

УДК 621.362.2

**МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ
МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ
ПОНИЖАЮЩЕГО ТИПА**

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

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,
65029, Украина, г. Одесса, ул. Кузнечная, 1.
kaferda.tec@onat.edu.ua*

**МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ І АЛГОРИТМИ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ
ПРОЦЕСІВ В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ
З СИЛОВИМИ КАНАЛАМИ ЗНИЖУЮЧОГО ТИПУ**

Кадацький А.Ф., Русу О.П., Майстренко О.В., Єрикаліна Т.М., Криль О.С.

*Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
65029, Україна, м. Одеса, вул. Кузнечна, 1
kaferda.tec@onat.edu.ua*

**THE MATHEMATICAL MODELS AND ALGORITHMS FOR MODELING
ELECTRICAL PROCESSES IN THE MODULAR SWITCHED-MODE DC-DC
CONVERTERS WITH POWER CHANNELS OF BUCK TYPE**

Kadatskyy A.F., Rusu A.P., Maystrenko O.V., Erykalina T.N., Kril A.S.

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,
1 Kuznechna St., Odessa, 65029, Ukraine
kaferda.tec@onat.edu.ua*

Аннотация. Приведены и систематизированы математические модели, описывающие электрические процессы импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселей сглаживающих фильтров с граничным режимом функционирования. С использованием предложенных математических моделей приведены алгоритмы моделирования электрических процессов в преобразователях электрической энергии модульной структуры понижающего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с граничным режимом функционирования. Приведены результаты моделирования электрических процессов в преобразователях электрической энергии модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с автотрансформаторным включением дросселей сглаживающих фильтров с граничным режимом функционирования. Показано, что предложенные математические модели и алгоритмы на их основе позволяют моделировать электрические процессы импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры и с однофазным, и с многофазным принципами преобразования с силовыми каналами понижающего типа с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселей сглаживающих фильтров с граничным режимом функционирования.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, многофазный, однофазный принципы преобразования, модульная структура преобразователя, силовой канал, граничный режим функционирования, математическая модель.

Анотація. Наведено та систематизовано математичні моделі, що описують електричні процеси імпульсних перетворювачів постійної напруги модульної структури з силовими каналами

знижуючого типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселів згладжувальних фільтрів з граничним режимом функціонування. З використанням запропонованих математичних моделей наведено алгоритми моделювання електричних процесів у перетворювачах електричної енергії модульної структури знижуючого типу при однофазному і багатofазному принципах перетворення з граничним режимом функціонування. Надані результати моделювання електричних процесів у перетворювачах електричної енергії модульної структури знижуючого типу при однофазному і багатofазному принципах перетворення з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселів згладжувальних фільтрів з граничним режимом функціонування. Показано, що запропоновані математичні моделі та алгоритми на їх основі дозволяють моделювати електричні процеси імпульсних перетворювачів постійної напруги модульної структури і з однофазним, і з багатofазним принципами перетворення з силовими каналами знижуючого типу з автотрансформаторним і трансформаторним включенням дроселів згладжувальних фільтрів з граничним режимом функціонування.

Ключові слова: імпульсний перетворювач напруги, багатofазний, однофазний принцип перетворення, модульна структура перетворювача, силовий канал, граничний режим функціонування, математична модель.

Abstract. This article presents the systematized mathematical models of electrical processes in the modular switched-mode buck DC-DC converters with autotransformer and transformer inclusion of an inductor and with boundary mode operation. The algorithms for modeling electrical processes in the modular switched-mode buck DC-DC converters with boundary mode operation for single-phase and multiphase modes of conversion are shown. The results of modeling electrical processes in the modular switched-mode buck DC-DC converters with boundary-mode operation for single-phase and multiphase modes of conversion and for autotransformer and transformer inclusion of an inductor are shown. It is shown that the proposed mathematical models and algorithms can use for modeling electrical processes in the modular switched-mode buck DC-DC converters with autotransformer and transformer inclusion of an inductor and with boundary mode operation.

Key words: switched-mode converter, multiphase, multiphase and single-phase modes of conversion, modular structure of converter, power channel, boundary mode operation, mathematical model.

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 и регулирования электрической энергии обеспечивает повышение эффективности и надежности, уменьшение веса, габаритов устройств электропитания телекоммуникационных систем [1, 2]. Совершенствование импульсных преобразователей является актуальной задачей [1...10].

В большинстве известных работ, посвященных силовой преобразовательной технике, включая и работы [1...8], рассмотрен широкий круг вопросов совершенствования импульсных преобразователей с **однофазным** принципом преобразования.

В преобразовательной технике широко используется модульное (параллельное и/или последовательное) включение 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 взаимозаменяемых преобразователей меньшей мощности – силовых каналов СК – обладает рядом положительных свойств: повышенной нагрузочной способностью силовых коммутирующих элементов и ППН в целом; повышенным коэффициентом полезного действия (за счет использования маломощных полупроводниковых приборов, но обладающих лучшими параметрами); повышенной надежностью (за счет введения требуемой избыточности на уровне отдельных элементов или отдельных устройств); повышенной технологичностью [11...16].

В работах [9...13] показано, что эффективным методом анализа электрических процессов в импульсных преобразователях и с однофазным [9, 10], и с многофазным

[11...16] принципами преобразования является метод, основанный на выборе в качестве базовых – параметров тока дросселя. Несмотря на ряд решенных вопросов в области импульсного преобразования электрической энергии существует ряд факторов, сдерживающих использование импульсных преобразователей модульной структуры.

Работы [9, 10] посвящены однофазным импульсным преобразователям восьми типов силовых каналов с автотрансформаторным включением дросселей сглаживающих фильтров. Полученные в данных работах результаты не учитывают возможность модульной структуры построения импульсных преобразователей.

В работе [11] выполнен анализ электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с многофазным принципом преобразования, получены математические модели электрических процессов во входных и выходных цепях ППН с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселей. Полученные результаты позволяют определять максимальные и минимальные значения токов, их переменные составляющие во входных и выходных цепях трех основных структур импульсных преобразователей модульной структуры с граничным режимом функционирования силовых каналов. Однако при этом отсутствуют алгоритмы и математические модели, позволяющие моделировать мгновенные значения токов во входных и выходных цепях и элементах отдельно взятых силовых каналов ППН модульной структуры.

В известных работах [12, 13] даны результаты исследования преобразователей модульной структуры с СК **понижающего** и **повышающего** типов, работающих с граничным режимом функционирования, с автотрансформаторным и трансформаторным включением дросселей сглаживающих фильтров. При этом отсутствуют алгоритмы, позволяющие моделировать электрические процессы в импульсных преобразователях модульной структуры.

В работах [14...16] приведены математические модели, алгоритмы моделирования и результаты исследования импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами **инвертирующего** типа с автотрансформаторным включением дросселя при граничном режиме функционирования.

Анализ работ [1...16] показывает, что на сегодняшний день наиболее изучены импульсные преобразователи с ШИМ–регулированием. Отсутствует систематизация математических моделей электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа с граничным режимом функционирования с однофазным и многофазным принципами преобразования. Отсутствуют и алгоритмы для моделирования мгновенных значений токов и напряжений в элементах силовой части в отдельно взятых k -х силовых каналах и токов во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры в целом.

