

**ПУЛЬСАЦИИ ТОКОВ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С ГРАНИЧНЫМ
РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ
ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА**

**ПУЛЬСАЦІЇ СТРУМІВ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ
НАПРУГИ МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ З ГРАНИЧНИМ РЕЖИМОМ
ФУНКЦІОНУВАННЯ З СИЛОВИМИ КАНАЛАМИ ІНВЕРТУЮЧОГО ТИПУ**

**THE PULSATION OF CURRENTS OF MODULAR STRUCTURE DC-DC
CONVERTERS WITH A BOUNDARY MODE OPERATION AND BUCK-BOOST TYPE
POWER CHANNELS**

Аннотация. Приведены математические модели, описывающие пульсации токов импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами инвертирующего типа. Выполнены исследования пульсаций токов в преобразователях электрической энергии модульной структуры инвертирующего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с граничным режимом функционирования.

Анотація. Наведені математичні моделі, що описують пульсації струмів імпульсних перетворювачів модульної структури з однофазним і багатофазним принципами перетворення з силовими каналами інвертуючого типу. Виконані дослідження пульсацій струмів у перетворювачах електричної енергії модульної структури інвертуючого типу при однофазному і багатофазному принципах перетворення з граничним режимом функціонування.

Summary. Mathematical models, describing the pulsations of currents of modular structure DC-DC converters with the buck-boost type power channels with monophase and multiphase principles of conversion were. The pulsations of currents are researched in the transformers of electric energy of modular construction of inverting type at monophase and multiphase principles of transformation with the border mode of functioning.

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

Поэтому решение проблемы совершенствования преобразователей электрической энергии, улучшения их технико-экономических показателей (уменьшение объема, массы,

повышение надежности, коэффициента полезного действия, улучшение электромагнитной совместимости с питаемой электронной аппаратурой) является актуальным.

При создании современных преобразователей электрической энергии широко используется импульсный метод преобразования и регулирования электрической энергии, позволяющий создавать устройства и системы с более высокой удельной мощностью и характеристиками, недостижимыми при использовании других методов.

Достижения в области микроэлектроники, непрерывное совершенствование средств реализации импульсных методов преобразования (выявление новых структур построения, создание эффективных схемотехнических решений устройств и систем) позволяет максимально использовать потенциальные возможности импульсных методов преобразования и регулирования электрической энергии и силовой преобразовательной техники.

Модульное построение импульсных преобразователей из N силовых каналов – СК (однотипных взаимозаменяемых преобразователей постоянного напряжения) обеспечивает повышение их надежности, технологичности и снижение трудоемкости их изготовления, повышение уровня унификации и стандартизации [1].

Использование импульсного метода преобразования электрической энергии в преобразователях постоянного напряжения – ППН модульной структуры с традиционным однофазным принципом преобразования электрической энергии приводит к значительным уровням пульсаций токов в элементах и цепях преобразователя.

Переход к многофазному принципу преобразования электрической энергии позволяет существенно уменьшить пульсации токов, объём и массу входного и выходного, и сглаживающих фильтров [1].

В работах [2, 3] приведены исследования пульсаций токов преобразователей модульной структуры с СК понижающего и повышающего типа. Однако результаты исследования пульсаций токов ППН с СК инвертирующего типа отсутствуют. Это сдерживает их широкое использование на практике.

Цель работы – исследование (анализ и моделирование) пульсаций токов импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

На рис. 1 приведена структурная схема преобразователя постоянного напряжения ППН модульной структуры из N параллельно включённых силовых каналов СК.

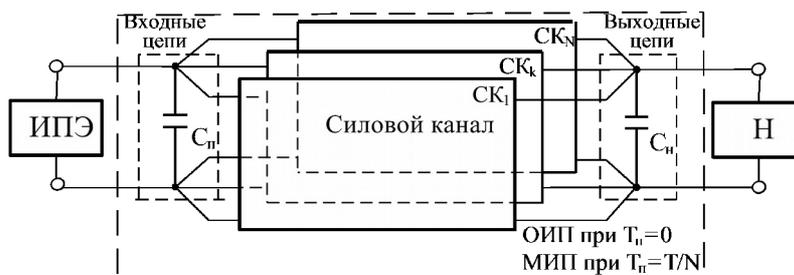


Рисунок 1 – Структурная схема ППН модульной структуры с однофазным ОИП и многофазным МИП принципами преобразования

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

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

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

В работе приведены результаты исследований пульсаций токов импульсных преобразователей модульной структуры ОИП и МИП соответственно с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами СК инвертирующего типа (рис. 2).

Исполнение дросселей в k -х силовых каналах в виде двух полуобмоток – первичной, с числом витков W_{1k} и индуктивностью L_{1k} , и вторичной – W_{2k} , L_{2k} , и включение их по автотрансформаторной схеме (рис. 2, б, в) и трансформаторной схеме (рис. 2, г) с коэффициентом $n_{21k} = W_{2k} / W_{1k}$ позволяет снизить потери мощности, изменить (уменьшить или увеличить) напряжение на силовых коммутирующих ключах S_{1k} , VD_{1k} по сравнению с традиционным типом силового канала с однообмоточным дросселем (рис. 2, а). В данной работе приняты и обозначения, и условия идентичности параметров элементов в отдельно взятых силовых каналах СК: $W_{1k} = W_1$, $L_{1k} = L_1$ и $W_{2k} = W_2$, $L_{2k} = L_2$, $n_{21k} = n_{21} = W_2 / W_1$, используемые в [1].

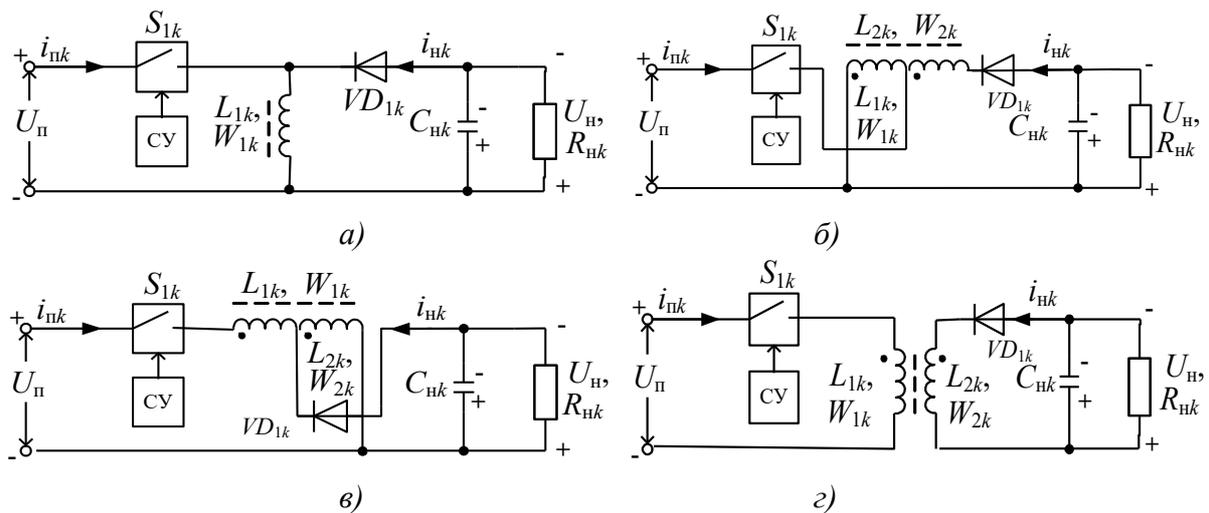


Рисунок 2 – Силовые каналы инвертирующего типа с включением дросселя: автотрансформаторным при $n_{21} = 1(a)$, $n_{21} > 1(b)$, $n_{21} < 1(c)$ и трансформаторным (d)

При исследовании электрических процессов преобразователей модульной структуры в качестве базовых выбраны параметры тока дросселя $i_{Lk}(t)$ и время t_k k -го СК [4]:

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

$$i_{Lнк}(t) = I_{m1k} \frac{t_k}{t_{нк}}, \quad i_{Lвк}(t) = I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{нк} - t_k}{t_{вк}} \right); \quad (2)$$

$$I_{m1k} = U_{п} t_{нк} / L_{1k}, \quad I_{m2k} = U_{н} t_{вк} / L_{2k}; \quad (3)$$

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

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

где I_{m1k} и I_{m2k} – размахи пульсаций токов $i_{Lнк}(t)$ и $i_{Lвк}(t)$ соответственно в обмотке с числом витков W_{1k} и в 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.

Далее полагаем, что в отдельно взятых силовых каналах СК и при однофазном, и при многофазном принципах преобразования протекают идентичные электрические процессы.

