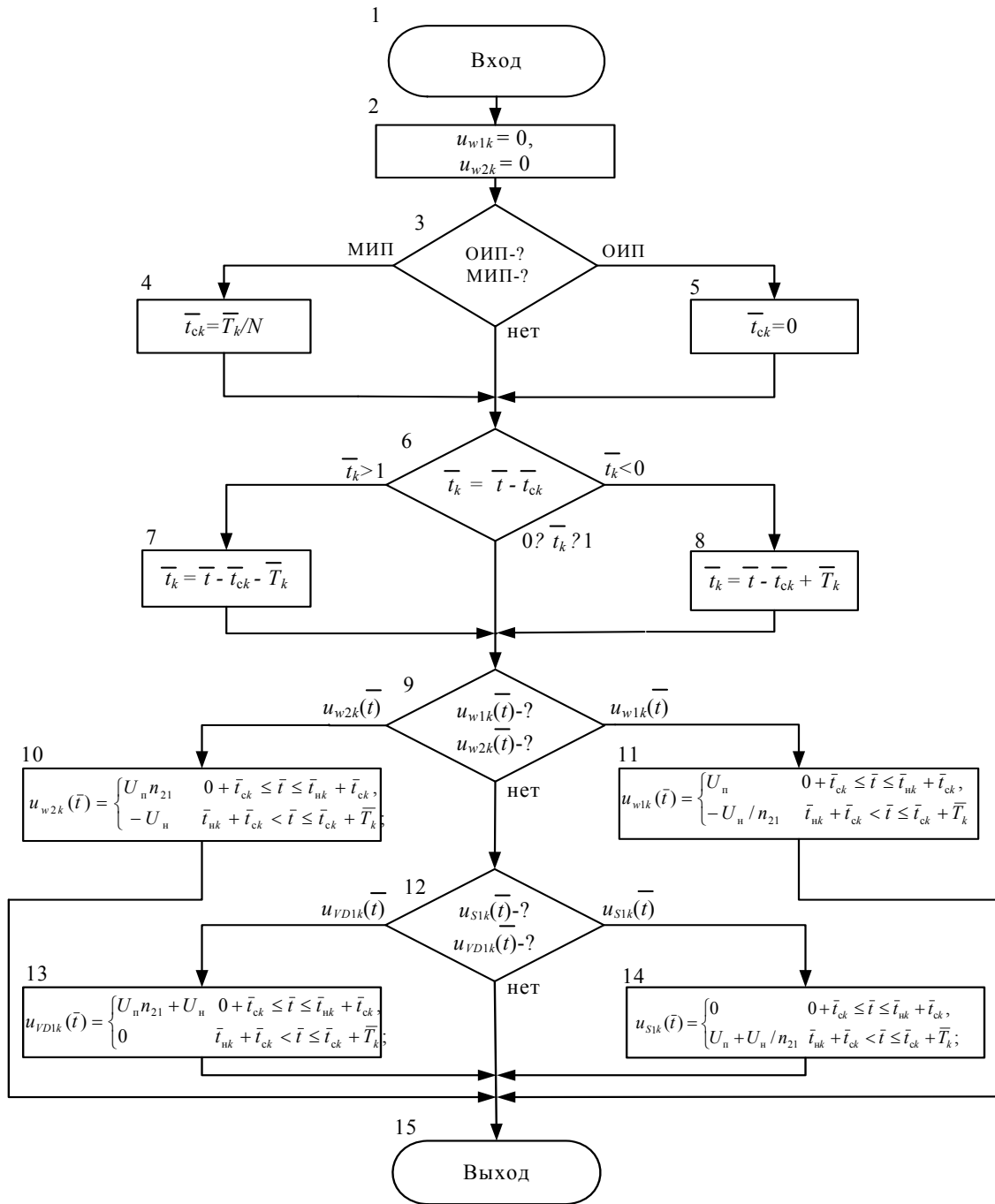


Рисунок 6 – Алгоритм подпрограммы “Напряжения СК” расчета напряжений в СК

На рисунках 7...10 приведены результаты моделирования на ЭВМ с использованием математической модели (1)...(14) и алгоритмов рисунков 4...6.