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

Цель статьи – систематизация математических моделей и разработка алгоритмов моделирования электрических процессов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами **понижающего** типа с автотрансформаторным и

трансформаторним включенням дросселей сглаживаючих фільтрів с граничним режимом функціонування.

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

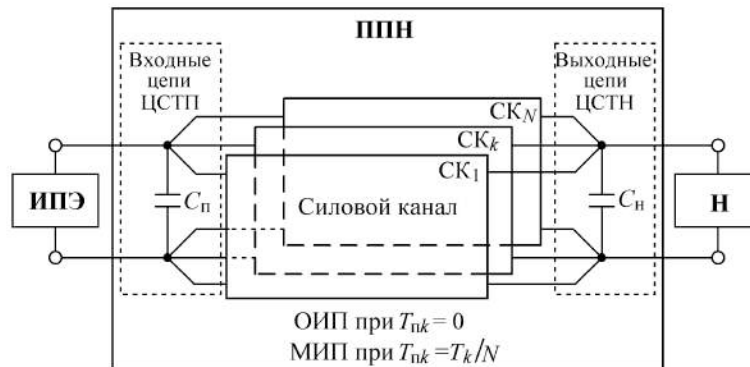


Рисунок 1 – Структурная схема ППН модульной структуры с однофазным (при $T_{nk} = 0$) и многофазным (при $T_{nk} = T_k / N$) принципами преобразования

Синфазное функционирование силовых каналов СК в преобразователях модульной структуры (рис. 1) обеспечивается при равенстве периодов T_k электрических процессов (токов, напряжений) в k -х СК ($T_k = T$) и отсутствии временного сдвига T_{nk} между ними ($T_{nk} = 0$). В этом случае в преобразователях модульной структуры реализуется однофазный принцип преобразования электрической энергии. Во входных и выходных цепях такого однофазного импульсного преобразователя модульной структуры (ОИП – рис. 1 при $T_{nk} = 0$) имеют место электрические процессы такие же, как и в традиционном однофазном импульсном преобразователе равной мощности в цепи нагрузки.

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 $T_k = T$, $T_{nk} = T / N$. В таких многофазных импульсных преобразователях модульной структуры (МИП – рис. 1 при $T_{nk} = T_k / N$) реализуется многофазный принцип преобразования электрической энергии. Использование многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения позволяет уменьшить размеры сглаживающих фильтров за счёт увеличения в N раз частоты переменных составляющих токов $i_{nk}(t)$ и $i_{n\Sigma}(t)$ соответственно в цепях ЦСТП суммирования токов $i_{nk}(t)$ потребления и в цепях ЦСТН суммирования токов $i_{nk}(t)$ нагрузки k -х силовых каналов СК.

На практике широко используется 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, а, б) или трансформаторной схеме (рис. 2, в) с коэффициентом трансформации $n_{21k} = n_{21}$ (где $n_{21k} = W_{2k} / W_{1k}$, $n_{21} = W_2 / W_1$). Это позволяет уменьшить потери мощности, изменить (уменьшить или увеличить) напряжения на силовых коммутирующих ключах управляемых S_{1k} , неуправляемых VD_{1k} по сравнению с силовыми каналами с однообмоточными дросселями (рис. 2, в). В частном случае при $W_1 = W_2$, $n_{21} = W_2 / W_1 = 1$ первичная и

вторичная обмотки могут быть совмещены (рис. 2, в) или выполнены из двух параллельно включенных.

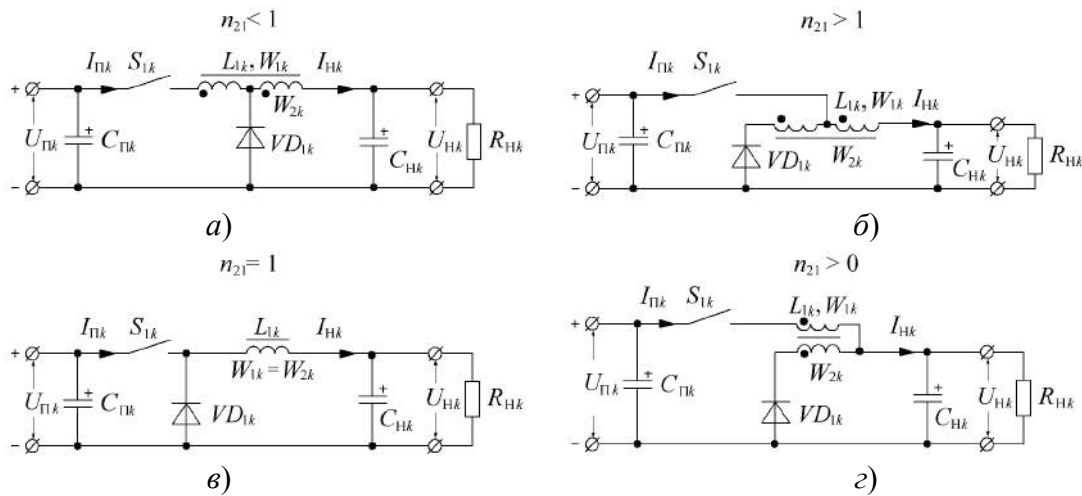


Рисунок 2 – Силовые каналы понижающего типа с автотрансформаторным включением дросселя при $n_{21} < 1$ (а); $n_{21} > 1$ (б); $n_{21} = 1$ (в) и с трансформаторным при коэффициентах трансформации $n_{21} \leq 1$, $n_{21} > 1$ (г)

Использование граничного режима функционирования в отдельно взятых силовых каналах СК позволяет дополнительно уменьшить энергетические потери (динамические) в преобразователях (за счет снижения потерь мощности при переключении силовых управляемых S_{1k} и неуправляемых VD_{1k} ключей). При граничном режиме функционирования обеспечивается в k -х силовых каналах СК в каждом периоде T_k переход силового коммутирующего управляемого ключа S_{1k} в замкнутое проводящее состояние в моменты времени, когда ток $i_{Lk}(t)$ дросселя, уменьшаясь, достигает нулевого значения.

При моделировании электрических процессов преобразователей модульной структуры целесообразно использовать математическую модель, в которой в качестве базовых выбраны параметры токов $i_{Lk}(t)$ дросселя и время t_k k -го СК:

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

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

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

$$I_{m1k} = (U_{Пк} - U_{Нк}) t_{Hk} / L_{1k}, \quad I_{m2k} = I_{m1k} / n_{21k}; \quad (3)$$

$$u_{W_{1k}}(t) = \begin{cases} U_{mH W_{1k}} = U_{пк} - U_{нк} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ U_{mB W_{1k}} = -U_{нк} / n_{21k} & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (4)$$

$$u_{W_{2k}}(t) = \begin{cases} U_{mH W_{2k}} = (U_{пк} - U_{нк}) n_{21k} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ U_{mB W_{2k}} = -U_{нк} & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (5)$$

$$u_{S_{1k}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ U_{m S_{1k}} = U_{пк} + U_{нк} (1 - n_{21k}) / n_{21k} & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{VD_{1k}}(t) = \begin{cases} U_{mVD_{1k}} = U_{пк} n_{21k} + U_{н} (1 - n_{21k}) & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ 0 & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k; \end{cases} \quad (7)$$

$$t_k = \begin{cases} t - t_{ck} + T_k & \text{при } t - t_{ck} < 0, \\ t - t_{ck} & \text{при } 0 \leq t - t_{ck} < T_k, \\ t - t_{ck} - T_k & \text{при } t - t_{ck} > T_k; \end{cases} \quad (8)$$

$$t_{ck} = \begin{cases} T_k (k - 1) / N & \text{для МИП,} \\ 0 & \text{для ОИП,} \end{cases} \quad (9)$$