Характер входного тока $i_{nk}(t)$, потребляемого k -м СК от источника первичного электропитания определяется током $i_{Lk}(t)$ дросселя силового сглаживающего фильтра на интервалах накопления t_{nk} (рис. 3 – при $0 \leq t \leq t_{nk}$):

$$i_{nk}(t) = i_{Lk}(t) = I_{nk} + \Delta i_{nk}(t);$$

$$I_{nk} = \kappa_n I_{m1k} / 2, \quad \Delta i_{nk}(t) = i_{Lk}(t) - I_{nk}, \quad (6)$$

где I_{nk} – среднее значение потребляемого (входного) тока k -го силового канала СК; $\Delta i_{nk}(t)$ – пульсация (мгновенное значение) тока $i_{nk}(t)$.

Характер выходных токов $i_{nk}(t)$ – токов нагрузки k -х СК (соответственно и токов $i_{VD1k}(t)$ диодов $VD1_k$) определяется токами дросселей $i_{Lk}(t)$ на интервалах возврата t_{bk} (рис. 3 – при $t_{nk} \leq t \leq t_{nk} + t_{bk}$):

$$i_{nk}(t) = i_{Lk}(t) = I_{nk} + \Delta i_{nk}(t);$$

$$I_{nk} = I_n / N = \kappa_{bk} I_{m2k} / 2, \quad \Delta i_{nk}(t) = i_{nk}(t) - I_{nk}, \quad (7)$$

где I_{nk} – среднее значение тока нагрузки k -го силового канала; $\Delta i_{nk}(t)$ – пульсация тока $i_{nk}(t)$ нагрузки k -го силового канала.

С использованием соотношений (6) и (7) на рис. 3 приведены временные диаграммы токов в цепях питания $i_{nk}(t)$ и нагрузки $i_{nk}(t)$ k -го ($k = 1$) силового канала инвертирующего типа для режима стабилизации ($U_n = \text{const}$) при $n_{21} = 1$; $n_{21} > 1$; $n_{21} < 1$ и значении коэффициента накопления $\kappa_n = \text{const}$, равном 0,5.

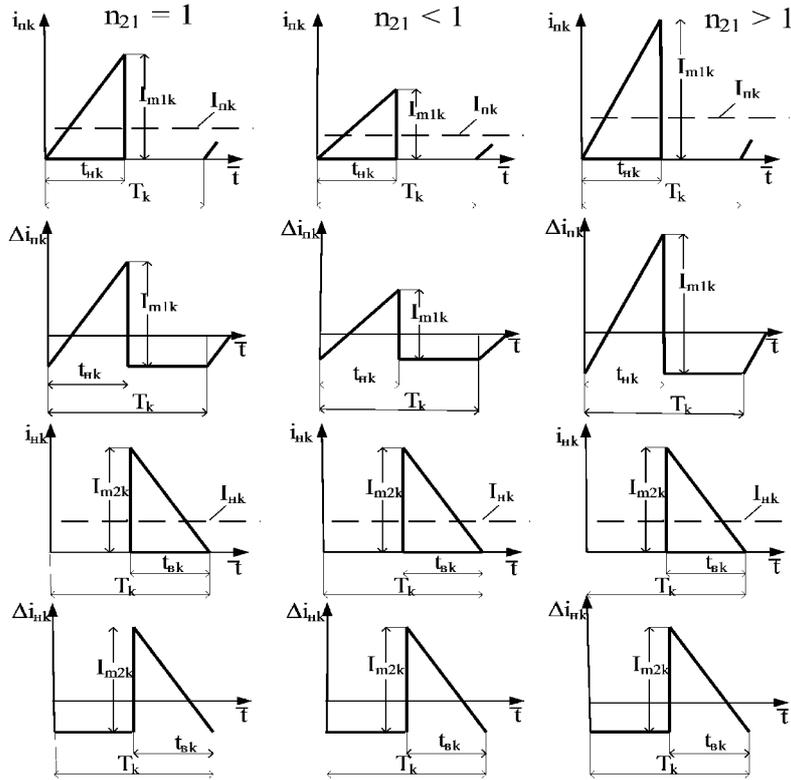


Рисунок 3 – Временные диаграммы токов, пульсаций токов на входе $i_{nk}(t)$, $\Delta i_{nk}(t)$ и выходе $i_{nk}(t)$, $\Delta i_{nk}(t)$ k -го ($k = 1$) СК при $U_n = \text{const}$

Размах пульсации ΔI_{nk} (рис. 3) тока потребления $i_{nk}(t)$ k -го СК при $n_{21} > 0$ (и при $n_{21} \leq 1$, и при $n_{21} > 1$) определяется размахом I_{m1k} пульсации тока дросселя на интервале накопления t_{nk} :

$$\Delta I_{nk} = I_{m1k} = U_n t_{nk} / L_{1k}. \quad (8)$$

Размах пульсации ΔI_{nk} (рис. 3) тока $i_{nk}(t)$ нагрузки k -го СК определяется размахом I_{m2k} при $n_{21} > 0$ (и при $n_{21} \leq 1$, и при $n_{21} > 1$):

$$\Delta I_{nk} = I_{m2k} = U_n t_{nk} / L_{2k}. \quad (9)$$

В режиме стабилизации напряжение в цепи нагрузки ППН при $U_n = \text{const}$, поэтому на рис. 3 при любом коэффициенте $n_{21} > 0$, независимо от напряжения U_n , размах пульсации $\Delta I_{nk} = \text{const}$.

В преобразователях модульной структуры во входных и выходных цепях протекают токи соответственно $i_n(t) = i_{n\Sigma}(t)$ и $i_n(t) = i_{n\Sigma}(t)$ являющиеся суммами токов соответственно потребления $i_{nk}(t)$ и нагрузки $i_{nk}(t)$ k -х силовых каналов (рис. 4):

$$i_n(t) = i_{n\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{nk}(t) = I_n + \Delta i_{n\Sigma}(t), \quad i_n(t) = i_{n\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{nk}(t) = I_n + \Delta i_{n\Sigma}(t),$$

$$I_n = N I_{nk}, \quad I_n = N I_{nk}, \quad (10)$$

$$\Delta i_n(t) = \Delta i_{n\Sigma}(t) = i_n(t) - I_n; \quad \Delta i_n(t) = \Delta i_{n\Sigma}(t) = i_n(t) - I_n,$$

где I_{Π} и I_{H} – средние значения токов $i_{\Pi}(t)$, $i_{\text{H}}(t)$ и их пульсаций $\Delta i_{\Pi}(t)$, $\Delta i_{\text{H}}(t)$.

Характер протекающих во входных $i_{\Pi\Sigma}(t)$ и выходных цепях $i_{\text{H}\Sigma}(t)$ токов (рис. 4) зависит от принципа преобразования электрической энергии, поскольку при однофазном принципе преобразования электрической энергии процессы в k -х силовых каналах СК синфазны (нет смещения относительно друг друга, $T_{\text{пк}} = 0$), а при многофазном – равномерно смещены, $T_{\text{пк}} = T_k / N$.

$$i_{\Pi\Sigma}(t) = \begin{cases} i_{\text{оп}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = 0 \quad (\text{ОИП}); \\ i_{\text{мп}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = T/N \quad (\text{МИП}), \end{cases} \quad i_{\text{H}\Sigma}(t) = \begin{cases} i_{\text{он}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = 0 \quad (\text{ОИП}); \\ i_{\text{мн}}(t) & \text{при } T_{\Pi} = T/N \quad (\text{МИП}). \end{cases} \quad (11)$$

Во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры размахи пульсаций токов потребления $\Delta I_{\text{мп}}$ и нагрузки $\Delta I_{\text{мн}}$ определяются разностью максимальных $I_{\Pi \text{ max}}$, $I_{\text{H max}}$ и минимальных $I_{\Pi \text{ min}}$, $I_{\text{H min}}$ значений тока соответственно $i_{\text{оп}}(t)$, $i_{\text{мп}}(t)$ и $i_{\text{он}}(t)$, $i_{\text{мн}}(t)$ (рис. 4, в, з):

$$\Delta I_{\text{мп}} = I_{\Pi \text{ max}} - I_{\Pi \text{ min}}, \quad \Delta I_{\text{мн}} = I_{\text{H max}} - I_{\text{H min}} \quad ;$$

$$I_{\Pi \text{ max}} = \min_{\max} \sum_{k=1}^N i_{\text{пк}}(t), \quad I_{\text{H max}} = \min_{\max} \sum_{k=1}^N i_{\text{нк}}(t) \quad (12)$$