Полученные математические модели и алгоритмы расчёта позволяют моделировать электрические процессы в импульсных преобразователях модульной структуры: временные диаграммы напряжений на диодах VD_{1k} (рис. 7, а), на ключах S_{1k} (рис. 7, б) в k -х СК, напряжений на первичных W_{1k} (рис. 8, а) и вторичных W_{2k} (рис. 8, б) обмотках дросселей; токов во входной цепи ЦСТП (рис. 9, а), в силовых ключах S_{1k} и обмотках W_{1k} дросселей $1, 2, \dots, N$ СК (рис. 9, а) и токов в выходной цепи ЦСТП, в диодах VD_{1k} и обмотках W_{2k} дросселей $1, 2, \dots, N$ СК (рис. 9, б) и токов преобразователей ППН с однофазным (рис. 10, а, в) и многофазным (рис. 10, б, г) принципом преобразования. Это позволяет определить влияние режимов функционирования и принципов

преобразования (однофазный и многофазный) на электрические процессы преобразователей при решении задач исследования и проектирования.

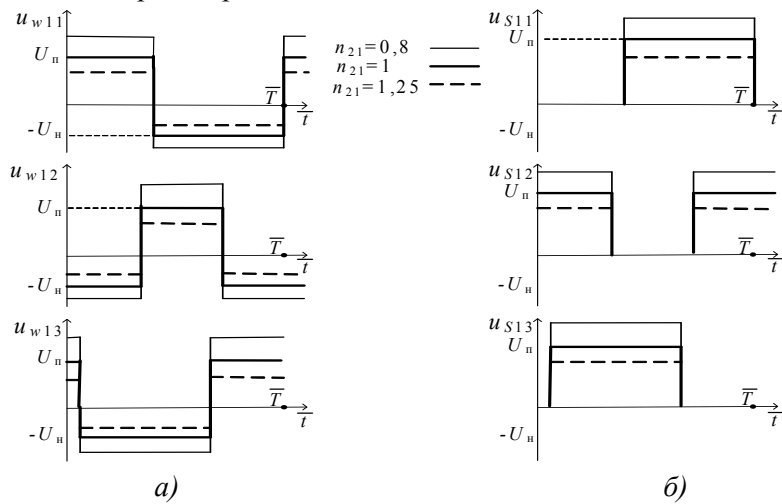


Рисунок 7 – Временные диаграммы напряжений $u_{w1k}(\bar{t})$ (а), $u_{S1k}(\bar{t})$ (б) при $\kappa_n = 0,4$ и $n_{21} = 1$, $n_{21} = 0,8, n_{21} = 1,25$

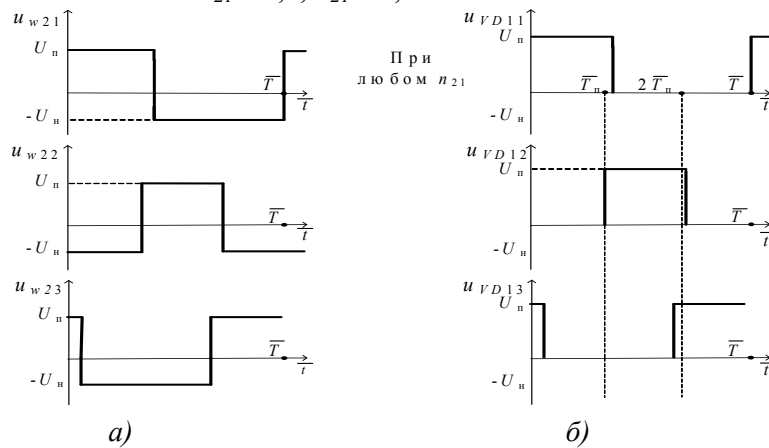


Рисунок 8 – Временные диаграммы напряжений $u_{w2k}(\bar{t})$ (а), $u_{VD1k}(\bar{t})$ (б) при $\kappa_n = 0,4$ и $n_{21} = 1$, $n_{21} = 0,8, n_{21} = 1,25$

