

КОМПОНЕНТИ ЦИФРОВИХ ТРАКТІВ

УДК 621.362.2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ ПониЖАЮЩЕГО ТИПА С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

КАДАЦКИЙ А.Ф., КОЧЕТКОВ А.В., ШВЕЦ О.В.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

ELECTRICAL PROCESSES OF PULSED DC-DC CONVERTERS OF MODULAR STRUCTURE WITH POWER CHANNELS OF LOWERS TYPE WITH THE BOUNDARY MODE OF FUNCTIONING

KADATSKYY A.F., KOCHETKOV A.V., SHVETS O.V.

Odessa national academy of telecommunications n.a. O.S. Popov

Аннотация. Выполнены исследования электрических процессов преобразователей модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования. Выполнен анализ полученных результатов при функционировании преобразователей с однофазным и многофазным принципами преобразования электрической энергии при различных значениях выходной мощности, токов нагрузки, коэффициентов трансформации и числа силовых каналов.

Abstract. Researches of electric processes of converters of modular structure with power channels of lowering type with autotransformer switching inductor with the boundary mode of operation are executed. The received results were analyzed when functioning converters with one-and multi-phase principles of transformation of electric energy for various values of power output, load currents, the transformation coefficients and the power channels.

Телекоммуникационное оборудование требует в процессе своего функционирования надежного и качественного электропитания. Для повышения надежности систем электропитания, их масштабирования, резервирования, а так же необходимости осуществления “горячей” замены вышедших из строя модулей (блоков) широко используется модульный принцип построения на уровне отдельных элементов, устройств и систем электропитания. При этом основные элементы – выпрямители, преобразователи, инверторы, устройства электропитания могут выполняться в виде унифицированных модулей.

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования и регулирования электрической энергии находят широкое использование в современных системах электропитания. Использование импульсного принципа преобразования и регулирования электрической энергии обеспечивает повышение эффективности и надежности, снижение веса, габаритов устройств электропитания телекоммуникационных систем [1, 2, 3].

Отсутствие результатов исследований импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами – СК понижающего типа с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования с однофазным и многофазным принципами преобразования сдерживает широкое их использование на практике.

Цель работы: исследование электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с силовыми каналами понижающего типа с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования с однофазным и многофазным принципами преобразования электрической энергии.

Реализация модульных ППН (рисунок 1) из N силовых каналов СК понижающего типа (рису-

нок 2) в ряде случаев предпочтительнее, чем с силовыми каналами СК повышающего и инвертирующего типов. Достоинством ППН понижающего типа является обеспечение безразрывного характера тока в цепи нагрузки (Н), что способствует уменьшению массы и габаритов реактивных элементов сглаживающих фильтров преобразователей [4].

В преобразователях модульной структуры 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_n между ними отсутствует ($T_n = 0$) и в таких преобразователях – ОИП (однофазных импульсных преобразователях – рисунок 1, а) реализуется однофазный принцип преобразования электрической энергии.

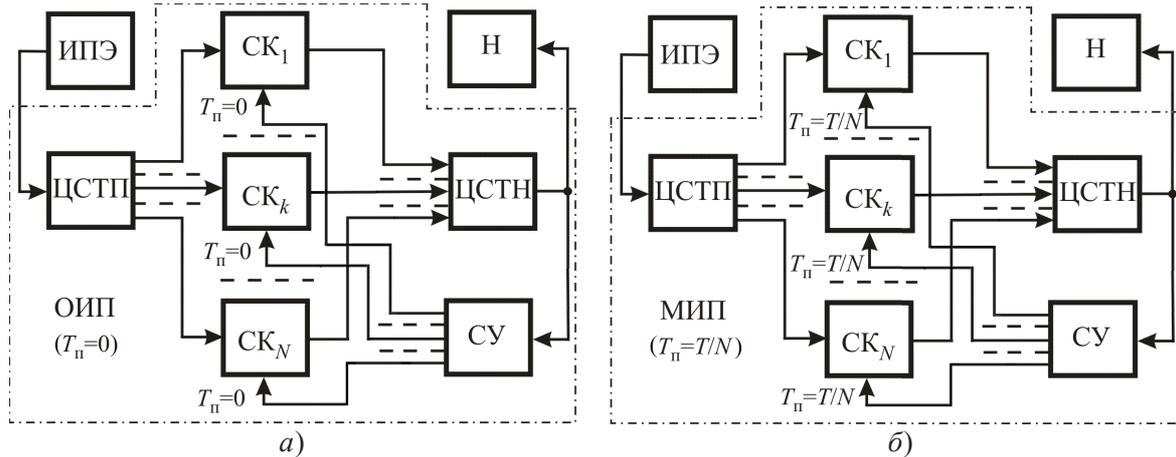


Рисунок 1 – Структурные схемы ППН модульной структуры с однофазным (а) и многофазным (б) принципами преобразования

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 $T_n = T/N$, где T – период преобразования ППН. Использование таких преобразователей постоянного напряжения – МИП (многофазных импульсных преобразователей – рисунок 1, б) позволяет уменьшить размеры сглаживающих фильтров, увеличить в N раз частоты переменных составляющих токов и напряжений в цепях суммирования токов потребления (ЦСТП) и нагрузки (ЦСТН), а также обеспечить безразрывный характер токов и в цепи потребления, и в цепи нагрузки при разрывном характере токов в отдельно взятых СК [1, 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} , (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 (рисунок 2, б, в) 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 (рисунок 2, а) [4].

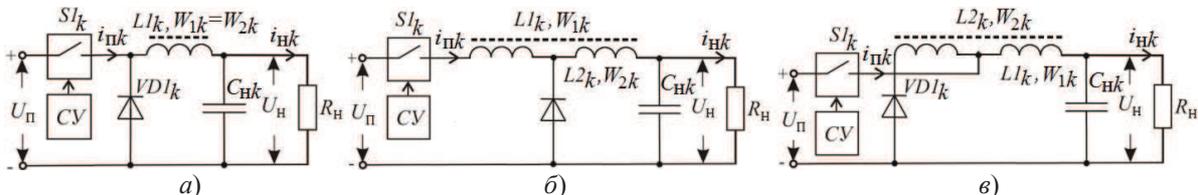


Рисунок 2 – Схемы силовых каналов понижающего типа с $n_{21}=1$ (а), $n_{21}<1$ (б), $n_{21}>1$ (в)

Дополнительно уменьшить энергетические (динамические) потери в ППН позволяет переход к граничному режиму работы, при котором переход силового коммутирующего управляющего ключа S_{1k} в замкнутое проводящее состояние осуществляется в каждом периоде T_k в моменты времени, ко-

гда ток $i_{Lk}(t)$ дросселя k -го СК равен нулю.

При исследовании электрических процессов преобразователей модульной структуры в качестве базовых выбраны параметры тока $i_{Lk}(t)$ дросселя и время t_k k -го СК [1, 2, 3]:

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

$$i_{L_{nk}}(t) = I_{m1k} \frac{t_k}{t_{nk}}, \quad i_{L_{bk}}(t) = I_{m2k} \left(1 + \frac{t_{nk} - t_k}{t_{bk}} \right); \quad (2)$$

$$I_{m1k} = (U_{\text{п}} - U_{\text{н}}) t_{nk} / L1_k, \quad I_{m2k} = U_{\text{н}} t_{bk} / L2_k; \quad (3)$$

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

где, I_{m1k} и I_{m2k} – размахи пульсаций соответственно тока $i_{L_{nk}}(t)$ дросселя k -го СК в индуктивности $L1_k$ первичной полуобмотки на интервале накопления t_{nk} и тока $i_{L_{bk}}(t)$ в индуктивности $L2_k$ вторичной полуобмотки на интервале возврата t_{bk} ; t – текущее время; $t_{ck} = (k-1)T_{\text{п}}$ – временной сдвиг электрических процессов k -го СК относительно начала координат (за начало координат принимаем момент времени перехода в проводящее состояние силового управляемого ключа на рисунок 2 $S1_k$ первого силового канала СК₁); $U_{\text{п}}$, $U_{\text{н}}$ – напряжения питания и нагрузки ППН.