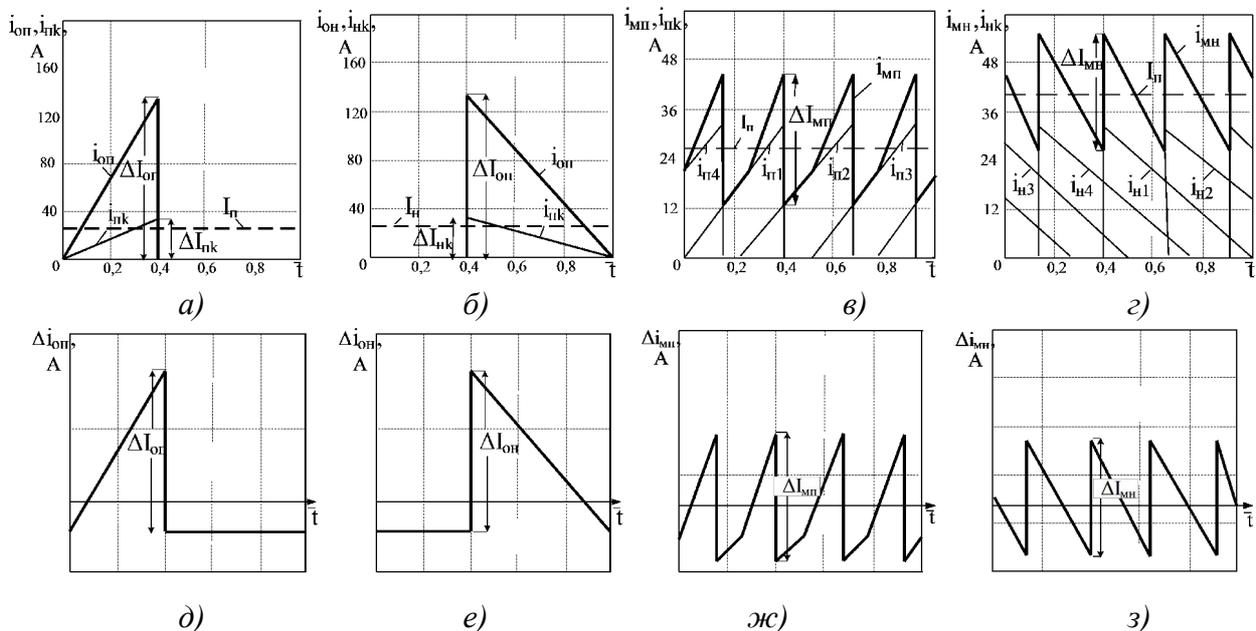


Рисунок 4 – Временные диаграммы токов и пульсаций токов во входных цепях (ОИП: $i_{\text{пк}}(t)$ и $i_{\text{оп}}(t)$ – (а), $\Delta i_{\text{оп}}(t)$ – (д); МИП: $i_{\text{пк}}(t)$ и $i_{\text{мп}}(t)$ – (в), $\Delta i_{\text{мп}}(t)$ – (ж)) и в выходных цепях (ОИП: $i_{\text{нк}}(t)$ и $i_{\text{он}}(t)$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

при $N = 4$, $U_{\text{H}} = \text{const}$, $\kappa_{\text{H}} = 0,4$

На практике величины пульсаций переменных составляющих токов оценивают коэффициентами пульсаций токов на входе $K_{\text{ин}}$ и выходе $K_{\text{он}}$ ППН:

$$K_{\text{ин}} = \Delta I_{\text{н}} / 2I_{\text{н}}, \quad K_{\text{он}} = \Delta I_{\text{н}} / 2I_{\text{н}}. \quad (13)$$

Для характеристики эффективности подавления переменных составляющих во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры построения используются в качестве показателей качества коэффициенты сглаживания структуры преобразователя по току на входе $S_{\text{н}}$ и выходе $S_{\text{н}}$ преобразователя:

$$S_{\text{н}} = K_{\text{пнсп}} / K_{\text{ин}}, \quad S_{\text{н}} = K_{\text{пнсп}} / K_{\text{он}}; \quad (14)$$

$$K_{\text{пнсп}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\text{пнк}}, \quad K_{\text{пнсп}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\text{пнк}}, \quad (15)$$

где $K_{\text{пнк}}, K_{\text{пнк}}$ – коэффициенты пульсаций токов соответственно на входе и выходе k -го СК, $K_{\text{пнсп}}, K_{\text{пнсп}}$ – средние значения коэффициентов пульсаций токов на входе и выходе преобразователя модульной структуры.

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

Математическая модель (1)...(15) 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 работе с использованием соотношений (1)...(15) выполнены исследования пульсаций токов преобразователей модульной структуры с СК инвертирующего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования. Для исследования электрических процессов, расчета параметров элементов преобразователей модульной структуры было разработано программное обеспечение. Ниже приведены результаты исследований с использованием математической модели (1)...(15) и разработанного программного обеспечения.

При создании устройства или системы электропитания из N модулей – силовых каналов СК фиксированной мощности интерес представляет оценка влияния режимов их функционирования на устройство или систему в целом.

При сохранении неизменной мощности в цепи нагрузки отдельно взятого k -го СК $P_{\text{нк}} = \text{const}$, например, $P_{\text{нк}} = 100$ Вт, увеличение количества силовых каналов и при однофазном и при многофазном принципах преобразования приводит к увеличению мощности нагрузки, например при $N = 2$ до $P_{\text{н}} = 200$ Вт, при $N = 4$ до $P_{\text{н}} = 400$ Вт, при $N = 8$

до $P_n = 800 \text{ Вт}$,

При однофазном режиме работы токи на входе $i_{оп}(t)$ (рис. 5, а, б, в, рис. 6, а) и выходе $i_{он}(t)$ (рис. 5, з, д, е), (рис. 6, б) ППН имеют в N раз большие размахи пульсаций $\Delta I_{оп}$, $\Delta I_{он}$ переменных составляющих токов, чем размахи $\Delta I_{пк}$ и $\Delta I_{нк}$ пульсаций токов соответственно на входе $i_{пк}(t)$ и выходе $i_{нк}(t)$ в отдельно взятых k -х силовых каналах:

$$\Delta I_{оп} = N \Delta I_{пк}, \quad \Delta I_{пк} = I_{m1k}; \quad \Delta I_{он} = N \Delta I_{нк} \quad \Delta I_{нк} = I_{m2k}. \quad (16)$$

В режиме стабилизации при $U_{нк} = \text{const}$, $I_{нк} = \text{const}$ и $I_{m2k} = \text{const}$. Поэтому уменьшение (увеличение) коэффициента трансформации n_{21} (рис. 6, а и рис. 6, в) приводит к уменьшению (увеличению) размаха пульсаций $\Delta I_{пк} = I_{m1k} = n_{21} I_{m2k}$ и в k -м силовом канале СК и $\Delta I_{оп}$ преобразователя.

Зависимости рис. 6, з, также, как и временные диаграммы $i_{пк}(t)$ – рис. 3 и $i_{нк}(t)$, $i_{он}(t)$ – рис. 5, з, д, е иллюстрируют отсутствие влияния n_{21} на $\Delta I_{пк}$ и $\Delta I_{он}$, поскольку $I_{пк} = \text{const}$.

Увеличение числа N силовых каналов при неизменной мощности нагрузки k -х СК $P_{пк} = \text{const}$ приводит к увеличению размахов пульсаций токов и на входе $\Delta I_{оп}$ (рис. 6, а), и выходе $\Delta I_{он}$ (рис. 6, б) пропорционально количеству N силовых каналов и при $n_{21} = 1$, и при $n_{21} \neq 1$.

При сохранении неизменной мощности в цепи нагрузки преобразователя ($P_n = \text{const}$, например, $P_n = 400 \text{ Вт}$), мощность $P_{пк}$ отдельно взятого k -го силового канала, определяется как $P_{пк} = P_n / N$. При этом размахи пульсаций $\Delta I_{оп}$ и $\Delta I_{он}$, соответственно токов потребления $i_{оп}(t)$ и нагрузки $i_{он}(t)$, остаются неизменными независимо от числа N силовых каналов (см. рис. 7, а, б).