где I_{m1k} и I_{m2k} – размахи пульсаций токов $i_{L_{пк}}(t)$ и $i_{L_{нк}}(t)$ соответственно в первичной обмотке с числом витков W_{1k} и во вторичной обмотке с числом витков W_{2k} силового дросселя выходного сглаживающего фильтра на интервалах времени соответственно накопления $t_{нк}$ и возврата $t_{вк}$ k -го СК; t_{ck} – временной сдвиг электрических процессов k -го СК относительно начала цикла преобразования первого силового канала СК₁; T_k – период электрических процессов в k -м СК, t_k – текущее время k -го СК; $u_{S_{1k}}(t)$ и $U_{m S_{1k}}$ – напряжения (между коллектором – эмиттером, стоком – истоком, ...) соответственно мгновенное и амплитудное управляемого ключа S_{1k} ; $u_{VD_{1k}}(t)$ и $U_{mVD_{1k}}$ – напряжения (между катодом и анодом) соответственно мгновенное и амплитудное неуправляемого ключа – диода VD_{1k} k -го СК; $u_{W_{1k}}(t)$ и $U_{mH W_{1k}}$, $U_{mB W_{1k}}$ – напряжения соответственно мгновенное и амплитудные на интервалах: $t_{н}$ – накопления, $t_{в}$ – возврата на первичных обмотках с числами витков W_{1k} ; $u_{W_{2k}}(t)$, $U_{mH W_{2k}}$, $U_{mB W_{2k}}$ – напряжения соответственно мгновенное и амплитудные на интервалах: $t_{н}$ накопления, $t_{в}$ – возврата на вторичных обмотках с числами витков W_{2k} , дросселей сглаживающих фильтров k -х силовых каналов СК; $U_{пк}$, $U_{нк}$ – напряжения соответственно питания и нагрузки k -х СК ППН.

Математическая модель (1)...(9) учитывает трансформаторное и автотрансформаторное включение дросселей сглаживающих фильтров ($n_{21} \leq 1$, $n_{21} \geq 1$), наличие (при $t_{ck} \neq 0$) и отсутствие (при $t_{ck} = 0$) временного сдвига между электрическими процессами k -х СК. Это позволяет учесть и однофазный (при $t_{ck} = 0$), и многофазный (при $t_{ck} = T_k / N$), и асинхронный (при $t_{ck} > 0$) принципы функционирования импульсных преобразователей модульной структуры и упростить алгоритмы моделирования электрических процессов.

Математическая модель (1)...(9) позволяет моделировать электрические процессы и в элементах и цепях отдельно взятого k -го силового канала СК, и во входных и в выходных цепях импульсных преобразователей модульной структуры при однофазном и многофазном принципах функционирования.

Мгновенные значения входных токов $i_{пк}(t)$, потребляемых k -ми силовыми каналами СК от ИПЭ, токов $i_{S1k}(t)$ силовых управляемых ключей S_{1k} , токов $i_{w1k}(t)$ первичных обмоток W_{1k} силовых дросселей определяются токами $i_{Lk}(t)$ дросселей на интервалах накопления $t_{нк}$ (рис. 3). Используя соотношения (1) и (2), получим

$$i_{пк}(t) = i_{S1k}(t) = i_{w1k}(t) = i_{Lk}(t) = \begin{cases} I_{m1k} \frac{t_k}{t_{нк}} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ 0 & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k. \end{cases} \quad (10)$$

Мгновенные значения выходных токов $i_{нк}(t)$ – токов нагрузки k -х СК определяются токами $i_{Lk}(t)$ дросселей: соответственно на интервалах накопления токами $i_{Lнк}(t)$, на интервалах возврата токами $i_{Lвк}(t)$. Используя (2) и (3), запишем

$$i_{нк}(t) = \begin{cases} I_{m1k} \frac{t_k}{t_{нк}} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{нк} - t_k}{t_{вк}} \right) & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k. \end{cases} \quad (11)$$

Мгновенные значения токов $i_{VD1k}(t)$ диодов VD_{1k} , токов $i_{w2k}(t)$ вторичных обмоток W_{2k} определяются токами $i_{нк}(t)$ на интервалах возврата. Используя (3), определим $i_{VD1k}(t)$ и $i_{w2k}(t)$ как

$$i_{VD1k}(t) = i_{w2k}(t) = i_{Lвк}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{нк} + t_{ck}, \\ I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{нк} - t_k}{t_{вк}} \right) & \text{при } t_{нк} + t_{ck} < t \leq t_{ck} + T_k. \end{cases} \quad (12)$$

На рис. 3 для k -го силового канала СК (при $k = 1$) для $n_{21} = 1$ (а), $n_{21} < 1$ (б) и $n_{21} > 1$ (в) в режиме стабилизации напряжения в цепи нагрузки даны токи: $i_{пк}(t)$ – входной, потребляемый от источника ИПЭ и протекающий через цепь ЦСТП, и $i_{нк}(t)$ – выходной (ток нагрузки), протекающий через цепь ЦСТН.

Размахи пульсаций $\Delta I_{пк}$ токов потребления $i_{пк}(t)$, ΔI_{S1k} токов $i_{S1k}(t)$ управляемых ключей S_{1k} и ΔI_{w1k} токов $i_{w1k}(t)$ первичных обмоток W_{1k} k -х СК определяются размахами I_{m1k} пульсаций токов дросселей на интервалах накопления $t_{нк}$:

$$\Delta I_{пк} = \Delta I_{S1k} = \Delta I_{w1k} = I_{m1k}. \quad (13)$$

Размахи пульсаций $\Delta I_{нк}$ токов нагрузки $i_{нк}(t)$ k -х СК определяются как

$$\Delta I_{nk} = \begin{cases} I_{m1k} & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ I_{m2k} & \text{при } n_{21} \leq 1. \end{cases} \quad (14)$$

Размахи пульсаций ΔI_{VD1k} токов $i_{VD1k}(t)$ диодов VD_{1k} и ΔI_{w2k} токов $i_{w2k}(t)$ вторичных обмоток W_{2k} k -х СК определяются размахами I_{m2k} токов $i_{Lk}(t)$ дросселей на интервалах возврата:

$$\Delta I_{VD1k} = \Delta I_{w2k} = I_{m2k}. \quad (15)$$

В режиме стабилизации для напряжения в цепи нагрузки ППН обеспечивается $U_H = \text{const}$. При коэффициенте $n_{21} = 1$ независимо от напряжения U_H (коэффициента $k_H = f(U_H)$) размах пульсации $\Delta I_{m2k} = \Delta I_{m1k} = \text{const}$, соответственно и $\Delta I_{nk} = \Delta I_{VD1k} = \Delta I_{w2k} = \text{const}$ – (рис. 3, а). При обеспечении $k_H = \text{const}$ и $L_{1k} = \text{const}$ при $n_{21} < 1$ происходит уменьшение ΔI_{m1k} и увеличение ΔI_{m2k} , а при $n_{21} > 1$ – увеличение ΔI_{m1k} и уменьшение ΔI_{m2k} по сравнению с $n_{21} = 1$ (рис. 3).

