

**ФИЛЬТРУЮЩИЕ СВОЙСТВА ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ
С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ ПОВЫШАЮЩЕГО ТИПА**

**ФІЛЬТРУЮЧІ ВЛАСТИВОСТІ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ
МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ З СИЛОВИМИ КАНАЛАМИ ПІДВИЩУЮЧОГО ТИПУ**

**FILTERING PROPERTIES OF PULSED DC-DC CONVERTERS
OF MODULAR STRUCTURE WITH POWER CHANNELS OF STEP-UP TYPE**

Аннотация. Рассмотрены особенности электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования при однофазном и многофазном принципах преобразования. Выполнены исследования показателей качества фильтрующих свойств преобразователей с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами повышающего типа.

Анотація. Розглянуті особливості електричних процесів імпульсних перетворювачів модульної структури з автотрансформаторним увімкненням дроселя з граничним режимом функціонування при однофазному та багатофазному принципах перетворення. Виконані дослідження показників якості фільтруючих властивостей перетворювачів з однофазним та багатофазним принципами перетворення з силовими каналами підвищуючого типу.

Summary. The features of the electrical processes of DC-DC converters of modular structure with auto-transformer switching inductor with the boundary mode of operation in one-and multi-phase principle of transformation. Researches of indicators of quality of filtering properties of converters with single-phase and multiphase principles of transformation with power channels of step-up type are executed.

От правильного выбора устройств электропитания зависят надежность и качество работы радиотехнических и телекоммуникационных систем, что является важной научно-технической проблемой.

Импульсные преобразователи постоянного напряжения (ППН) с выходом на постоянном токе являются составной частью современных средств электропитания телекоммуникационных систем. Импульсные 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. Совершенствование импульсных преобразователей является актуальной задачей [1].

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

В известных работах [1, 3] приведены исследования преобразователей модульной структуры повышающего типа, работающих в разрывном, безразрывном, граничном режиме с коэффициентом трансформации дросселя $n_{21} = 1$. Автотрансформаторное включение дросселя позволяет оптимально перераспределить максимальные и действующие значения токов, напряжений, энергетические потери на силовых коммутирующих элементах и оптимизировать объемно-массовые и энергетические показатели преобразователя в целом. Однако результаты исследования ППН с автотрансформаторным включением дросселя при коэффициентах трансформации n_{21} , отличных от единицы ($n_{21} < 1$, $n_{21} > 1$) с граничным режимом, отсутствуют. Это сдерживает их широкое использование на практике.

Цель работы – исследование показателей качества фильтрующих свойств импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования

с силовыми каналами повышающего типа с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования.

Реализация модульных ППН (рис. 1) с СК повышающего типа (рис. 2) требуется в случаях, когда необходимо получить напряжение U_n на нагрузке N больше, чем напряжение U_n источника первичного электропитания (ИПЭ). Например, в устройствах и системах электропитания телекоммуникационного оборудования, электропитающих установках, выпрямительных устройствах, устройствах активной коррекции коэффициента мощности и другого оборудования.