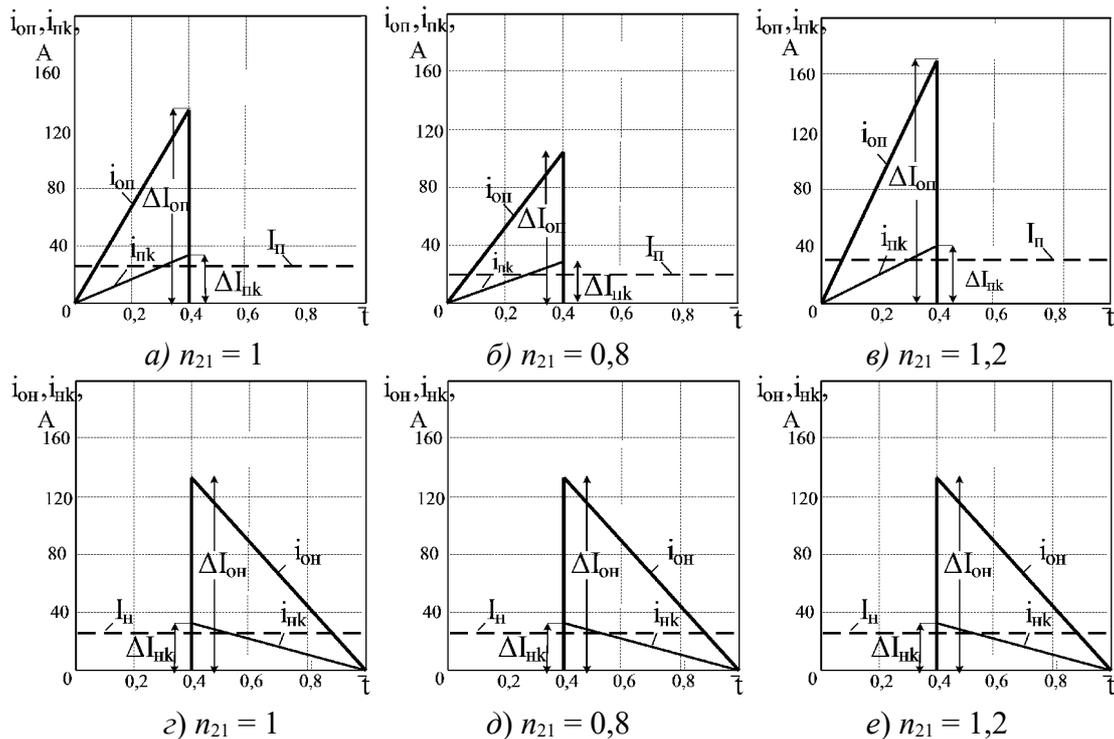
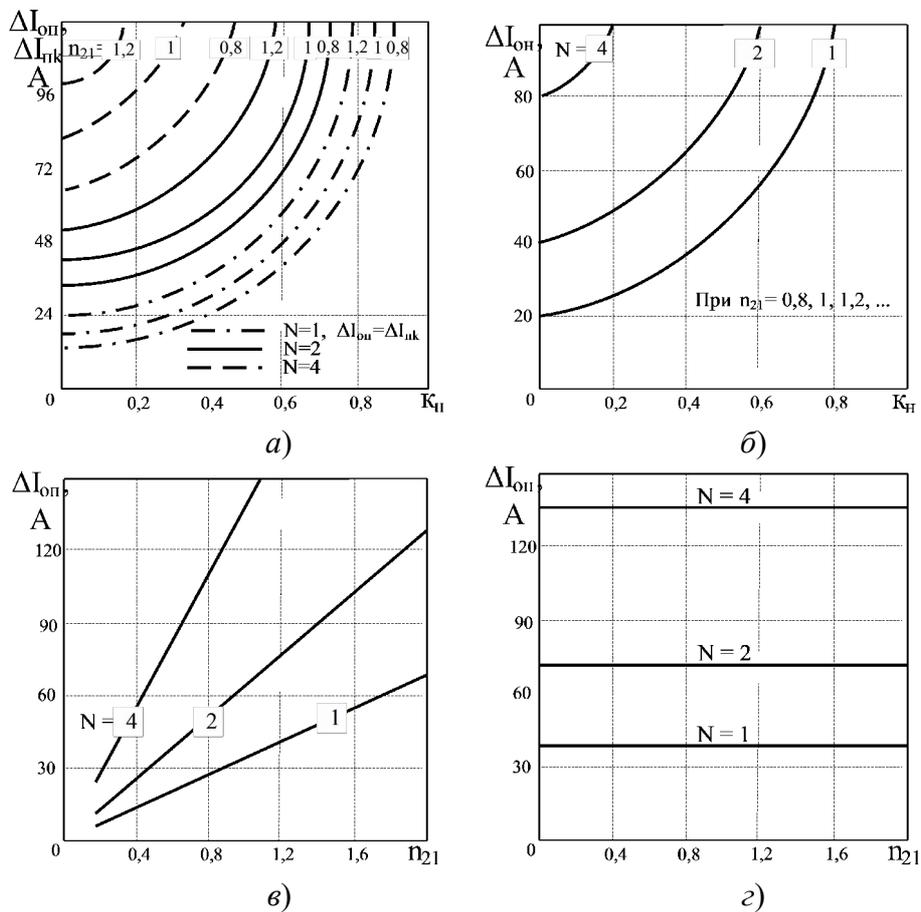


Рисунок 5 – Временные диаграммы токов ОИП во входных $i_{нк}(t)$, $i_{он}(t)$ ($a, б, в$) и выходных $i_{нк}(t)$, $i_{он}(t)$ ($г, д, е$) цепях при $N = 4$, $U_H = \text{const}$, $\kappa_{нк} = 0,4$

Выбор коэффициента трансформации n_{21} не равным единице ($n_{21} \neq 1$) приводит при $n_{21} < 1$ к уменьшению размаха пульсации $\Delta I_{оп}$, а при $n_{21} > 1$ к увеличению (рис. 7, $a, в, д$).

При многофазном принципе преобразования токи k -х силовых каналов равномерно смещены во времени относительно друг друга (рис. 8) на интервал времени $T_{п} = T/N$. Это приводит к существенному изменению характера суммарных токов на входе $i_{мп}(t)$ (рис. 8, $a, б, в$) и выходе $i_{мн}(t)$ (рис. 8, $г, д, е$) преобразователя модульной структуры.



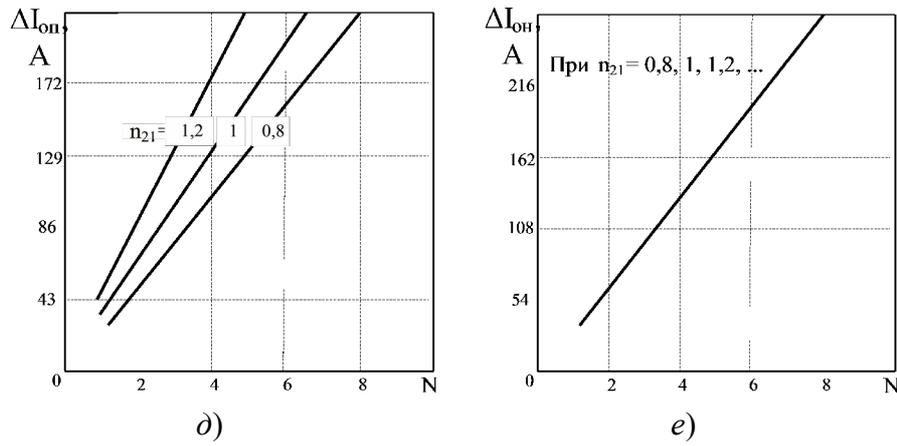
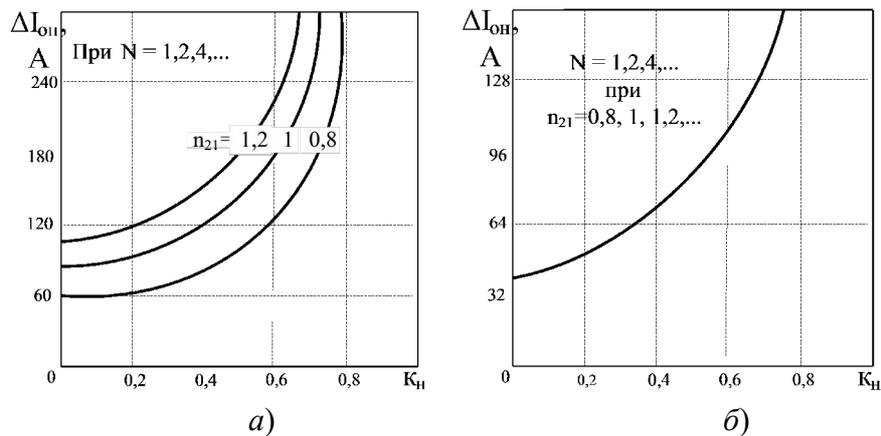


Рисунок 6 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{оп}$ и нагрузки $\Delta I_{он}$ ОИП от коэффициента накопления k_H : $\Delta I_{оп}$ (а), $\Delta I_{он}$ (б), от коэффициента трансформации n_{21} : $\Delta I_{оп}$ (в), $\Delta I_{он}$ (г), от N – количества силовых каналов СК: $\Delta I_{оп}$ (д), $\Delta I_{он}$ (е) при $P_{нк} = \text{const} = 100$ Вт

Токи $i_{мп}(t)$, потребляемые МИП от источника первичного электропитания, имеют тем меньший уровень переменной составляющей по сравнению с током $i_{оп}(t)$ ОИП, чем больше число N силовых каналов СК. Более того, частота пульсаций увеличивается в N раз (рис. 8), что также способствует уменьшению габаритов сглаживающих фильтров.