В преобразователях модульной структуры суммы токов дросселей $i_{Lk}(t)$ СК с учетом временного сдвига k -х СК на интервалах накопления $t_{ckn} = t_{ck} + t_{nk}$ определяют ток $i_{\text{п}}(t)$ в цепях потребления и при однофазном $i_{\text{оп}}(t)$ (рисунок 1, а), и при многофазном $i_{\text{мп}}(t)$ (рисунок 1, б) принципах преобразования электрической энергии:

$$i_{\text{оп}}(t) = i_{\text{мп}}(t) = i_{\text{п}}(t) = \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t) \quad \text{при } t_{ckn} \leq t \leq t_{ckn} + t_{ckb}. \quad (5)$$

На интервале периода $T_k = t_{ckn} + t_{ckb}$ преобразования электрической энергии k -го силового канала СК (где $t_{ckb} = t_{ck} + t_{bk}$ – временной сдвиг k -х СК на интервалах возврата) токи нагрузки и при однофазном $i_{\text{он}}(t)$ (рисунок 1, а), и при многофазном $i_{\text{мн}}(t)$ (рисунок 1, б) режимах работы определяются суммами токов $i_{Lk}(t)$ дросселей k -х СК:

$$i_{\text{он}}(t) = i_{\text{мн}}(t) = i_{\text{п}}(t) = \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t) \quad \text{при } t_{ckn} < t \leq t_{ckn} + t_{ckb}. \quad (6)$$

Соотношения (5), (6) позволяют определить размахи пульсаций токов во входных $\Delta I_{\text{п}}$ и выходных $\Delta I_{\text{н}}$ цепях в виде

$$\Delta I_{\text{п}} = I_{\text{пmax}} - I_{\text{пmin}}, \quad \Delta I_{\text{н}} = I_{\text{нmax}} - I_{\text{нmin}}; \quad (7)$$

$$I_{\text{пmax}} = \min_{\text{max}} \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t), \quad I_{\text{нmax}} = \min_{\text{max}} \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t), \quad (8)$$

где $I_{\text{пmax}}$, $I_{\text{нmax}}$ и $I_{\text{пmin}}$, $I_{\text{нmin}}$ – максимальные и минимальные значения токов в цепях питания $i_{\text{п}}(t)$ и нагрузки $i_{\text{н}}(t)$.

В работе выполнены исследования электрических процессов преобразователей модульной структуры с СК понижающего типа при однофазном и многофазном принципах преобразования с использованием соотношений (1..8) и математической модели, изложенной в [1]. Для исследования электрических процессов, расчета параметров элементов преобразователей модульной структуры было разработано программное обеспечение в среде программирования Delphi. Ниже приведены результаты исследований с использованием данного 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 $P_{нк} = \text{const}$, например, $P_{нк} = 100$ Вт, увеличение количества силовых каналов и при однофазном и при многофазном принципах преобразования приводит к увеличению мощности нагрузки, например при $N = 2$ до $P_n = 200$ Вт, при $N = 4$ до $P_n = 400$ Вт, при $N = 8$ до $P_n = 800$ Вт.

При однофазном режиме работы суммарные токи на входе $i_{оп}(t)$ (рисунок 3, а, б, в, рисунок 4, а) и выходе $i_{он}(t)$ (рисунок 3, з, д, е), (рисунок 4, б) ППН содержат в N раз большие размахи пульсаций $\Delta I_{оп}$, $\Delta I_{он}$ переменных составляющих токов, чем размахи $\Delta I_{пк}$, $\Delta I_{нк}$ пульсаций токов на входе $i_{пк}(t)$ и выходе $i_{нк}(t)$ в отдельно взятых k -х силовых каналах (определяется соотношением (9)).

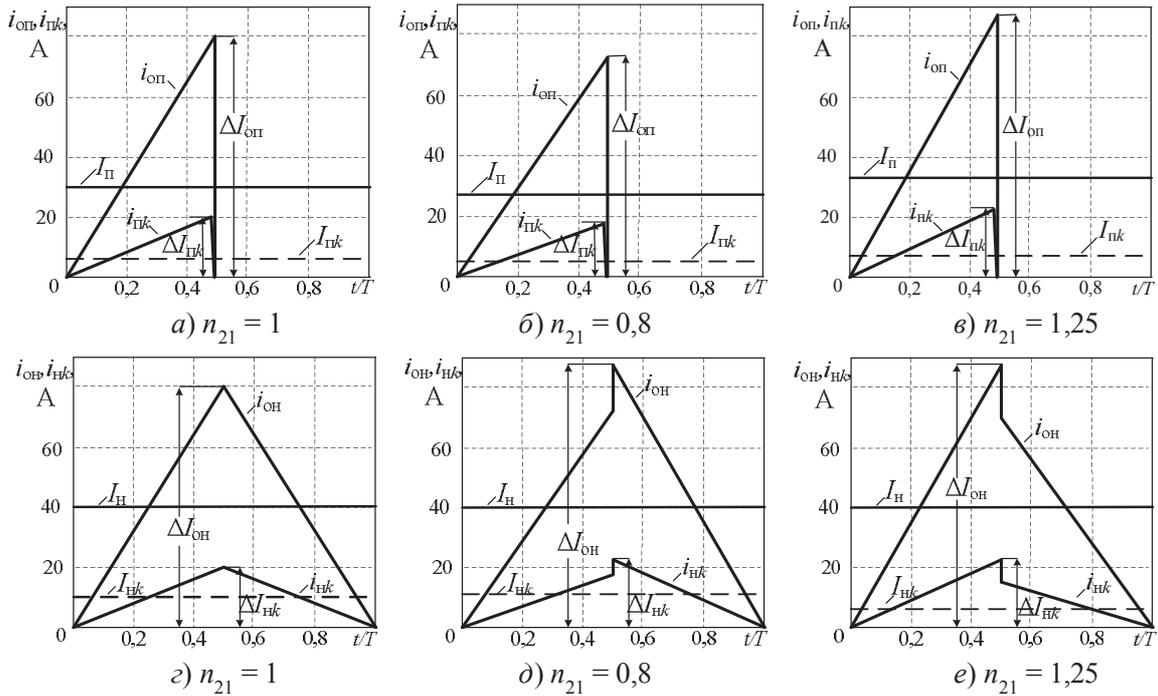


Рисунок 3 – Временные диаграммы токов ОИП во входных $i_{оп}(t)$ (а, б, в) и в выходных $i_{он}(t)$ (з, д, е) цепях при $N=4$, $U_n = \text{const}$, $\kappa_{нк} = 0,5$