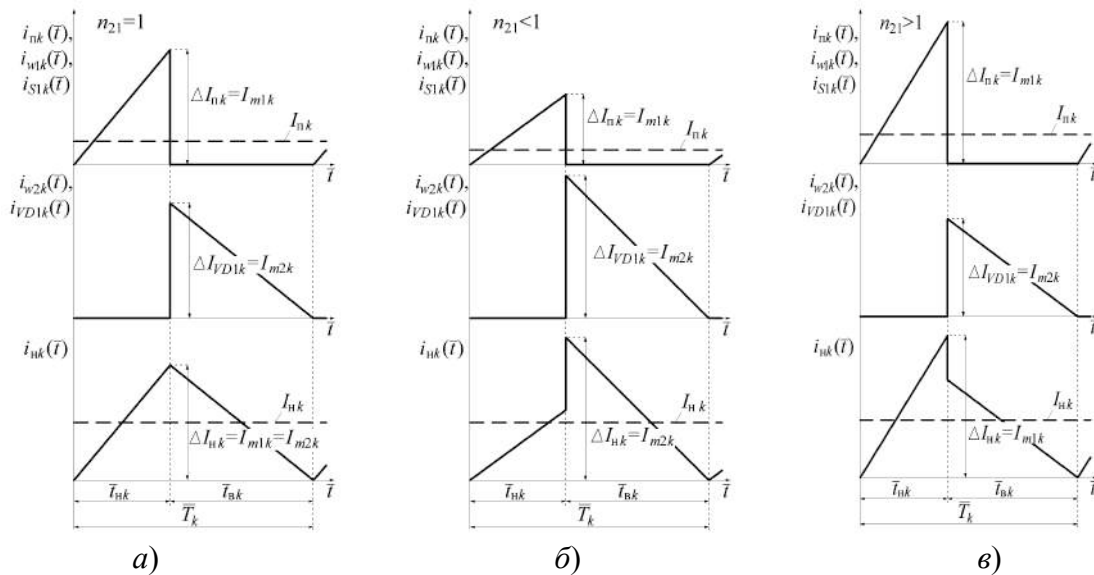


Рисунок 3 – Временные диаграммы токов k -го ($k = 1$) силового канала СК при $n_{21} = 1$ (а); $n_{21} < 1$ (б); $n_{21} > 1$ (в) при $U_H = \text{const}$

В преобразователях модульной структуры (рис. 1) во входных ЦСТП и выходных ЦСТН цепях протекают токи соответственно $i_{n\Sigma}(t)$ (рис. 4) и $i_{H\Sigma}(t)$ (рис. 5) и при однофазном, и при многофазном принципах преобразования, которые являются суммами токов соответственно потребления $i_{nk}(t)$ (рис. 4) и нагрузки $i_{nk}(t)$ (рис. 5) k -х силовых каналов:

$$i_{n\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{nk}(t), \quad i_{H\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{nk}(t), \quad (16)$$

где $i_{nk}(t)$, $i_{nk}(t)$ определяются в соответствии с (10), (11).

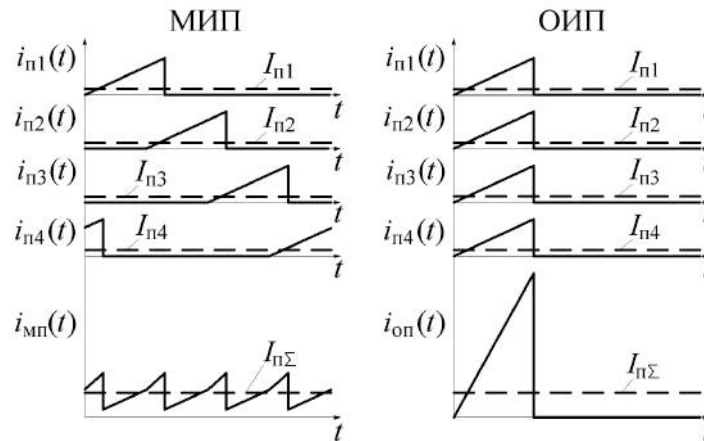


Рисунок 4 – Временные диаграммы токов во входных цепях ЦСТП ППН

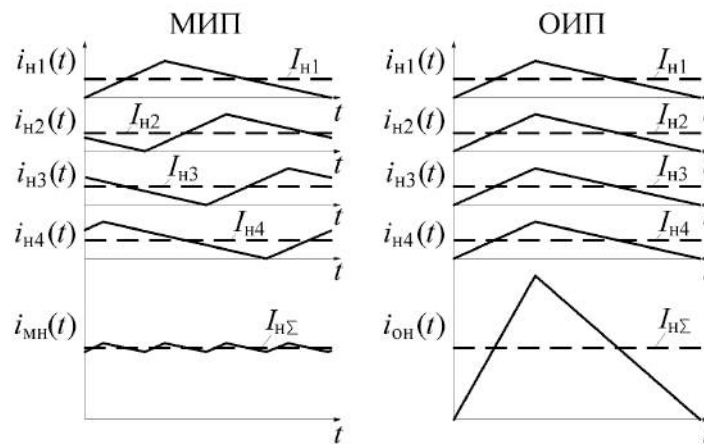


Рисунок 5 – Временные диаграммы токов в выходных цепях СТН ППН

Учитывая, что соотношения (10), (11) справедливы и для однофазного, и для многофазного принципов преобразования (см. соотношения (1), (2), (3), (8), (9)), поэтому суммарные токи потребления и нагрузки при однофазном $i_{оп}(t)$ и $i_{он}(t)$ и многофазном $i_{мп}(t)$ и $i_{мн}(t)$ принципах преобразования определим как

$$i_{оп}(t) = i_{мп}(t) = i_{п\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{пk}(t), \quad i_{он}(t) = i_{мн}(t) = i_{н\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{нк}(t). \quad (17)$$

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

Математическая модель (1)...(17) 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, моделирования, анализа, синтеза и т.п.