Увеличение количества СК при $P_{нк} = \text{const}$, как отмечалось выше, приводит к увеличению мощности P_n в цепи нагрузки преобразователя. Но в отличие от ОИП при многофазном принципе преобразования повышение выходной мощности преобразователя путем увеличения числа N силовых каналов СК при $P_{нк} = \text{const}$, $n_{21} = \text{const}$ не приводит к увеличению уровней переменных составляющих на входе $\Delta I_{мп}$ (рис. 9, д) и выходе $\Delta I_{мн}$ (рис. 9, е) преобразователя.



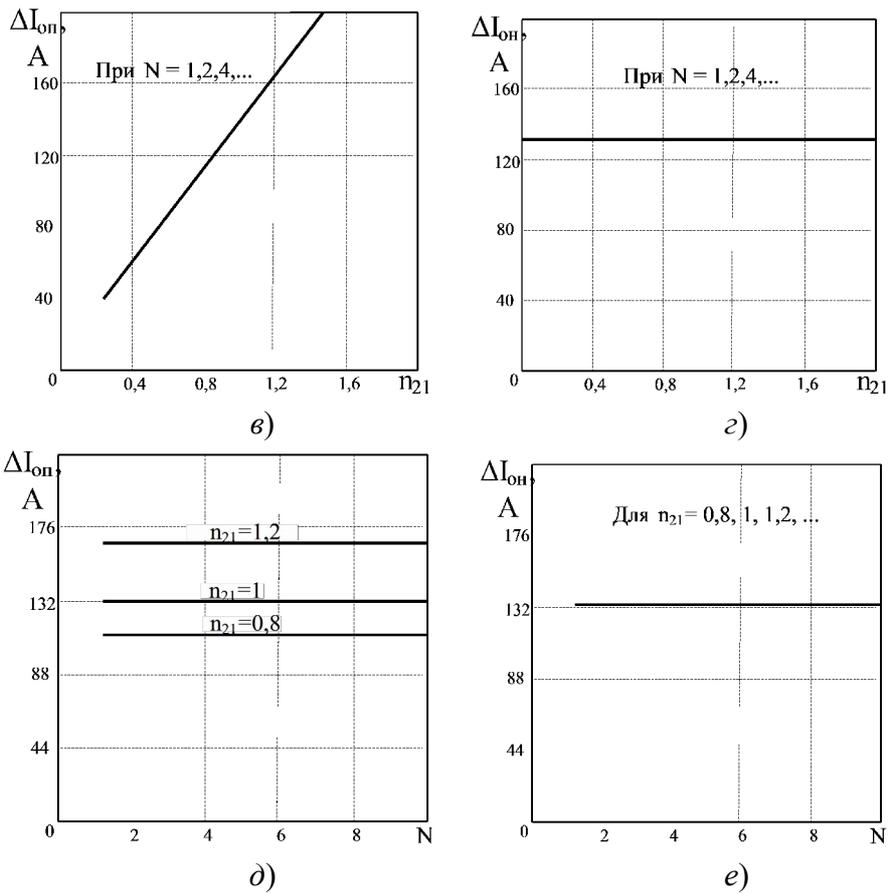


Рисунок 7 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{оп}$ и нагрузки $\Delta I_{он}$ ОИП от коэффициента накопления k_n : $\Delta I_{оп}$ (а), $\Delta I_{он}$ (б); от коэффициента трансформации n_{21} : $\Delta I_{оп}$ (в), $\Delta I_{он}$ (г); от N – количества силовых каналов СК: $\Delta I_{оп}$ (д), $\Delta I_{он}$ (е) при $P_n = \text{const} = 400 \text{ Вт}$

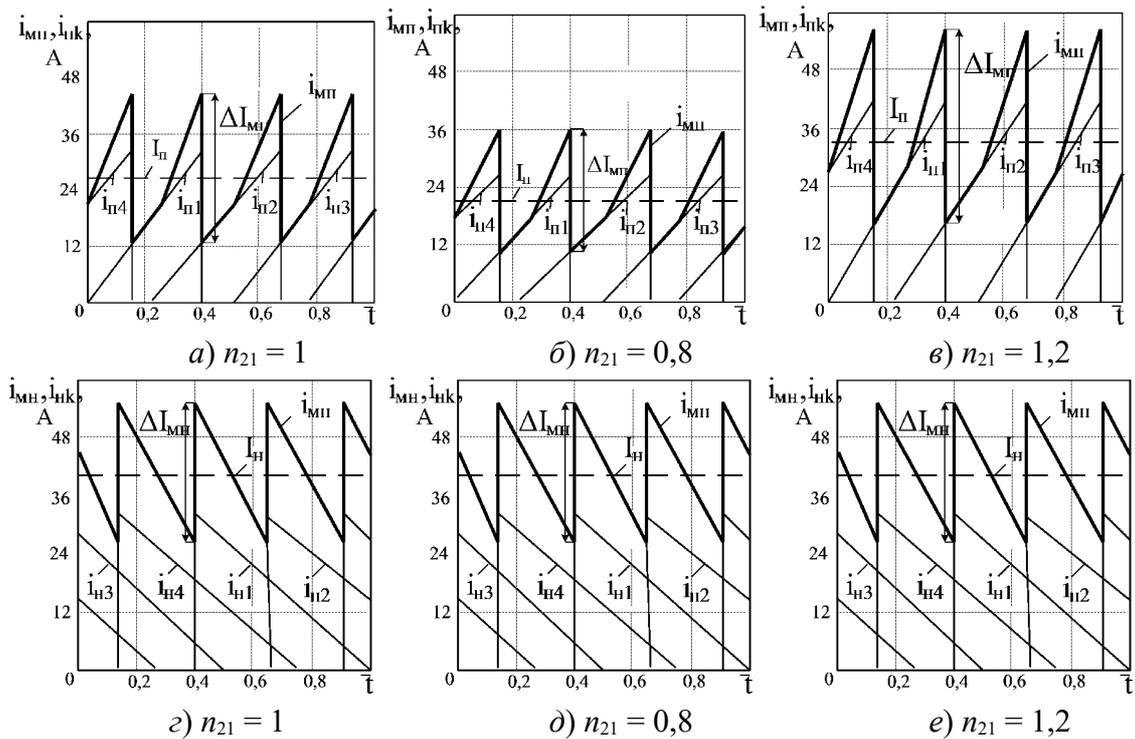
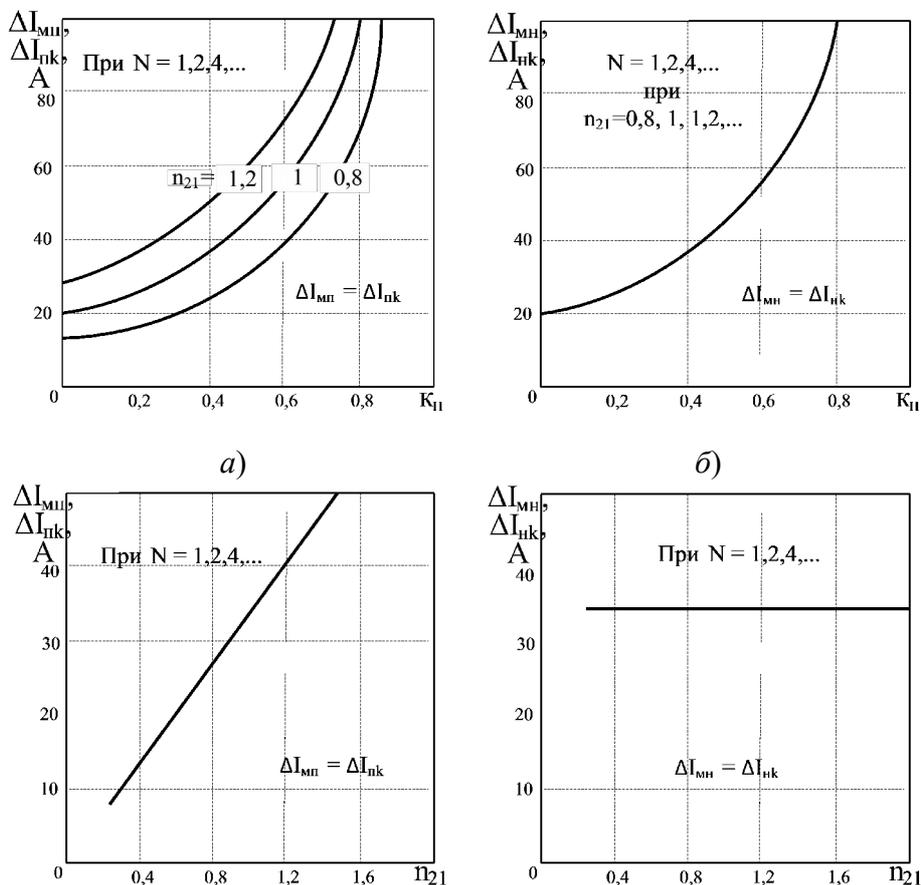


Рисунок 8 – Временные диаграммы токов МИП во входных $i_{пк}(t)$, $i_{мп}(t)$ (а, б, в) и в выходных $i_{пк}(t)$, $i_{мп}(t)$ (з, д, е) цепях при $N = 4$, $U_n = \text{const}$, $\kappa_{пк} = 0,4$

При $n_{21} = \text{const}$ изменения числа N силовых каналов СК размах $\Delta I_{п}$ пульсаций остается неизменным, равным размаху $\Delta I_{пк}$ пульсации отдельно взятого силового канала ($\Delta I_{п} = \Delta I_{мп} = \Delta I_{пк}$ – рис. 9, а).