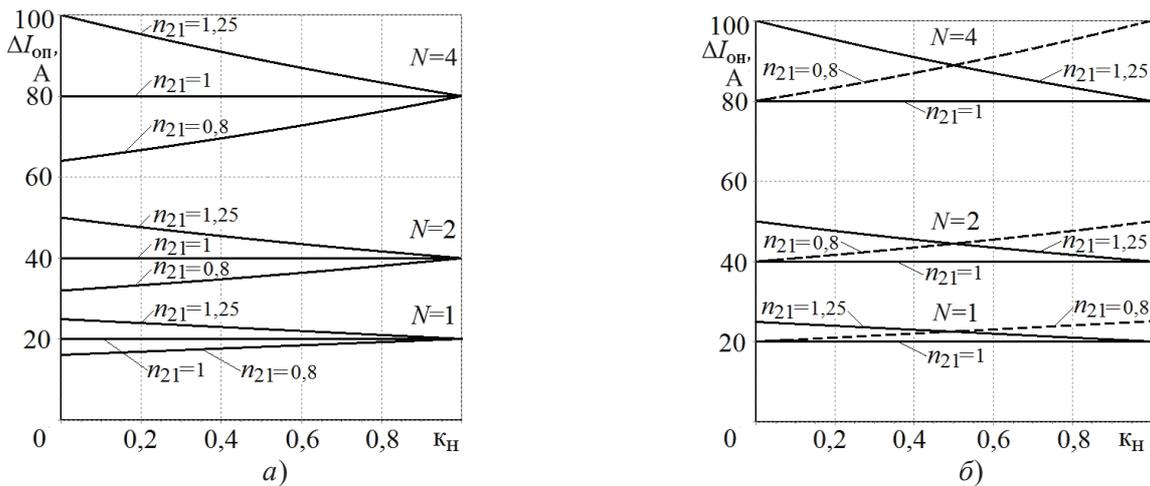


Рисунок 4 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{оп}$ (а) и нагрузки $\Delta I_{он}$ (б) ОИП при $P_{нк} = 100$ Вт

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{оп}} &= N\Delta I_{\text{пк}}, & \Delta I_{\text{он}} &= N\Delta I_{\text{пк}}; \\ \Delta I_{\text{пк}} &= I_{\text{м1к}}, & \Delta I_{\text{пк}} &= \begin{cases} I_{\text{м1}} & \text{при } n_{21} \geq 1; \\ I_{\text{м2}} & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

Увеличение числа N силовых каналов при неизменной мощности нагрузки k -х СК $P_{\text{пк}} = \text{const}$ приводит к увеличению размахов пульсаций токов на входе $\Delta I_{\text{оп}}$ (рисунок 4, а) и выходе $\Delta I_{\text{он}}$ (рисунок 4, 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 ($P_{\text{н}} = \text{const}$, например, $P_{\text{н}} = 400\text{Вт}$), мощность $P_{\text{пк}}$ отдельно взятого k -го силового канала, определяется как $P_{\text{пк}} = P_{\text{н}}/N$. При этом размахи пульсаций $\Delta I_{\text{оп}}$ и $\Delta I_{\text{он}}$, соответственно токов потребления $i_{\text{оп}}(t)$ и нагрузки $i_{\text{он}}(t)$, остаются неизменными независимо от числа N силовых каналов (рисунок 5, а, б).

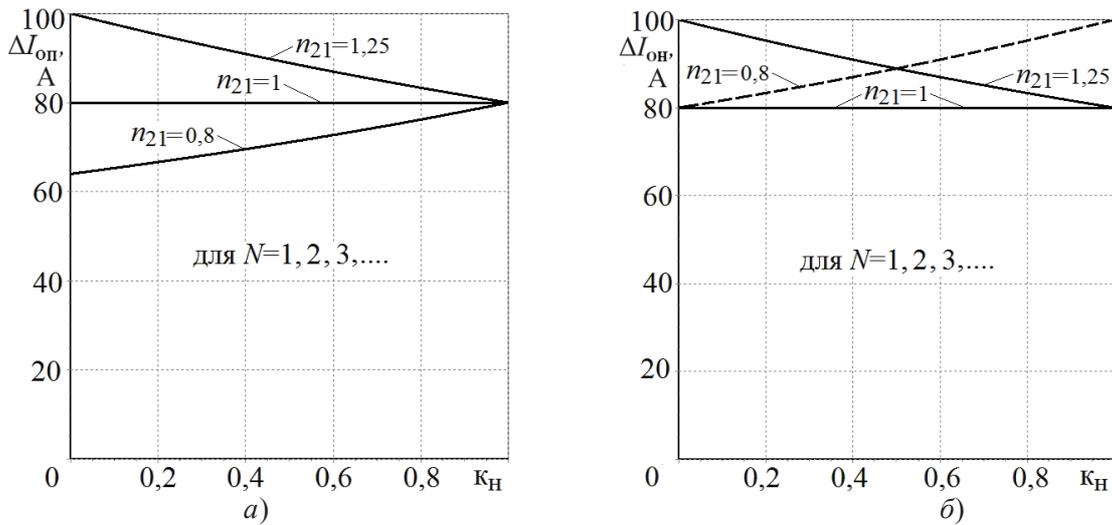


Рисунок 5 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{\text{оп}}$ (а) и нагрузки $\Delta I_{\text{он}}$ (б) ППН модульной структуры при однофазном принципе преобразования при $P_{\text{н}} = \text{const} = 400 \text{ Вт}$

Выбор коэффициента трансформации n_{21} не равным единице ($n_{21} \neq 1$) приводит при $n_{21} < 1$ к уменьшению размаха пульсации $\Delta I_{\text{оп}}$, а при $n_{21} > 1$ к увеличению (рисунок 4, а; рисунок 5, а; рисунок 6).

На рисунке 6 приведены временные диаграммы токов в цепях питания $i_{\text{пк}}(t)$ (а, б) и нагрузки $i_{\text{нк}}(t)$ (в, г) в k -х силовых каналах ППН понижающего типа для режима стабилизации ($U_{\text{н}} = \text{const}$) при $n_{21} = 1$; $n_{21} > 1$; $n_{21} < 1$ и значении коэффициента накопления $k_{\text{н}} = \text{const}$, равном 0,5.

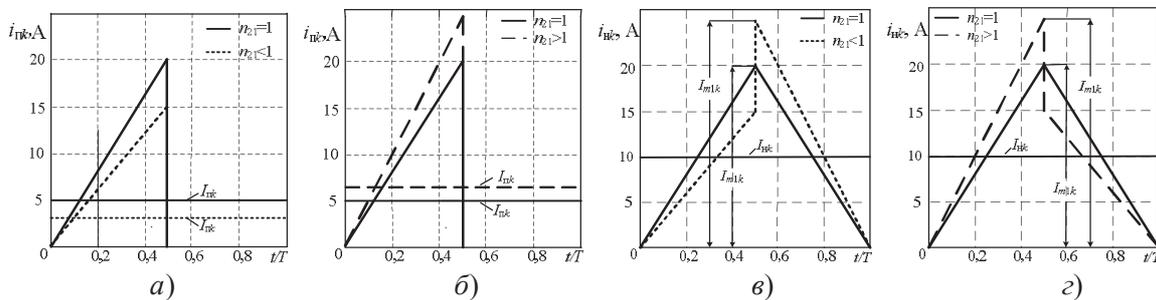


Рисунок 6 – Временные диаграммы токов потребления $i_{\text{пк}}(t)$ (а, б) и нагрузки $i_{\text{нк}}(t)$ (в, г) в k -х силовых каналах при различных коэффициентах трансформации n_{21}

Видим, что при сохранении $I_{\text{пк}} = \text{const}$, $k_{\text{н}} = \text{const}$ приводит при $n_{21} < 1$ к уменьшению $I_{\text{м1к}}$, а при $n_{21} > 1$ – к увеличению $I_{\text{м1к}}$, по сравнению с $n_{21} = 1$ (см. рисунок 6, в, г и рисунок 5, а). При этом и при

$n_{21} < 1$ и при $n_{21} > 1$ происходит увеличение $\Delta I_{он}$, по сравнению с $n_{21} = 1$ (см. рисунок 6, в, з, и рисунок 5, б).

При многофазном принципе преобразования тока k -х силовых каналов равномерно смещены во времени относительно друг друга (рисунок 7) на интервал времени $T_n = T/N$. Это приводит к существенному изменению характера суммарных токов на входе $i_{мп}(t)$ (рисунок 7, а, б, в) и выходе $i_{мн}(t)$ (рисунок 7, з, д, е) преобразователя модульной структуры.