С использованием (1)...(17) на рис. 6 приведён алгоритм программного модуля расчёта временных зависимостей:

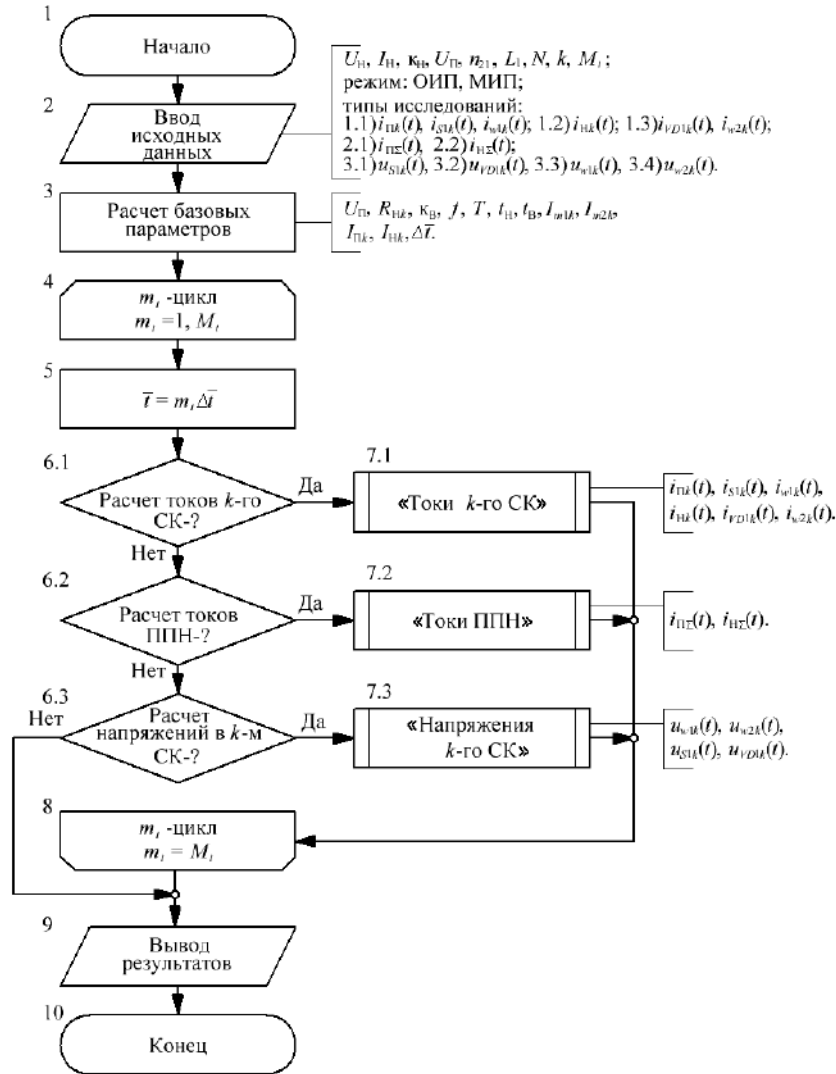


Рисунок 6 – Алгоритм расчета электрических процессов ППН

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

2. Токов $i_{пΣ}(t)$ – во входных ЦСТП и $i_{нΣ}(t)$ – выходных ЦСТН цепях преобразователей соответственно с однофазным $i_{оп}(t), i_{он}(t)$ и многофазным $i_{мп}(t), i_{мн}(t)$ принципами преобразования – блоки 6.2 и 7.2.

3. Напряжений $u_{S1k}(t), u_{VD1k}(t)$ и $u_{w1k}(t), u_{w2k}(t)$ соответственно на ключах: управляемых S_{1k} , неуправляемых VD_{1k} и обмотках: первичных с числами витков W_{1k} , вторичных с числами витков W_{2k} дросселей сглаживающих фильтров k -х силовых каналов – блоки 6.3 и 7.3.

Моделируемые токи и напряжения в отдельно взятых силовых каналах и преобразователях в целом являются функциями времени $f(t)$. Точность расчета этих функций зависит от величины интервала времени $\Delta t = T / M_i$ (где M_i - число временных интервалов, на которое разбивается период T преобразования). При исследованиях

используется (блок 5) 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 \bar{t} 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 $\kappa_n = \kappa_{нк}$ (или напряжения $U_{нк} = U_n$ источника питания), коэффициент трансформации $n_{21} = n_{21k}$, граничное значение индуктивности $L_{1k} = L_1$, количество силовых каналов N , k – номер k -го силового канала ($k = 1, 2, \dots, N$), число временных интервалов M_t , режим работы (однофазный – ОИП или многофазный – МИП), типы исследования:

1. Токи k -го силового канала СК: 1.1) ток $i_{нк}(t)$ потребления, ток $i_{S1k}(t)$ силового ключа S_{1k} и ток $i_{w1k}(t)$ первичной обмотки дросселя сглаживающего фильтра; 1.2) ток $i_{нк}(t)$ нагрузки; 1.3) ток $i_{VD1k}(t)$ диода VD_{1k} и ток $i_{w2k}(t)$ вторичной обмотки дросселя сглаживающего фильтра.

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

3. Напряжения k -го силового канала СК: 3.1) напряжения $u_{S1k}(t)$ ключей S_{1k} ; 3.2) напряжения $u_{VD1k}(t)$ диодов VD_{1k} ; 3.3) напряжения $u_{w1k}(t)$ первичных обмоток (с числами витков W_{1k}) дросселей сглаживающих фильтров; 3.4) напряжения $u_{w2k}(t)$ вторичных обмоток (с числами витков W_{2k}) дросселей сглаживающих фильтров.

В блоке 3 рассчитываются с использованием математической модели базовые параметры k -го силового канала СК: сопротивления нагрузок $R_{нк} = U_n / I_{нк}$, ($I_{нк} = I_n / N$); коэффициенты возврата $\kappa_{вк} = 1 - \kappa_{нк}$; напряжения источников питания $U_{пк} = U_n$, $U_n = U_n (1 + \kappa_n n_{21} - \kappa_n) / (\kappa_n n_{21})$ (или коэффициентов накопления $\kappa_{нк} = \kappa_n$); частоты преобразования $f_k = f$, $f = U_n R_{нк} (U_n U_n - U_n^2) / 2L_1 U_n (U_n n_{21k} + U_n (1 - n_{21k}))^2$; периоды преобразования $T_k = 1/f_k$; $T_k = T$, длительности интервалов времени накопления $t_{нк} = t_n$, $\bar{t}_n = \kappa_n$; длительности интервалов времени возврата $t_{вк} = t_b$, $t_b = T - t_n$; размахи пульсаций токов первичных обмоток $I_{m1} = (U_n - U_n) t_n / L_1$, ($I_{m1k} = I_{m1}$); размахи пульсаций токов вторичных обмоток $I_{m2} = I_{m1} / n_{21}$, ($I_{m2k} = I_{m2}$); средние токи потребления $I_{пк} = (\kappa_{нк} n_{21} - 1) 0,5 I_{m2k}$, ($I_{пк} = I_n$); средние токи нагрузки $I_{нк} = I_n / N_{ск}$, 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 СК используются соответственно блоки 6.1 и 7.1, 6.2 и 7.2, 6.3 и 7.3.

Подпрограмма «Токи k -го СК» – исследования временных зависимостей токов k -го силового канала СК: $i_{нк}(t)$, $i_{S1k}(t)$ и $i_{w1k}(t)$ (соответственно потребляемый ток, ток силового ключа S_{1k} и ток первичной обмотки дросселя сглаживающего фильтра) и $i_{нк}(t)$, $i_{VD1k}(t)$ и $i_{w2k}(t)$ (соответственно выходной ток, ток диода VD_{1k} и ток вторичной обмотки дросселя сглаживающего фильтра) выполнена (рис. 7, а) с использованием соотношений (10), (11),

(12). Режимы однофазный – ОИП или многофазный – МИП учитывают блоки 3, 4 и 5 в соответствии с (9). Текущее время \bar{t}_k k -го СК определяется в блоках 6, ..., 9 с учётом соотношения (8).