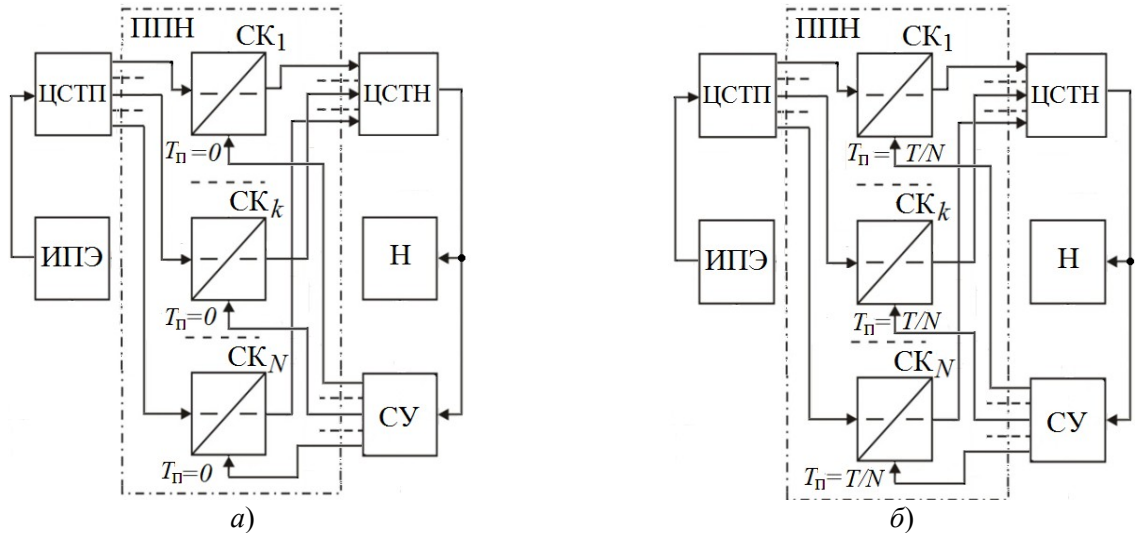


Рисунок 1 – Структурные схемы модульных ППН с однофазным (а) и многофазным (б) принципами преобразования электрической энергии

В случае синфазности электрических процессов в отдельно взятых модулях (k -х силовых каналах СК) ППН временной сдвиг T_n между ними относительно друг друга отсутствует ($T_n = 0$) и в таких (рис. 1,а) ППН – однофазных импульсных преобразователях (ОИП) реализуется однофазный принцип преобразования электрической энергии [1, 2].

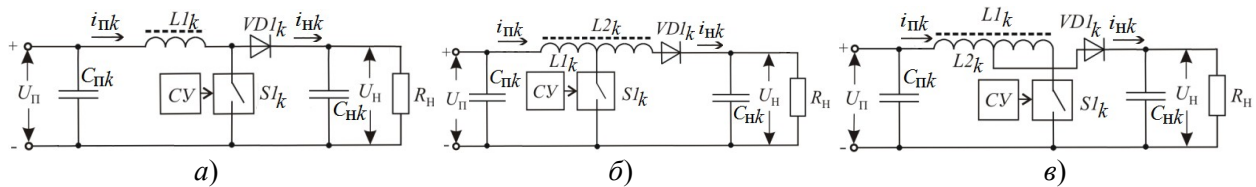


Рисунок 2 – Схемы СК повышающего типа при $n_{21} = 1$ (а), $n_{21} > 1$ (б), $n_{21} < 1$ (в)

Дальнейшее развитие методов миниатюризации и повышения эффективности ППН модульной структуры достигается переходом к многофазному принципу преобразования электрической энергии, когда сигналы схемы управления СУ и соответственно электрические процессы, в отдельно взятых СК, равномерно сдвигаются относительно друг друга на время сдвига $T_n = T/N$ (где T – период преобразования в отдельно взятом k -м СК) k -го, СК и в ППН реализуется многофазный принцип преобразования. Использование таких (рис. 1,б) ППН – многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения (МИП) позволяет уменьшить размеры сглаживающих фильтров за счёт оптимального наложения электрических процессов силовых каналов в цепях питания ЦСПП (цепях суммирования токов потребления) и нагрузки ЦСТН (цепях суммирования токов нагрузки).

Дополнительно уменьшить динамические потери и повысить коэффициент полезного действия (за счет снижения потерь мощности при переключении силовых управляемых ключей $S1_k$) позволяет переход к граничному режиму работы, при котором ток дросселя $i_{Lk}(t)$ k -го СК (рис. 3) спадает до нуля с последующим нарастанием.