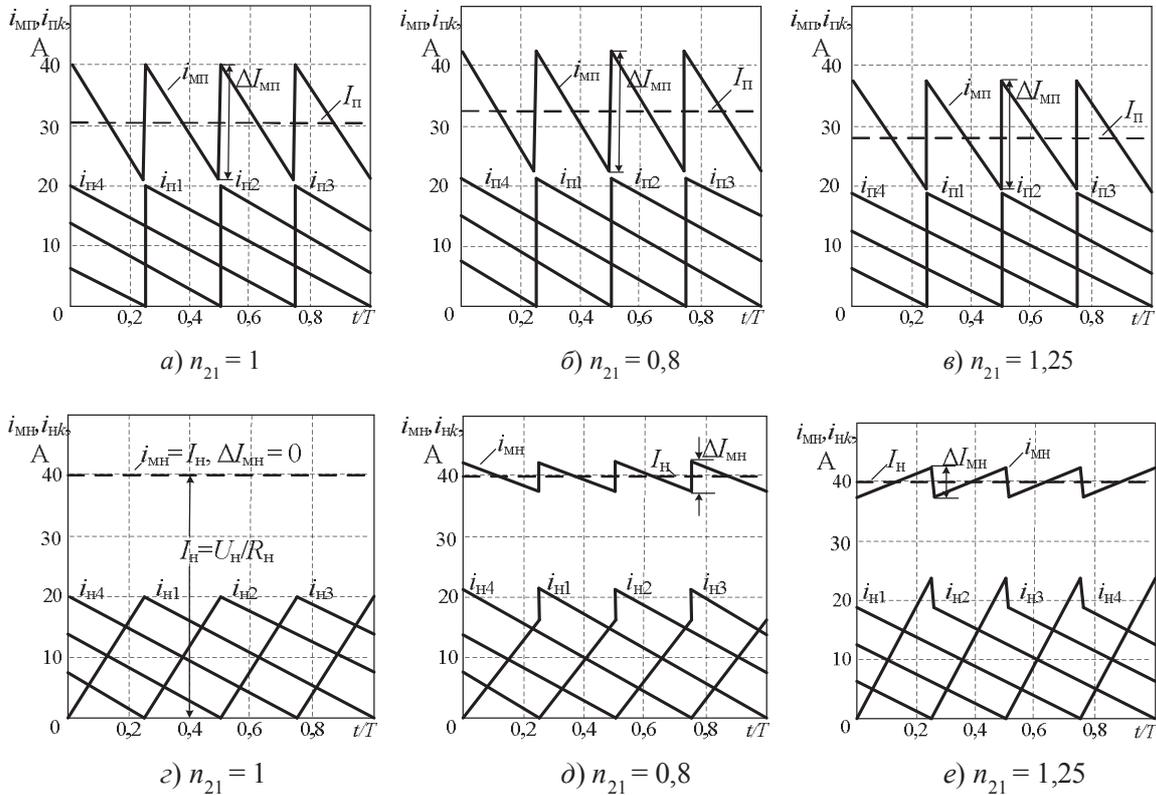


Рисунок 7 – Временные диаграммы токов МИП во входных $i_{мп}(t)$ (а, б, в) и в выходных $i_{мн}(t)$ (з, д, е) цепях при $N = 4$, $U_n = \text{const}$, $k_{нк} = 0,25$

Токи $i_{мн}(t)$, 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 (рисунок 7), 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 путём увеличения числа N силовых каналов СК при $P_{нк} = 100$ Вт не приводит к увеличению уровней переменных составляющих на входе $\Delta I_{мп}$ и выходе $\Delta I_{мн}$ преобразователя.

При любом числе N силовых каналов СК размах ΔI_n пульсаций остается неизменным, равным размаху $\Delta I_{нк}$ пульсации отдельно взятого силового канала ($\Delta I_n = \Delta I_{мп} = \Delta I_{нк}$ – рисунок 8, а).

При сохранении неизменной мощности в цепи нагрузки ($P_n = \text{const}$), с увеличением числа силовых каналов ($N=2, 4$) мощность $P_{нк}$ в отдельно взятом силовом канале СК уменьшается ($P_{нк} = P_n/N$), поэтому во входной цепи МИП происходит уменьшение размаха $\Delta I_n = \Delta I_{мп} = \Delta I_{нк}$ и при $n_{21} = 1$, и при $n_{21} \neq 1$ (рисунок 8, б).

В цепи нагрузки МИП наблюдается не увеличение, как в ОИП (рисунок 5, а), а уменьшение размаха $\Delta I_{мн}$ переменной составляющей тока $i_{мн}(t)$, которая становится тем меньше пульсации токов $\Delta I_{нк}$ k -го силового канала, чем больше число N силовых каналов (рисунок 9, 10).

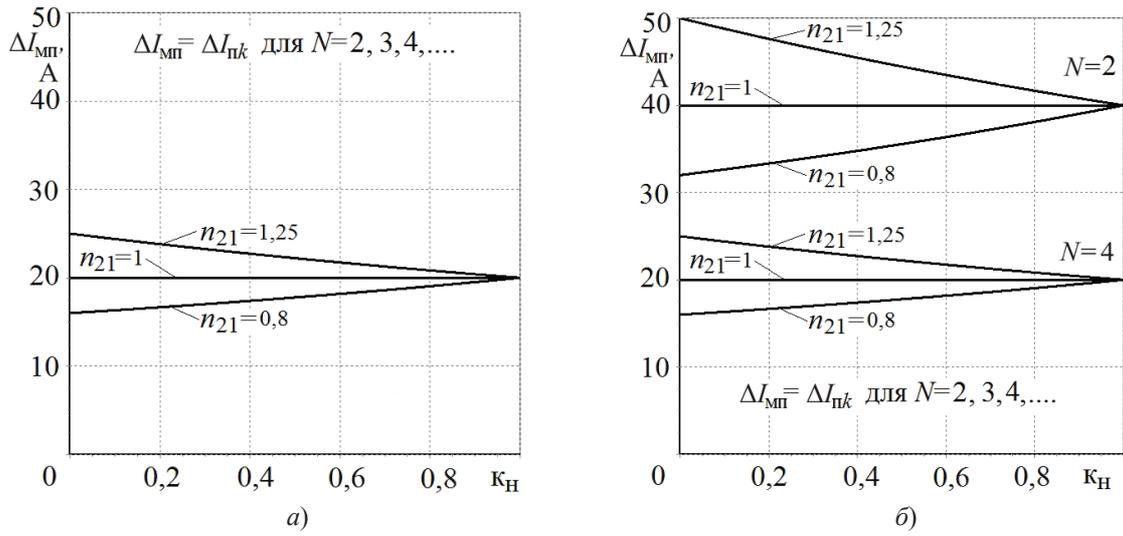


Рисунок 8 – Зависимости пульсаций токов потребления $\Delta I_{мп}$ многофазного импульсного преобразователя при $P_{нк}=100$ Вт (а) и $P_н=400$ Вт (б)