Влияние коэффициента трансформации n_{21} на электрические процессы при многофазном принципе преобразования аналогичен рассмотренным выше – при однофазном принципе. Уменьшение (увеличение) n_{21} (рис. 9, в) приводит к уменьшению (увеличению) $\Delta I_{пк}$ при $\Delta I_{пк} = \text{const}$ в отдельно взятом силовом канале СК. Это соответственно приводит к изменению $\Delta I_{мп}$ при $\Delta I_{мп} = \text{const}$. В отличие от ОИП при многофазном принципе преобразования степень влияния n_{21} на $\Delta I_{мп}$ в N раз меньше.

При сохранении неизменной мощности в цепи нагрузки ($P_n = \text{const}$), с увеличением числа силовых каналов ($N = 2, 4$) мощность $P_{пк}$ в отдельно взятом силовом канале СК уменьшается ($P_{пк} = P_n/N$), поэтому во входной цепи МИП происходит уменьшение и размаха $\Delta I_{п} = \Delta I_{мп} = \Delta I_{пк}$ (рис. 10, а, в, д), и размаха $\Delta I_{мп} = \Delta I_{пк}$ и при $n_{21} = 1$, и при $n_{21} \neq 1$ (рис. 10, б, з, е).



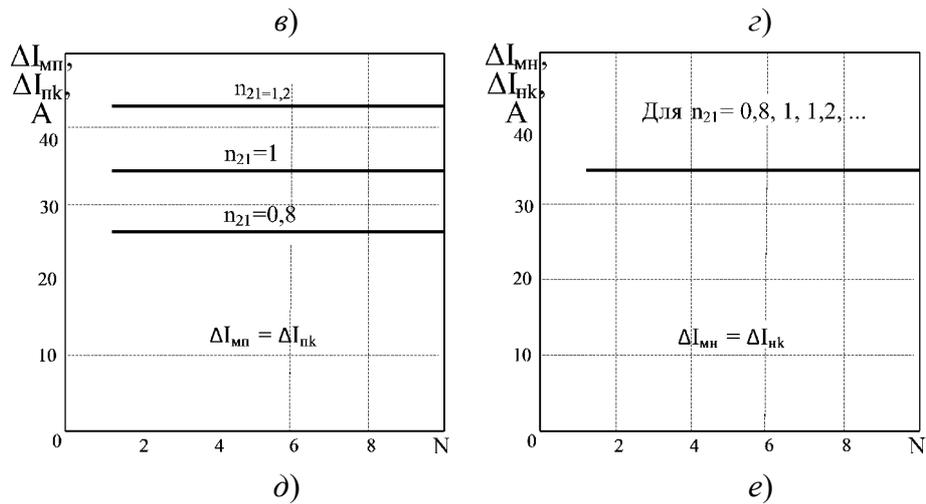
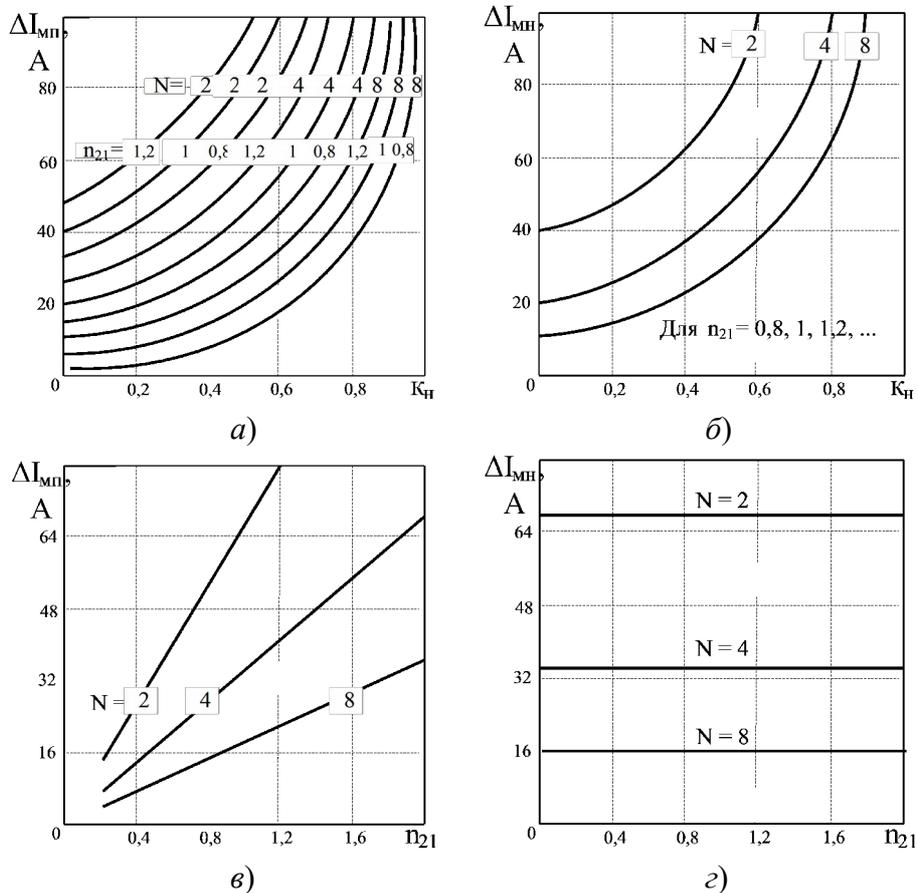


Рисунок 9 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{\text{МП}}$ и нагрузки $\Delta I_{\text{МН}}$ МИП от коэффициента накопления k_n : $\Delta I_{\text{МП}}$ (а), $\Delta I_{\text{МН}}$ (б); от коэффициента трансформации n_{21} : $\Delta I_{\text{МП}}$ (в), $\Delta I_{\text{МН}}$ (г); от N – количества силовых каналов СК: $\Delta I_{\text{МП}}$ (д), $\Delta I_{\text{МН}}$ (е) при $P_{\text{нк}} = \text{const} = 100 \text{ Вт}$

В цепи нагрузки (в выходной цепи) и в цепи питания (входной цепи) МИП наблюдается не увеличение, как в ОИП (рис. 6), а уменьшение и размаха $\Delta I_{\text{МН}}$, и размаха $\Delta I_{\text{МП}}$ переменных составляющих токов $i_{\text{МН}}(t)$ и $i_{\text{МП}}(t)$, которые становится тем меньше, чем больше число N силовых каналов (рис. 10).



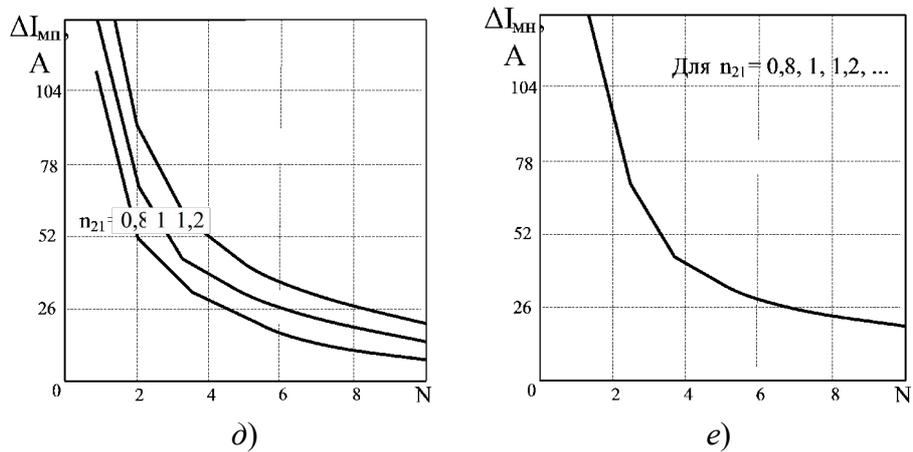


Рисунок 10 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{МП}$ (а) и нагрузки $\Delta I_{МН}$ (б) МИП от коэффициента накопления κ_n : $\Delta I_{МП}$ (а), $\Delta I_{МН}$ (б); от коэффициента трансформации n_{21} : $\Delta I_{МП}$ (е), $\Delta I_{МН}$ (е); от N – количества силовых каналов СК: $\Delta I_{МП}$ (д), $\Delta I_{МН}$ (е) при $P_n = \text{const} = 400$ Вт

Коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{поп}$, $K_{пмп}$ и выходе $K_{пон}$, $K_{пмн}$ – соответственно для однофазного и многофазного принципов преобразования не зависят ни от тока I_{nk} и мощности P_{nk} в цепи нагрузки k -го СК, ни от тока I_n и мощности P_n в цепи нагрузки ППН.