В блоке 10 осуществляется переход от относительного времени \bar{t}_k к абсолютному времени $t_k = \bar{t}_k T_k$.

Мгновенные значения токов $i_{пк}(t)$, $i_{с1к}(t)$ и $i_{w1к}(t)$ k -го СК в соответствии с (10) определяются в блоке 12, тока $i_{пк}(t)$ в соответствии с (11) – в блоке 14, токов $i_{VD1к}(t)$, $i_{w2к}(t)$ в соответствии с (12) – в блоке 15.

Подпрограмма «Токи ППН» – исследования суммарных токов во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры выполнена (рис. 7, б) с использованием соотношения (17). 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 t обеспечивается (блок 4) определение токов или $i_{пк}(t)$, или $i_{нк}(t)$ (подпрограмма «Токи k -го СК» – рис. 7, а). В блоке 5 обеспечивается в соответствии с соотношениями (17) в зависимости от исследования суммирование токов $i_{пк}(t)$ или $i_{нк}(t)$.

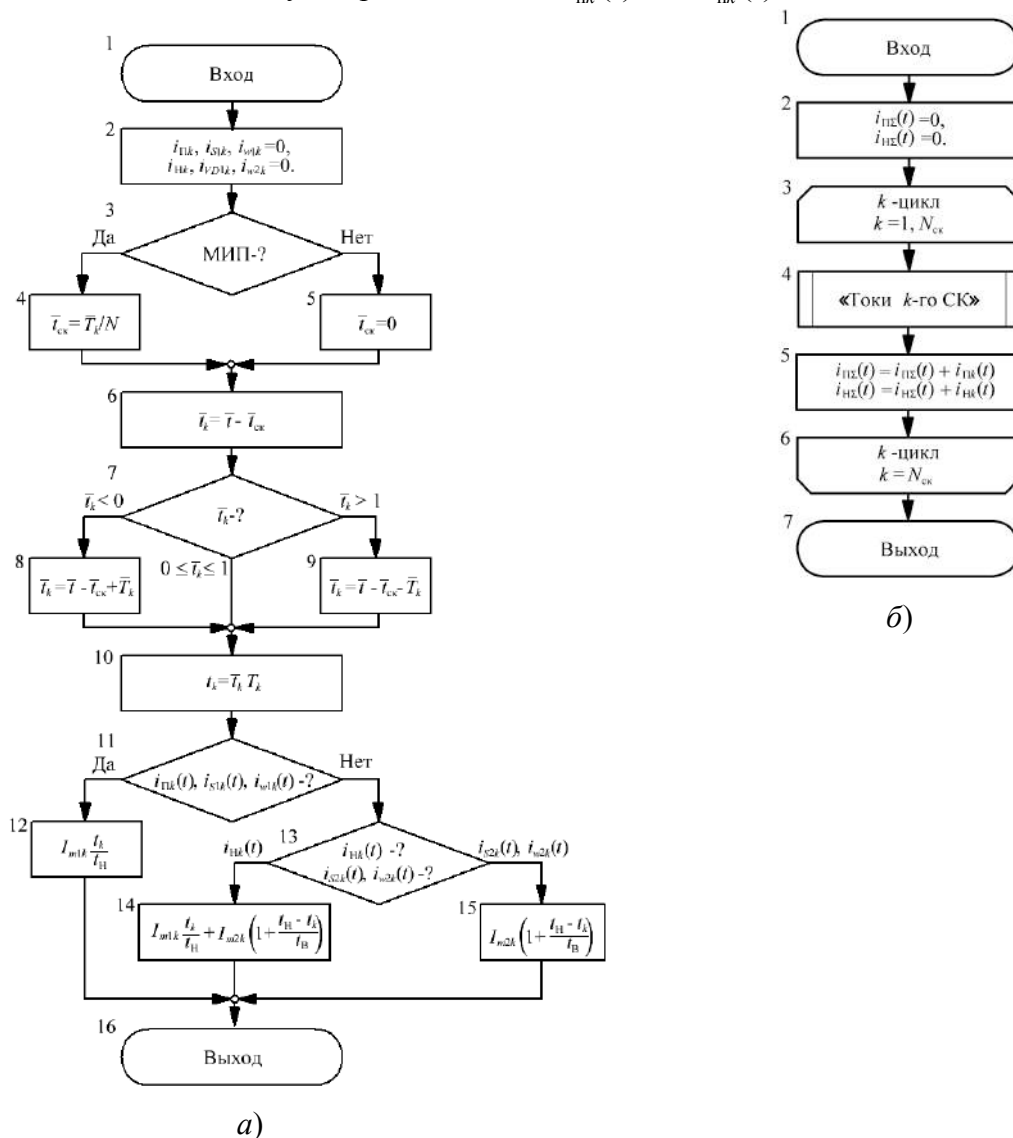


Рисунок 7 – Алгоритмы подпрограмм «Токи k -го СК» (а), «Токи ППН» (б)

С использованием соотношений (4)...(7) выполнена (рис. 8) подпрограмма «Напряжения k -го СК» – исследования временных зависимостей напряжений $u_{VD1k}(t)$ диода VD_{1k} , $u_{S1k}(t)$ ключа S_{1k} k -го силового канала СК, напряжений первичной $u_{w1k}(t)$ и вторичной $u_{w2k}(t)$ обмоток дросселя k -го силового канала СК. С использованием отношения (9) учитываются (блоки 3, 4 и 5) режимы (однофазный – ОИП или многофазный – МИП). С учётом соотношения (8) определяется (блоки 6, ..., 9) текущее время \bar{t}_k k -го СК.

В соответствии с соотношениями (4), (5) определяются мгновенное значение или напряжение $u_{w1k}(t)$ первичной обмотки или напряжение $u_{w2k}(t)$ вторичной обмотки дросселя k -го силового канала СК (соответственно блоки 12.1 $u_{w1k}(t)$ или 12.2 $u_{w2k}(t)$). В соответствии с соотношениями (6) или (7) определяется или $u_{S1k}(t)$ (в блоке 12.3) или $u_{VD1k}(t)$ (в блоке 12.4) соответственно мгновенное значение напряжения $u_{S1k}(t)$ ключа S_{1k} или напряжения $u_{VD1k}(t)$ диода VD_{1k} .