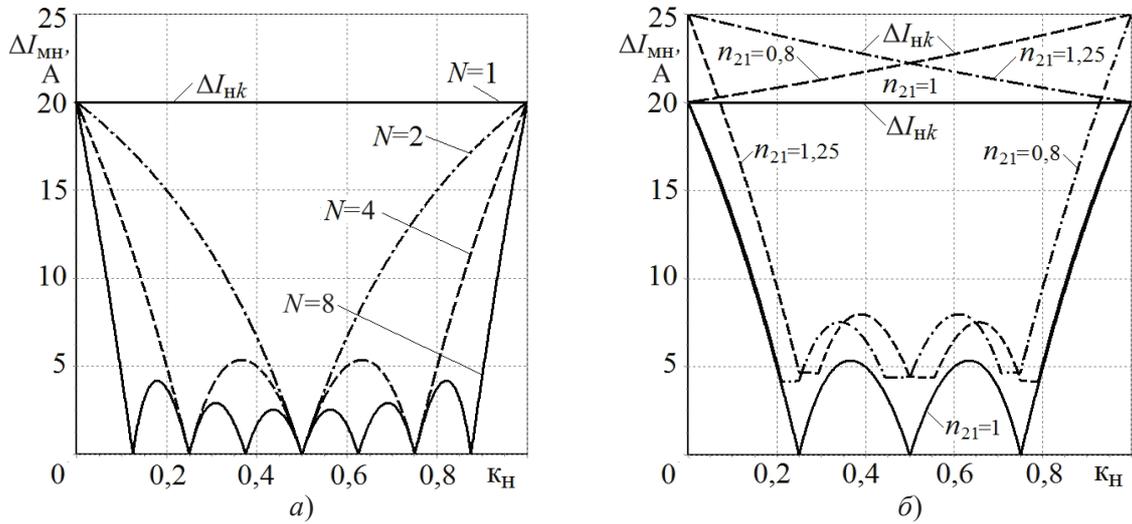


Рисунок 9 – Зависимости пульсаций токов нагрузки $\Delta I_{мн}$ ППН модульной структуры с многофазным принципом преобразования с $P_{нк} = \text{const} = 100$ Вт, при $n_{21} = 1$ (а) и $n_{21} = 1; 1,25; 0,8$ (б)

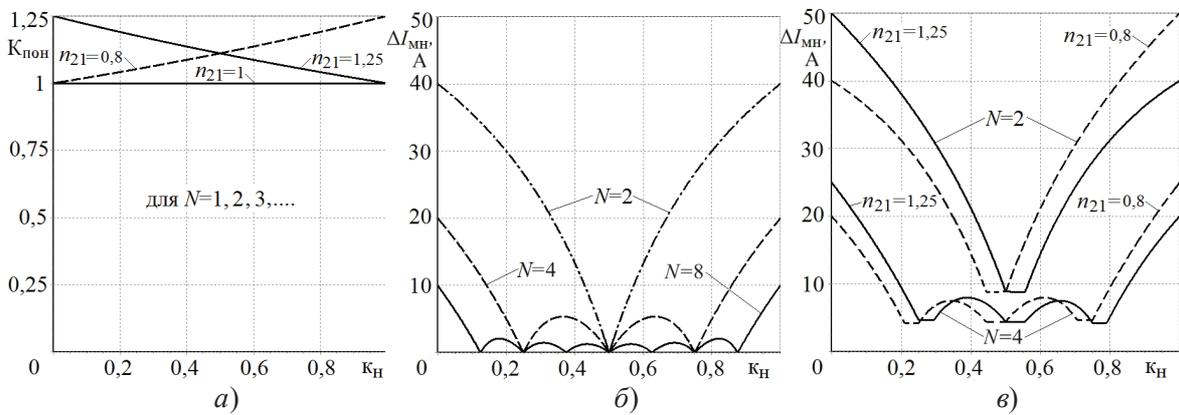


Рисунок 10 – Зависимости пульсаций токов нагрузки $\Delta I_{мн}$ МИП при $P_н = \text{const} = 800$ Вт (при $n_{21} = 1$ (б) и $n_{21} = 1,25; 0,8$ (в)) в ОИП (а) и МИП (б, в)

На практике величины пульсаций токов – переменных составляющих на входе и выходе ППН, оценивают коэффициентами пульсаций токов:

$$\begin{aligned} K_{\text{поп}} &= \Delta I_{\text{оп}} / 2I_{\text{п}} & K_{\text{пон}} &= \Delta I_{\text{он}} / 2I_{\text{н}}; \\ K_{\text{пмп}} &= \Delta I_{\text{мп}} / 2I_{\text{п}}, & K_{\text{пми}} &= \Delta I_{\text{ми}} / 2I_{\text{н}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{\text{поп}}$ и $K_{\text{пмп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ и $K_{\text{пми}}$ – соответственно для однофазного и многофазного принципов преобразования рассматриваемых вариантов преобразователей не зависят ни от тока $I_{\text{нк}}$ и мощности $P_{\text{нк}}$ в цепи нагрузки k -го СК, ни от тока $I_{\text{н}}$ и мощности $P_{\text{н}}$ в цепи нагрузки ППН.

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

При граничном режиме работы средние значения токов потребления $I_{\text{п}}$ и нагрузки $I_{\text{н}}$ преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования определяются как

$$\begin{aligned} I_{\text{п}} &= NI_{\text{нк}} = NI_{\text{м1}}\kappa_{\text{н}} / 2; \\ I_{\text{н}} &= NI_{\text{нк}} = NI_{\text{м1}}(\kappa_{\text{в}} + \kappa_{\text{н}}n_{21}) / 2n_{21}. \end{aligned} \quad (11)$$

Используя (10) коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{\text{поп}}$ и $K_{\text{пмп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ соответственно преобразователей при однофазном и многофазном принципах преобразования определим с учетом (7...9) и (11) как

$$\begin{aligned} K_{\text{поп}} &= 1 / \kappa_{\text{н}}, & K_{\text{пмп}} &= 1 / N\kappa_{\text{н}}; \\ K_{\text{пон}} &= \begin{cases} I_{\text{м1}}N / 2I_{\text{н}} & \text{при } n_{21} \geq 1, \\ I_{\text{м1}}N / 2n_{21}I_{\text{н}} & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

Из (12) следует, что коэффициенты пульсаций на входе преобразователя $K_{\text{поп}}$ при однофазном принципе преобразования обратно пропорциональны коэффициенту накопления $\kappa_{\text{н}}$ (рисунок 11, а), а при многофазном $K_{\text{пмп}}$ – обратно пропорциональны $N\kappa_{\text{н}}$, т.е. в N раз меньше (рисунок 11) коэффициента пульсаций $K_{\text{поп}}$ при однофазном принципе преобразования

$$K_{\text{пмп}} = K_{\text{поп}} / N. \quad (13)$$

Используя (12), с учетом (9) и (11), коэффициент пульсаций $K_{\text{пон}}$ в цепи нагрузки преобразователя с однофазным принципом преобразования получим в виде

$$K_{\text{пон}} = \begin{cases} n_{21} / [1 + \kappa_{\text{н}}(n_{21} - 1)] & \text{при } n_{21} \geq 1, \\ 1 / [1 + \kappa_{\text{в}}(n_{21} - 1)] & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (14)$$

Для режима стабилизации напряжения в цепи нагрузки преобразователя коэффициент накопления является функцией $U_{\text{н}}$, $U_{\text{п}}$ и n_{21} [1]:

$$\hat{\epsilon}_i = U_i / [U_i(1 - n_{21}) + U_{\text{п}}n_{21}]. \quad (15)$$

С учетом (15) коэффициенты пульсаций во входных цепях преобразователей модульной структуры и при однофазном $K_{\text{поп}}$ и при многофазном $K_{\text{пмп}}$ получим в виде:

$$\hat{E}_{\text{пмп}} = [U_i(1 - n_{21}) + U_{\text{п}}n_{21}] / U_i, \quad (16)$$

Для режима стабилизации напряжения в цепи нагрузки преобразователя коэффициент накопления $\kappa_{\text{н}}$ определяется соотношением (15), поэтому коэффициент пульсаций $K_{\text{пон}}$ можем записать в виде:

$$\hat{E}_{\text{пон}} = \begin{cases} n_{21}[U_i(1 - n_{21})] / U_{\text{п}}n_{21} & \text{ï ðè } n_{21} \geq 1, \\ [U_i(1 - n_{21}) + U_{\text{п}}n_{21}] / U_{\text{п}}n_{21} & \text{ï ðè } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (17)$$

Из (16,17) следует, что коэффициенты $K_{\text{поп}}$, $K_{\text{пмп}}$ и $K_{\text{пон}}$ также не зависят от мощности P_n преобразователя и тока I_{nk} нагрузки k -го СК, тока I_n нагрузки преобразователя - являются функциями напряжений на входе U_n и выходе U_n преобразователя и коэффициента трансформации n_{21} .