Это обусловлено тем, что с увеличением мощности P_n в цепи нагрузки преобразователя пропорционально увеличиваются и размахи пульсаций токов $\Delta I_{оп}$, $\Delta I_{мп}$, $\Delta I_{он}$, $\Delta I_{мн}$ и их средние значения $I_{оп}$, $I_{мп}$, $I_{он}$, $I_{мн}$ соответственно на входе и выходе ППН.

При граничном режиме работы средние значения токов потребления I_n и нагрузки I_n преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования определяются как:

$$\begin{aligned} I_n &= NI_{nk} = NI_{m1}\kappa_n / 2; \\ I_n &= NI_{nk} = NI_{m1}(1 - \kappa_n) / 2n_{21}. \end{aligned} \quad (17)$$

Используя (13) коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{поп}$ и $K_{пмп}$ и выходе $K_{пон}$ соответственно преобразователей при однофазном и многофазном принципах преобразования определим как

$$\begin{aligned} K_{поп} &= 1 / \kappa_n, & K_{пмп} &= 1 / N\kappa_n; \\ K_{пон} &= 1 / (1 - \kappa_n), & K_{пмн} &= 1 / N(1 - \kappa_n). \end{aligned} \quad (18)$$

Из (18) следует что коэффициенты пульсаций на входах преобразователей $K_{поп}$ при однофазном принципе преобразования обратно пропорциональны коэффициентам накопления κ_n (рис. 11, а), а при многофазном $K_{пмп}$ – обратно пропорциональны $N\kappa_n$, т.е. в N раз меньше (рис. 11) коэффициентов пульсаций $K_{поп}$ при однофазном принципе преобразования:

$$K_{пмп} = K_{поп} / N. \quad (19)$$

Коэффициент пульсации на выходе преобразователя ОИП обратно пропорционален

$(1 - \kappa_n)$, а в МИП $K_{\text{пмн}}$ – обратно пропорционален $N(1 - \kappa_n)$ – в N раз меньше коэффициента пульсаций $K_{\text{пон}}$ при однофазном принципе преобразования

$$K_{\text{пмн}} = K_{\text{пон}}/N. \quad (20)$$

Для режима стабилизации напряжения в цепи нагрузки преобразователя коэффициент накопления является функцией U_n , U_n и n_{21} :

$$\kappa_n = U_n / [U_n + U_n n_{21}]. \quad (21)$$

С учетом (21) коэффициенты пульсаций во входных цепях преобразователей модульной структуры и при однофазном $K_{\text{пон}}$ и при многофазном $K_{\text{пмп}}$ получим в виде:

$$K_{\text{пон}} = [U_n + U_n n_{21}] / U_n, \quad K_{\text{пмп}} = [U_n + U_n n_{21}] / N U_n. \quad (22)$$

Для режима стабилизации напряжения в цепи нагрузки преобразователя коэффициент накопления κ_n определяется соотношением (21), поэтому коэффициенты пульсаций $K_{\text{пон}}$ и $K_{\text{пмн}}$ можем записать в виде:

$$K_{\text{пон}} = (U_n + U_n n_{21}) / U_n n_{21}$$

$$K_{\text{пмн}} = (U_n + U_n n_{21}) / N U_n n_{21}. \quad (23)$$

Из (22), (23) следует, что коэффициенты $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмп}}$ и $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмн}}$ также не зависят от мощности P_n и тока I_n нагрузки преобразователя, тока I_{nk} и мощности P_{nk} нагрузки k -го СК – являются функциями напряжений на входе U_n и выходе U_n преобразователя и коэффициента трансформации n_{21} . При этом коэффициенты пульсаций во входных цепях $K_{\text{пмп}}$ и в выходных цепях $K_{\text{пмн}}$ являются дополнительно и функцией числа N силовых каналов СК – обратно пропорциональным N .

На рис. 11 и 12 приведены зависимости коэффициентов пульсаций $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмп}}$, $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмн}}$, полученные по соотношениям (18), (22) и (23).

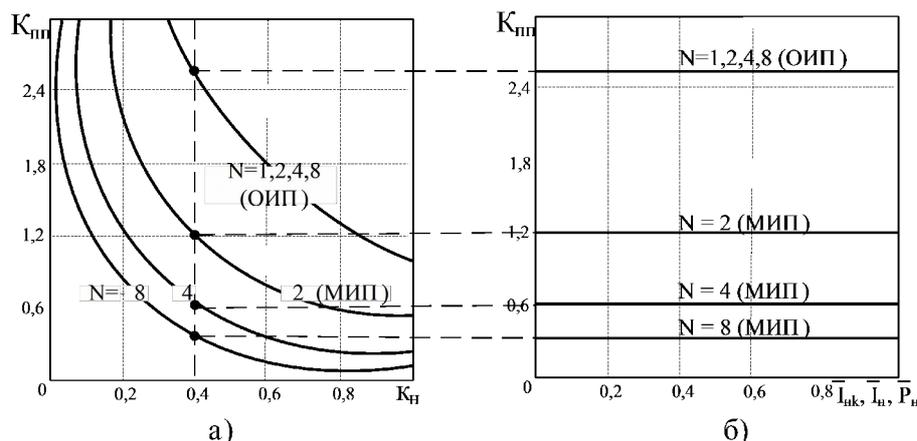


Рисунок 11 – Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе $K_{\text{пмп}}$ МИП, $K_{\text{пон}}$ ОИП от коэффициента накопления – κ_n (а) и относительных \bar{I}_{nk} , \bar{I}_n , \bar{P}_n выходного тока и мощности при $\kappa_n = 0,4$ (б)

На рис. 11, б и 12, б при $\kappa_n = 0,4$ приведены зависимости коэффициентов пульсаций

$K_{\text{поп}}$, $K_{\text{мпп}}$, $K_{\text{пон}}$ и $K_{\text{пмпн}}$ от относительных: тока $\bar{I}_n = I_n / I_{n\text{ном}}$ и мощности $\bar{P}_n = P_n / P_{n\text{ном}}$ нагрузки преобразователя модульной структуры и тока $\bar{I}_{nk} = I_{nk} / I_{nk\text{ном}}$ нагрузки k -го силового канала СК.

В качестве базовых параметров использованы номинальные ток $I_{n\text{ном}}$ и мощность $P_{n\text{ном}}$ в цепи нагрузки преобразователя и ток $I_{nk\text{ном}}$ нагрузки k -го силового канала:

$$P_{n\text{ном}} = U_n I_{n\text{ном}}, \quad I_{n\text{ном}} = N I_{nk\text{ном}}. \quad (24)$$

Поскольку $P_n = U_n I_n$ и $I_n = N I_{nk}$, то $\bar{P}_n = \bar{I}_n = \bar{I}_{nk}$.

Видим (рис. 11, б и 12, б), что и коэффициенты пульсаций токов в цепи питания $K_{\text{поп}}$, $K_{\text{мпп}}$ и нагрузки $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмпн}}$ преобразователей модульной структуры и с однофазным, и с многофазным принципами преобразования не зависят от токов нагрузки I_n , I_{nk} и мощности P_n в цепи нагрузки и при $n_{21} = 1$, и при $n_{21} \neq 1$.

При однофазном принципе преобразования коэффициенты пульсаций на входе $K_{\text{поп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ преобразователей модульной структуры (рис. 12, а) остаются равными коэффициентам пульсаций отдельно взятого k -го силового канала СК соответственно K_{nk} и K_{nk} .

Коэффициенты пульсаций токов в выходных цепях преобразователей и с многофазным, и с однофазным, принципами преобразования не зависят (рис. 12) от коэффициента трансформации n_{21} .