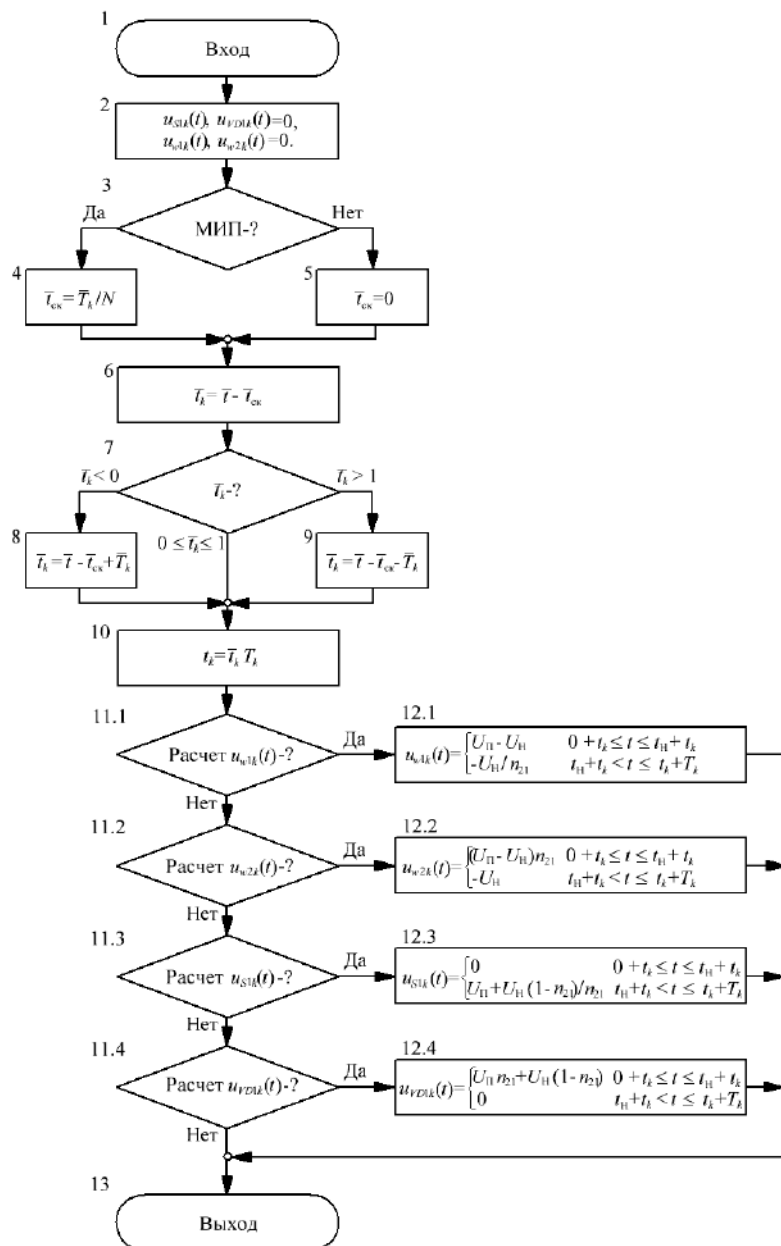


Рисунок 8 – Алгоритм подпрограммы «Напряжения k -го СК»

С использованием математической модели (1)...(17) и алгоритмов на рис. 6...8 на рис. 3...5, 9, 10 даны результаты моделирования на ЭВМ.

Из результатов моделирования следует, что математическая модель (1)...(17) и алгоритмы (рис. 6...8) позволяют моделировать электрические процессы (токи (рис. 3...5) и напряжения (рис. 9, 10, 11)) в отдельно взятых k -х силовых каналах СК импульсных преобразователей модульной структуры и с однофазным, и с многофазным принципами преобразования при автотрансформаторном и трансформаторном включении дросселей сглаживающих фильтров. Это позволяет учесть влияние параметров элементов в отдельно взятых k -х силовых каналах режимов их функционирования и принципов преобразования (однофазный и многофазный) на электрические процессы преобразователей при решении задач исследования и проектирования.

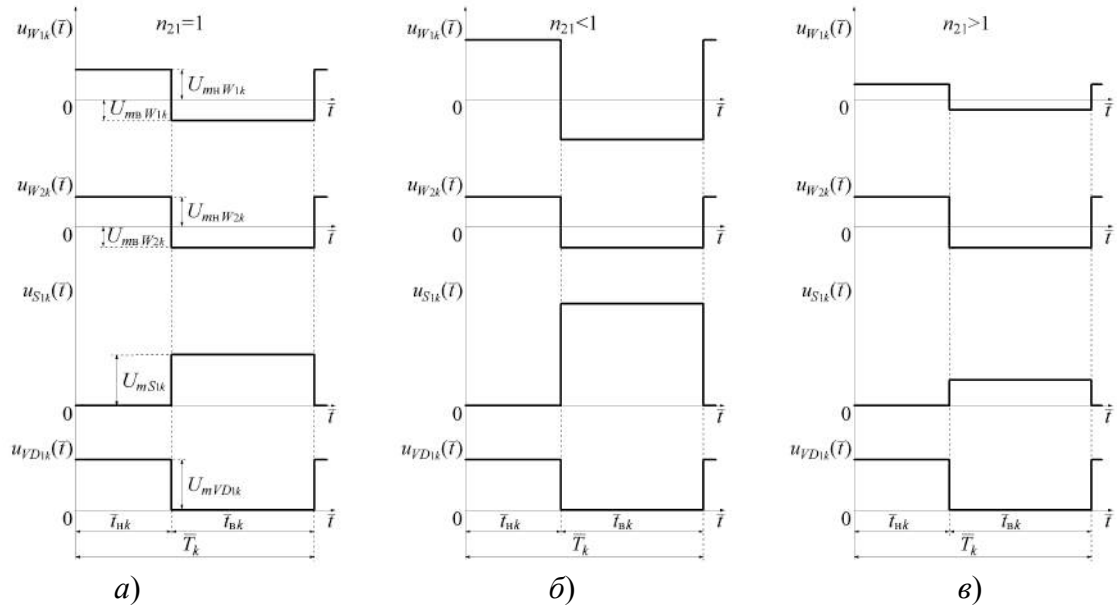


Рисунок 9 – Временные диаграммы напряжений $u_{w1k}(t)$, $u_{w2k}(t)$, $u_{S1k}(t)$, $u_{VD1k}(t)$ при $k_H = 0,4$ при $n_{21}=1$ (а), $n_{21}<1$ (б), $n_{21}>1$ (в)

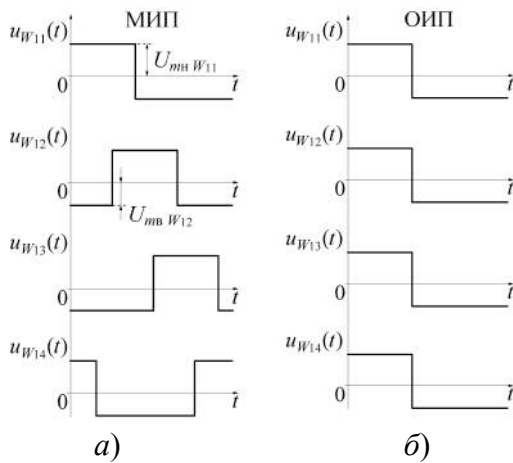


Рисунок 10 – Временные диаграммы напряжений $u_{w1k}(t)$, первичных обмоток дросселей k -х СК при $k = 4$, $k_H = 0,4$ и $n_{21}=1$: МИП (а) и ОИП (б)

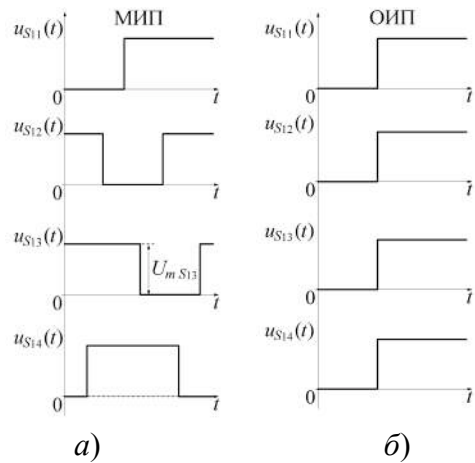


Рисунок 11 – Временные диаграммы напряжений $u_{S1k}(t)$, управляемых ключей k -х СК при $k = 4$, $k_H = 0,4$ и $n_{21}=1$: МИП (а) и ОИП (б)

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.