На рисунке 11 и рисунке 13 приведены зависимости коэффициентов пульсаций $K_{\text{поп}}$, $K_{\text{пмп}}$, $K_{\text{пон}}$, полученные по соотношениям (12,14,16) и (17). Данные зависимости совпадают с результатами, полученными с использованием соотношений (1...8), (10) и математической модели, изложенной в [1].

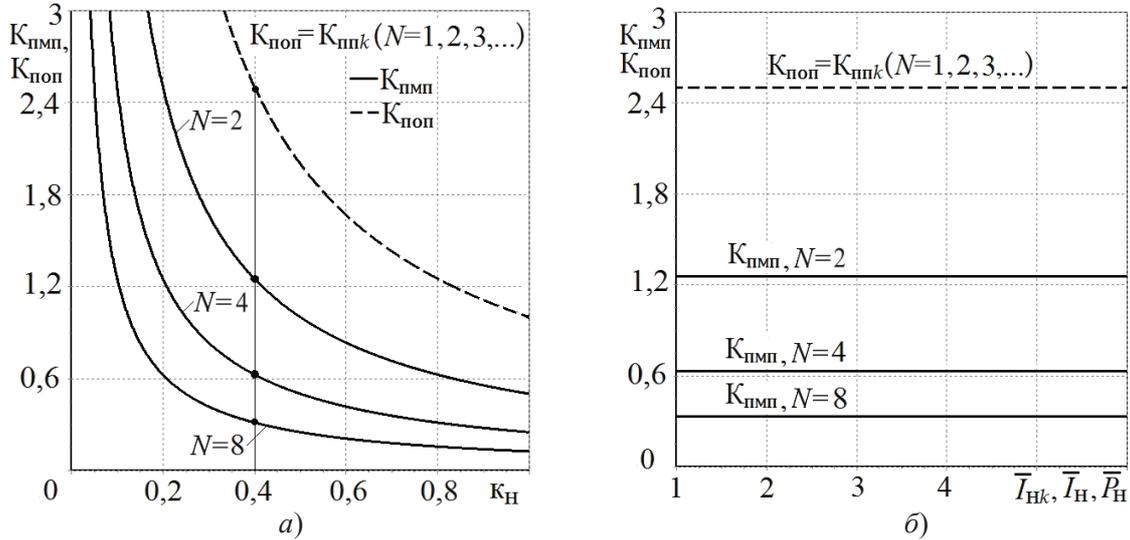


Рисунок 11 – Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе $K_{\text{пмп}}$ МИП, $K_{\text{поп}}$ ОИП от коэффициента накопления – κ_n (а) и относительных \bar{I}_{nk} , \bar{I}_n , \bar{P}_n выходного тока и мощности при $\kappa_n=0,4$ (б)

На рисунках 11, б и 12, б при $\kappa_n = 0,4 = \text{const}$ приведены зависимости коэффициентов пульсаций $K_{\text{поп}}$, $K_{\text{пмп}}$, $K_{\text{пон}}$ и $K_{\text{пмн}}$ от относительных: тока $\bar{I}_n = I_n / I_{\text{нном}}$ и мощности $\bar{P}_n = P_n / P_{\text{нном}}$ нагрузки преобразователя модульной структуры и тока $\bar{I}_{nk} = I_{nk} / I_{\text{нкном}}$ нагрузки k -го силового канала СК.

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

$$P_{\text{н ном}} = U_n I_{\text{н ном}}, \quad I_{\text{н ном}} = N I_{\text{нк ном}} \quad (18)$$

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

Видим (рисунок 11, б и 12, б), что и коэффициенты пульсаций токов в цепи питания $K_{\text{поп}}$, $K_{\text{пмп}}$ и нагрузки $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмн}}$ 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 $n_{21} \neq 1$.

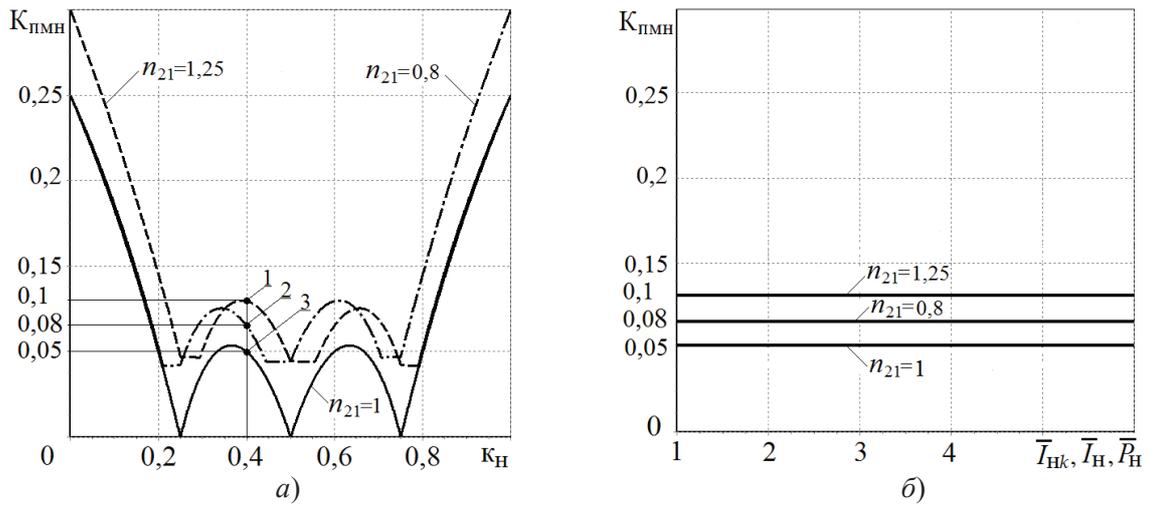


Рисунок 12 – Зависимости коэффициентов пульсаций токов на выходе $K_{\text{ПМН}}$ от коэффициента накопления – k_H (а) и относительных $\bar{I}_{\text{нк}}, \bar{I}_n, \bar{P}_n$ (б) МИП при $N = 4$