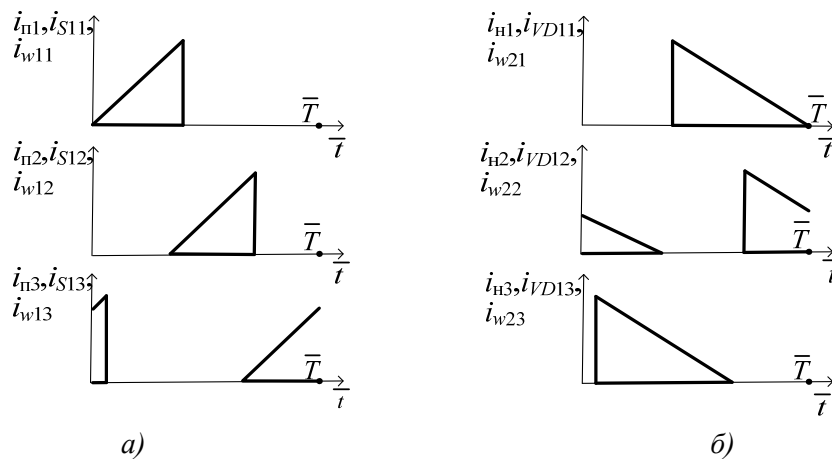


Рисунок 9 – Временные диаграммы токов во входных ЦСТП $i_{ик}(\bar{t})$, $i_{S1k}(\bar{t})$, $i_{w1k}(\bar{t})$ (а) и выходных ЦСТН $i_{ик}(\bar{t})$, $i_{VD1k}(\bar{t})$, $i_{w2k}(\bar{t})$ (б) цепях при $\kappa_n = 0,4$ и $n_{21} = 1$

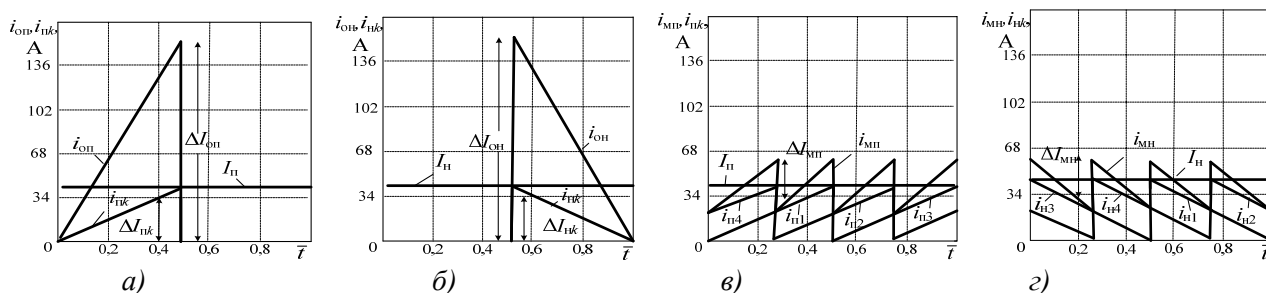


Рисунок 10 – Временные диаграммы токов ОИП и МИП во входных $i_{он}(\bar{t})$ (а), $i_{мп}(\bar{t})$ (в) и в выходных $i_{он}(\bar{t})$ (б), $i_{мп}(\bar{t})$ (з) цепях при $N = 4$, $U_H = const$, $\kappa_H = 0,5$

По результатам данной статьи можно сделать следующие выводы:

1. Разработаны принципы и алгоритмы моделирования электрических процессов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами инвертирующего типа с автотрансформаторным (трансформаторным) включением дросселей сглаживающих фильтров с граничным режимом функционирования.

2. Предложенные 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:

- позволяют моделировать мгновенные значения токов и напряжений в элементах силовой части в отдельно взятых k -х СК и токов во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры в целом;

- позволяют исследовать и устанавливать влияние на характер электрических процессов параметров элементов силовой части и параметров сигналов управления в режимах стабилизации и слежения, показано влияние коэффициента трансформации дросселя n_{21} на характер электрических процессов в отдельно взятых силовых каналах СК.

Литература

1. Кадацкий А.Ф. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования / Кадацкий А.Ф., Русу А.П. // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 1. – С. 11 – 17.
2. 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.
3. Кочетков А.В. Влияние режима работы силовых каналов понижающего типа на выходные пульсации многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения / А.В. Кочетков // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – № 1. – С. 20 – 30.
4. Мелешин В.И. – Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В.И. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
5. Кадацкий А.Ф. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу // Электричество. – 2005. – № 9. – С. 43–54.