Выводы:

1. Предложена и систематизирована математическая модель электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа с граничным режимом функционирования с однофазным и многофазным принципами преобразования.

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

3. Математические модели и алгоритмы позволяют моделировать мгновенные значения токов и напряжений в элементах силовой части в отдельно взятых k -х силовых каналах 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.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В.И. – М.: Техносфера, – 2005. – С. 632.
2. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: учеб. пособ. [для бакалавров]. – [5-е изд., испр. и доп.] / Зиновьев Г.С. – М.: Юрайт, 2012. – 667 с.
3. Seddik Bacha Power electronic converters modeling and control / Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu. London: Springer-Verlag, – 2014 – 454 p. ISSN 1439-2232, ISBN 978-1-4471-5477-8, ISBN 978-1-4471-5478-5 (eBook), DOI 10.1007/978-1-4471-5478-5
4. Raymond A. Mack, Jr. Demystifying Switching Power Supplies / Raymond A. Mack, Jr. Amsterdam ; Newnes, Boston, – 2005 – 323 p. ISBN 0-7506-7445-8.
5. Angel V. Peterchev Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications / Angel V. Peterchev // A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. Graduate division of the university of California, Berkeley, 2005 – 159.
6. B. Johansson Improved Models for DC-DC Converters Department of Industrial Engineering and Automations. Lund University. – 2003 – 353 p.
7. R. Severns and G.E. Bloom, Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits, New York: Van Nostrand Reinhold, 1985. – 342 p.
8. Switch-mode power supply reference manual –SMPSRM. On Semiconductor. – 2014, 71 p.
9. 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.
10. Кадацкий А.Ф. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования дросселей / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2004. – № 3. – С. 10 – 16.
11. 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.
12. 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.
13. Кадацкий А.Ф. Электрические процессы импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа с граничным режимом функционирования / А.Ф. Кадацкий, А.В. Кочетков, О.В. Швец // Цифровые технологии. – 2012. – № 11. – С. 140 – 152.

14. Кадацкий А.Ф. Пульсации токов импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования с силовыми каналами инвертирующего типа / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу, Т.Н. Ерыкалина // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013. – № 2. – С. 47 – 61.
15. Кадацкий А.Ф. Алгоритмы моделирования электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу, Т.Н. Ерыкалина // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013. – № 1. – С. 88 – 98.
16. Кадацкий А.Ф. Принципы, алгоритмы моделирования и исследования пульсаций токов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу, Т.Н. Ерыкалина // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2014. – № 2. – С. 34 – 50.

REFERENCES:

1. Meleshin V.I. Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika / V.I. Meleshin – Moskva: Texnosfera, 2005. – 632 p.
2. Zinov'ev, G.S. (2012). Silovaj electronica. Ycheb. Posobie dlj bakalavrov. – [5-e izdanie].– M: Urajt, 667.
3. Seddik Bacha Power electronic converters modeling and control / Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu. London: Springer-Verlag, – 2014 – 454 p. ISSN 1439-2232, ISBN 978-1-4471-5477-8, ISBN 978-1-4471-5478-5 (eBook), DOI 10.1007/978-1-4471-5478-5.
4. Raymond A. Mack, Jr. Demystifying Switching Power Supplies / Raymond A. Mack, Jr. Amsterdam ; Newnes, Boston, – 2005 – 323 p. ISBN 0-7506-7445-8.
5. Angel V. Peterchev Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications / Angel V. Peterchev //A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. Graduate division of the university of California, Berkeley, 2005. – 159.
6. B. Johansson Improved Models for DC-DC Converters Department of Industrial Engineering and Automations. Lund University. – 2003 – 353 p.
7. R. Severns and G.E. Bloom, Modern Dc-to-Dc Switch Mode Power Converter Circuits, New York: Van Nostrand Reinhold, 1985. 342 p.
8. Switch-mode power supply reference manual –SMPSRM. On Semiconductor. – 2014, 71 p.
9. Kadatskyy A.F. and Rusu A.P. (2005). Analiz elektricheskikh processov v impul'snykh preobrazovatel'nykh postoyannogo napryazheniya s shirotno-impul'snym metodom regulirovaniya [Analysis of the Electrical Processes in the Pulsed DC Converter with PWM Control Method]. Elektrichestvo, (3). – 43-54.
10. Kadatskyy, A.F., Rusu A.P. (2004). Matematicheskaj model elektricheskix processov v impulsnykh preobrazovatelyax postoyannogo napryazheniya s shirotno-impul'snym metodom regulirovaniya drossel'ej . Naykovi praci ONAZ im. O.S. Popova, 3, 10–16.
11. Kadatskyy, A.F., Maljvin, I.P., Kochetkov, A.V., Shvec, O.V. (2010). Analiz elektricheskix processov v MIP postojnogo napryzhenij pri granichnykh tokax drossel'ej. Naykovi praci ONAZ im. O.S. Popova, 1, 20–30.
12. Kadatskyy, A.F., Shvec, O.V., Kochetkov, A.V., Erykalina, T.N. (2012). Elektricheskie processy impulsnykh preobrazovatelej modylnoj stryctyru s silovymi kanalami povushayschego tipa. Vostochno Evropejskij gyrnal peredovux tehnologij, 4/9(58), 10–16.
13. Kadatskyy, A.F., Kochetkov, A.V., Shvec, O.V. (2012). Elektricheskie processy impulsnykh preobrazovatelej postoyannogo napryazheniya modulnoj stryctyru s silovymi kanalami povushayschego tipa s granichnym rejimom fyncionirovanij. Cifrovue tehnologii, 11, 140–152.
14. Kadatskyy, A.F., Rusu, A.P., Erykalina, T.N. (2013). Pylsacii tokov impulsnykh preobrazovatelej postojnogo napryzhenij modylnoj stryctyru s granichnym rejimom fyncionirovanij s silovymi kanalami invertiruyushhego tipa. Naykovi praci ONAZ im. O.S. Popova, 2, 47–61.
15. Kadatskyy, A.F., Rusu, A.P., Erykalina, T.N. (2013). Algoritmy modelirovaniya elektricheskix processov v impulsnykh preobrazovatelyax postoyannogo napryazheniya modulnoj stryctyru s silovymi kanalami invertiruyushhego tipa. Naukovi praci ONAZ im. O.S. Popova. – № 1. – P. 88 – 98.
16. Kadatskyy, A. F., Rusu, A.P., Erykalina, T.N. (2014). Principy, algoritmy modelirovaniya i issledovaniya pulsacij tokov v impulsnykh preobrazovatelyax postoyannogo napryazheniya modulnoj stryctyru s silovymi kanalami invertiruyushhego tipa. Naykovi praci ONAZ im. O.S. Popova, 2, 34–50.