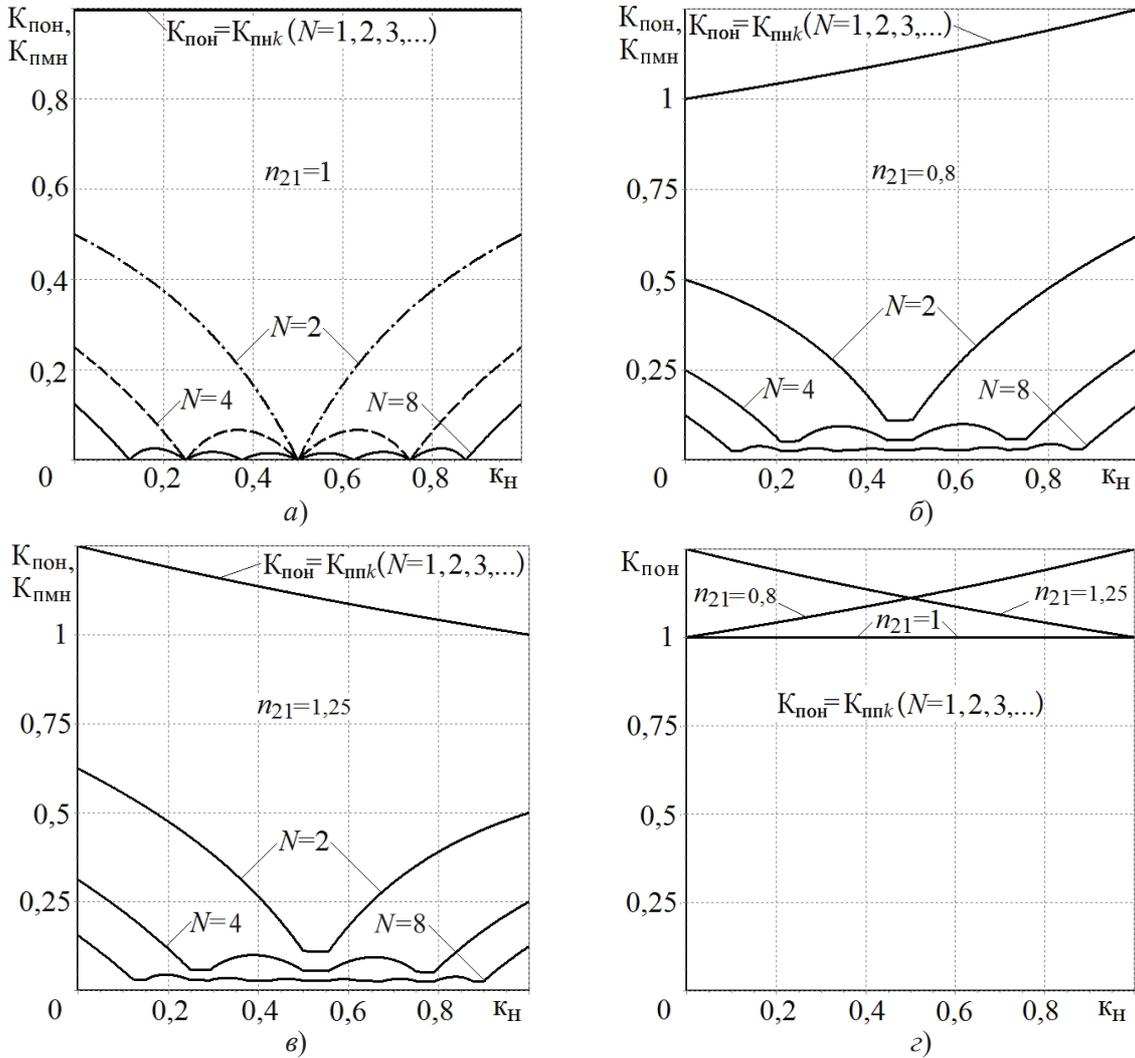


Рисунок 13 – Зависимости коэффициентов пульсаций токов на выходе $K_{\text{ПОН}}, K_{\text{ПМН}}$ (а, б, в, г) ППН модульной структуры $n_{21} = 1$ (а), $n_{21} = 0,8$ (б), $n_{21} = 1,25$ (в) и $K_{\text{ПОН}}$ при $n_{21} = 1; 0,8; 1,25$ (г)

При однофазном принципе преобразования коэффициенты пульсаций на входе $K_{\text{поп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ преобразователей модульной структуры (рисунок 13) остаются равными коэффициентам пульсаций отдельно взятого k -го силового канала СК соответственно $K_{\text{пк}}$ и $K_{\text{нк}}$.

Выбор коэффициента трансформации не равного единице ($n_{21} \neq 1$) приводит по сравнению с $n_{21} = 1$ к увеличению коэффициентов пульсаций токов в выходных цепях преобразователей и с многофазным (рисунок 12, а; рисунок 13, а, б, в), и с однофазным (рисунок 13), принципами преобразования.

Увеличение числа N силовых каналов позволяет уменьшить степень влияния отклонения коэффициента трансформации n_{21} от $n_{21} = 1$ на коэффициент $K_{\text{пмп}}$ на выходе МИП (рисунок 14, б). При этом (рисунок 14, б) степень влияния отклонения n_{21} от $n_{21} = 1$ больше при $n_{21} < 1$, чем при $n_{21} > 1$ при любом числе N силовых каналов.

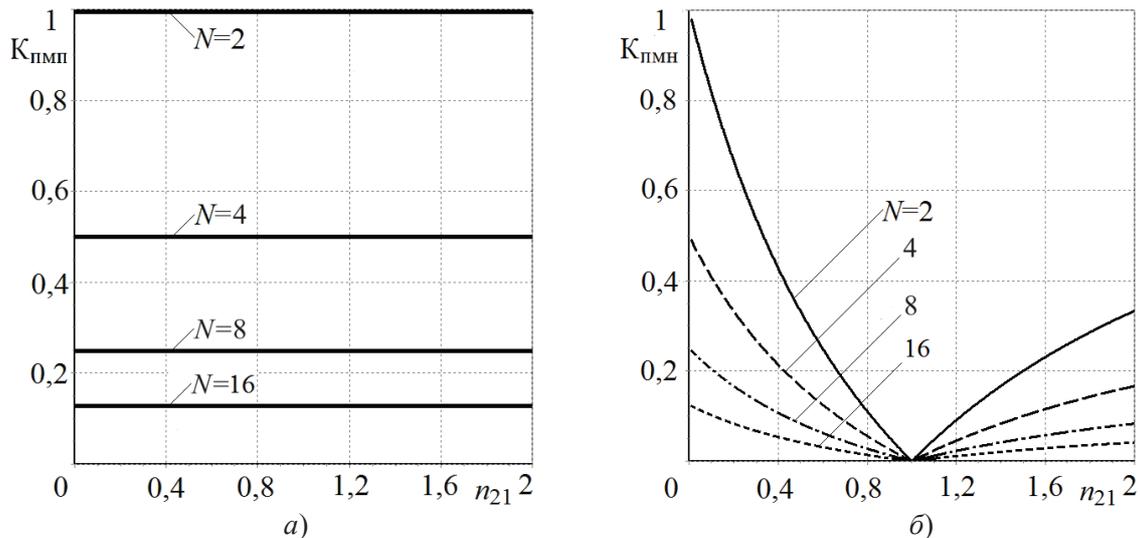


Рисунок 14 – Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе $K_{\text{пмп}}$ (а) и выходе $K_{\text{пмп}}$ (б) ППН модульной структуры – МИП от коэффициента трансформации n_{21} при $k_n = 0,5$

Коэффициенты пульсаций во входных цепях преобразователей и при однофазном $K_{\text{поп}}$ и при многофазном $K_{\text{пмп}}$ принципах преобразования преобразователей модульной структуры не зависят от n_{21} (рисунок 14, а). Это иллюстрируют и временные диаграммы токов рисунка 6. Это следует и из соотношений (12).

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

$$S_{\text{п}} = K_{\text{нсп}} / K_{\text{пн}} ; \quad S_{\text{н}} = K_{\text{нсп}} / K_{\text{пн}} ; \quad (19)$$

$$K_{\text{нсп}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\text{пнк}} ; \quad K_{\text{нсп}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\text{пнк}} , \quad (20)$$

где $K_{\text{пнк}}$, $K_{\text{нк}}$ – коэффициенты пульсаций токов на входе и выходе k -го СК, $K_{\text{нсп}}$, $K_{\text{нсп}}$ – средние значения коэффициентов пульсаций токов на входе и выходе преобразователя модульной структуры с $N > 1$ числом силовых каналов.

При обеспечении симметрии электрических процессов коэффициенты пульсаций токов k -х СК $K_{\text{пн1}} = K_{\text{пн2}} = \dots = K_{\text{пнN}} = K_{\text{пн}}$, $K_{\text{пн1}} = K_{\text{пн2}} = \dots = K_{\text{пнN}} = K_{\text{пн}}$. При этом для преобразователя с однофазным принципом преобразования электроэнергии коэффициенты пульсаций на входе определяется как

$$\hat{E}_{\text{ін}} = \Delta I_1 / 2I_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Delta I_{1k} / 2NI_{1k} = \hat{E}_{\text{інд}} = \hat{E}_{\text{п}} \quad (21)$$

Для преобразователя с однофазным принципом преобразования с учетом (19...21) получаем при любом количестве силовых каналов коэффициенты сглаживания на входе $S_{\text{оп}} = 1$ и на выходе $S_{\text{он}} = 1$, ($S_{\text{оп}} = S_{\text{он}} = 1$).