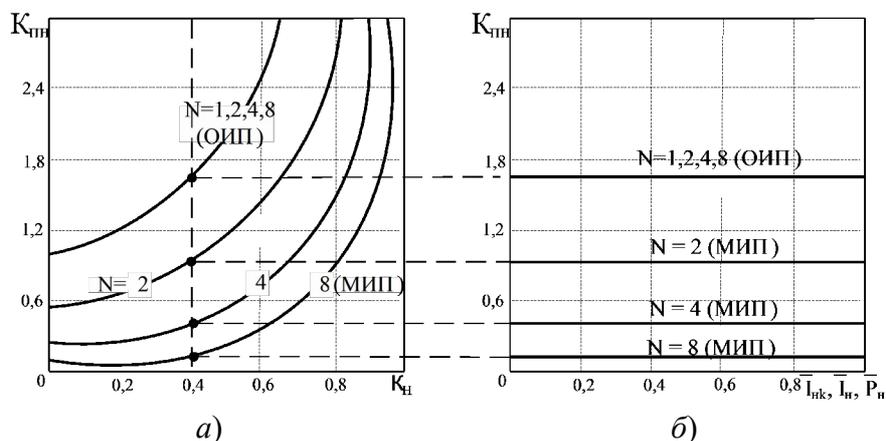


Рисунок 12– Зависимости коэффициентов $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмпн}}$ пульсаций токов на выходе МИП при

$N = 4$ от коэффициента накопления K_n (а) и относительных \bar{I}_{nk} , \bar{I}_n , \bar{P}_n (б)

Увеличение числа N силовых каналов позволяет уменьшить степень влияния отклонения коэффициента трансформации n_{21} от $n_{21} = 1$ на коэффициент $K_{\text{пмпн}}$ на выходе МИП (рис. 13, б).

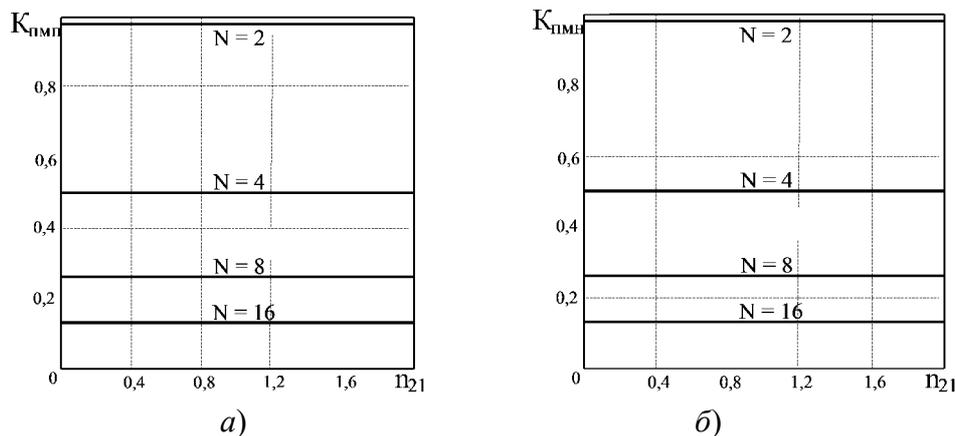


Рисунок 13 – Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе $K_{\text{пмп}}$ (а) и выходе $K_{\text{пмв}}$ (б) ППН модульной структуры – МИП от коэффициента трансформации n_{21} при $k_n = 0,5$

Коэффициенты пульсаций во входных и выходных цепях преобразователей и при однофазном $K_{\text{поп}}$ и при многофазном $K_{\text{пмп}}$ принципах преобразования преобразователей модульной структуры не зависят от коэффициента трансформации n_{21} (рис. 13, а).

При обеспечении симметрии электрических процессов коэффициенты пульсаций токов k -х СК $K_{\text{пмп}1} = K_{\text{пмп}2} = \dots = K_{\text{пмп}N} = K_{\text{пмп}}$, $K_{\text{пмв}1} = K_{\text{пмв}2} = \dots = K_{\text{пмв}N} = K_{\text{пмв}}$. При этом для преобразователя с однофазным принципом преобразования коэффициенты пульсаций на входе определяются как

$$K_{\text{поп}} = \Delta I_{\text{п}} / 2I_{\text{п}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Delta I_{\text{п}k} / 2NI_{\text{п}k} = K_{\text{пср}} = K_{\text{пмп}}. \quad (25)$$

Для преобразователя с однофазным принципом преобразования получаем при любом количестве силовых каналов коэффициенты сглаживания по току на входе $S_{\text{по}} = 1$ и на выходе $S_{\text{но}} = 1$, ($S_{\text{по}} = S_{\text{но}} = 1$), (рис. 14)

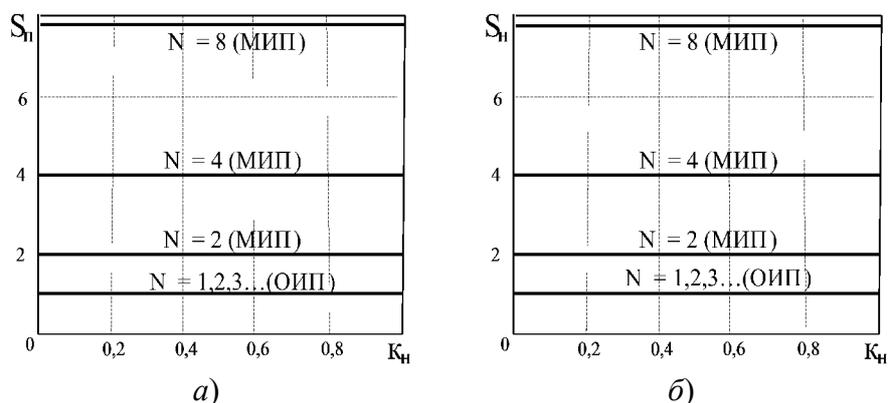


Рисунок 14 – Зависимости коэффициентов сглаживания структуры по току на входе $S_{\text{по}}$, $S_{\text{пм}}$ (а) и выходе $S_{\text{но}}$, $S_{\text{нм}}$ (б) ОИП и МИП соответственно при $n_{21}=1$, $n_{21}=0,8$, $n_{21}=1,2$

При однофазном принципе преобразования электрической энергии преобразователей модульной структуры эффект фильтрации – подавление переменных составляющих

отсутствует (рис. 14 – $S_{\text{но}} = S_{\text{но}} = 1$).

Эффективность сглаживания пульсаций токов во входных (рис. 14, а) и выходных цепях (рис. 14, б) преобразователей с многофазным импульсным принципом преобразования повышается с увеличением числа N силовых каналов и при $n_{21} = 1$, и при $n_{21} \neq 1$.

Во входных и выходных цепях МИП влияние коэффициента n_{21} на $S_{\text{пм}}$, $S_{\text{нм}}$ при любых коэффициентах накопления k_n отсутствует (рис. 15).

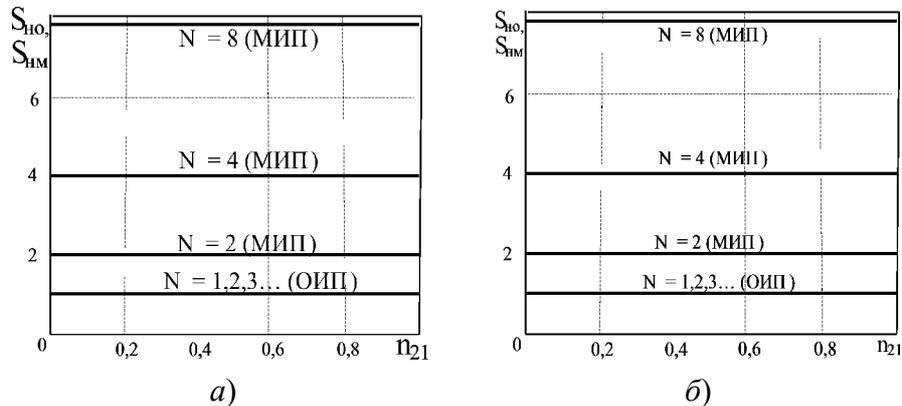


Рисунок 15 – Зависимости коэффициентов сглаживания структуры по току на выходе ОИП $S_{\text{но}}$ и МИП $S_{\text{нм}}$ от коэффициента трансформации n_{21} при $k_n = 0,5$ (а) и $k_n = 0,25$ (б)

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Разработаны математические модели, описывающие пульсации токов импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами инвертирующего типа с граничным режимом функционирования.

2. Выполнены исследования пульсаций токов в преобразователях электрической энергии модульной структуры инвертирующего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с граничным режимом функционирования:

– показано, что в преобразователях модульной структуры и во входных, и в выходных цепях при многофазном принципе преобразования по сравнению с однофазным размахами пульсаций уменьшаются, а частота пульсаций увеличивается пропорционально увеличению N – количеству силовых каналов;

– коэффициенты пульсаций и коэффициенты сглаживания тока во входных и выходных цепях преобразователей при многофазном и однофазном принципах преобразования преобразователей модульной структуры не зависят ни от коэффициента трансформации n_{21} , ни от тока I_{nk} и мощности P_{nk} в цепи нагрузки k -го СК, ни от тока I_n и мощности P_n в цепи нагрузки ППН.

Литература

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