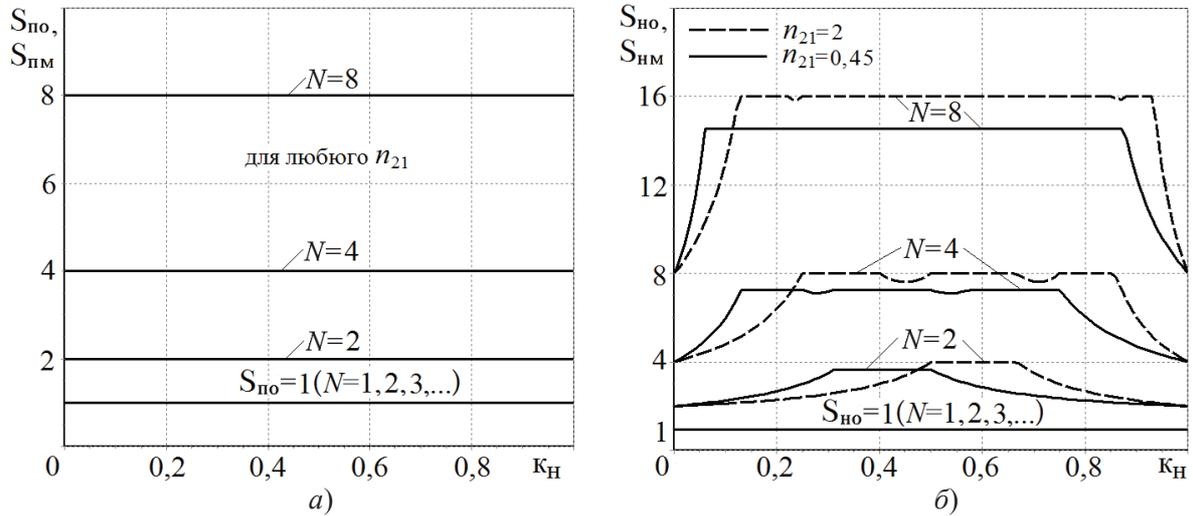


Рисунок 15 – Зависимости коэффициентов сглаживания структуры на входе $S_{\text{по}}$, $S_{\text{пм}}$ (а) и выходе $S_{\text{но}}$, $S_{\text{нм}}$ (б) ОИП и МИП соответственно

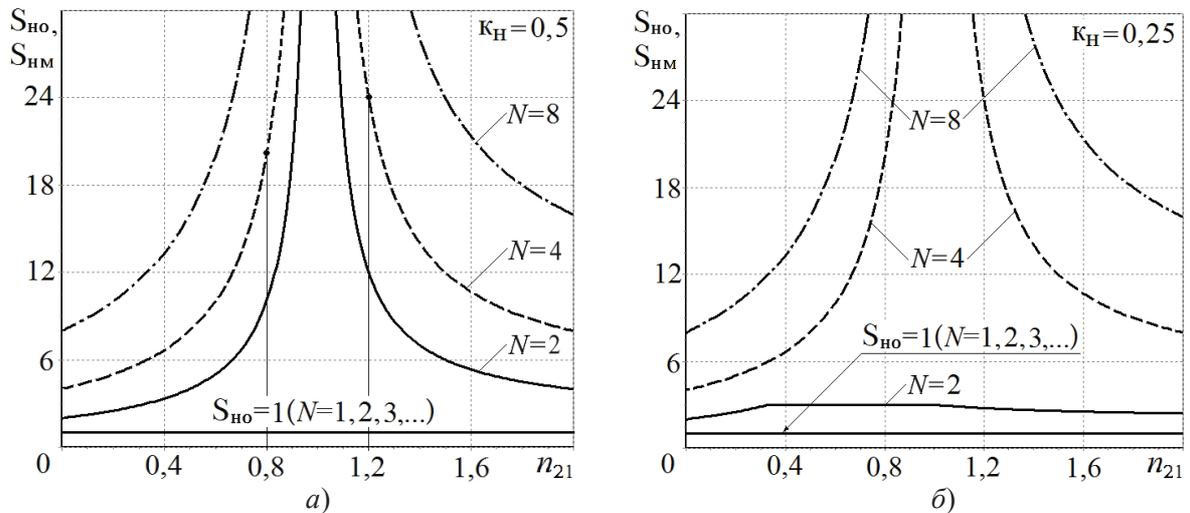


Рисунок 16 – Зависимости коэффициентов сглаживания структуры на выходе ОИП $S_{\text{но}}$ и МИП $S_{\text{нм}}$ от коэффициента трансформации n_{21} при $k_{\text{н}} = 0,5$ (а) и $k_{\text{н}} = 0,25$ (б)

При однофазном принципе преобразования электрической энергии преобразователей модульной структуры эффект фильтрации – подавления переменных составляющих отсутствует (рисунок 15 – $S_{\text{по}} = S_{\text{но}} = 1$).

Коэффициент сглаживания $S_{\text{пм}}$ токов потребления МИП равен (с учетом (12)) числу N силовых каналов СК преобразователя:

$$S_{\text{пм}} = K_{\text{пер}} / K_{\text{пп}} = N, \quad (22)$$

где $K_{\text{пер}} = 1/k_{\text{н}}$, $K_{\text{пп}} = K_{\text{мп}} = 1/Nk_{\text{н}}$.

Эффективность сглаживания пульсаций токов во входных (рисунок 15, а) и выходных цепях (рисунок 15, б) преобразователей с многофазным импульсным принципом преобразования повыша-

ется с увеличением числа N силовых каналов и при $n_{21} = 1$, и при $n_{21} \neq 1$.

Коэффициенты сглаживания $S_{\text{нм}}$ на выходе многофазного преобразователя при коэффициенте трансформации $n_{21} = 1$, при $k_{\text{н}}$, кратных $1/N$ (при $(k-1)/N$, $k = 2 \dots N$ – рисунок 16, а), стремятся к бесконечности.

Выбор коэффициента трансформации не равным единице ($n_{21} \neq 1$) приводит в общем случае к уменьшению эффективности подавления переменных составляющих в выходных цепях преобразователя с многофазным принципом преобразования (рисунок 16, а, б). Во входных цепях МИП влияние коэффициента n_{21} на $S_{\text{нм}}$ отсутствует (рисунок 15, а).

При $n_{21} \neq 1$ уменьшить влияние коэффициента трансформации на фильтрующие свойства в цепи нагрузки преобразователей с многофазным принципом преобразования позволяет увеличение числа N силовых каналов (рисунок 15, а, б и рисунок 16, а, б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам данной работы можно выделить следующие выводы.

Проведены исследования и выявлены специфические особенности электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами понижающего типа в граничном режиме функционирования:

– показано, что в преобразователях модульной структуры при однофазном принципе преобразования эффект фильтрации переменных составляющих во входных и выходных цепях отсутствует, в то время как при многофазном – с увеличением числа N силовых каналов фильтрующие свойства возрастают (улучшаются);

– показано, что коэффициенты пульсаций во входных и выходных цепях ППН модульной структуры не зависят от токов и мощностей в цепях нагрузок отдельно взятых k -х силовых каналов и преобразователей в целом;

– показано, что зависимость коэффициентов пульсаций и коэффициентов сглаживания структуры от коэффициентов трансформации n_{21} дросселей k -х силовых каналов преобразователей модульной структуры имеет место в выходных цепях, а во входных цепях – отсутствует. Установлено, что в общем случае отклонение коэффициентов трансформации n_{21} дросселей k -х силовых каналов от значения, равного единице приводит к увеличению коэффициентов пульсаций в выходных цепях преобразователей и при однофазном и при многофазном принципах преобразования.

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 / А.Ф. Кадацкий, И.П. Малявин, А.В. Кочетков, О.В. Швец // 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 / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.