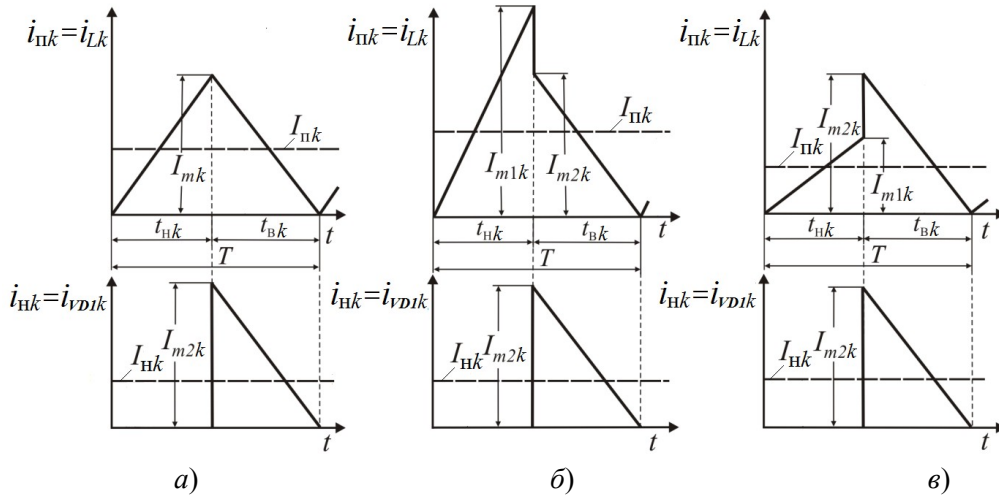


Рисунок 3 – Временные диаграммы токов потребления $i_{пк}(t)$ и нагрузки $i_{пк}(t)$ k -го ($k = 1$) СК в граничном режиме функционирования при $n_{21} = 1$ (а); $n_{21} > 1$ (б); $n_{21} < 1$ (в) при $U_H = \text{const}$

Для исследования показателей качества фильтрующих свойств импульсных ППН модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования были использованы обобщенная математическая модель [2] и специализированное программное обеспечение, созданное в среде программирования Delphi. Ниже приведены результаты исследования электрических процессов ППН модульной структуры с однофазным и многофазным принципами функционирования.

На рис. 4 и 5 приведены (от относительного времени $t_{отн} = t/T$) временные диаграммы токов ППН соответственно ОИП и МИП с автотрансформаторным включением дросселя при граничном режиме функционирования.

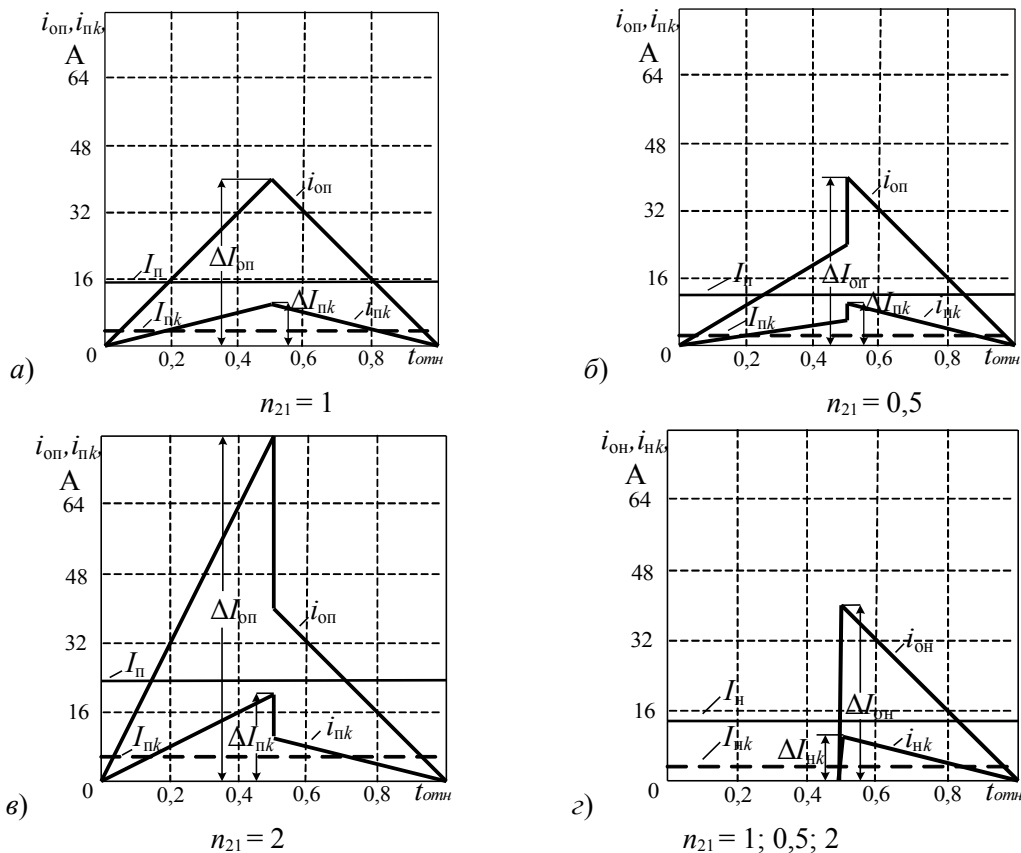


Рисунок 4 – Временные диаграммы токов во входных $i_{он}(t)$ (а, б, в) и в выходных $i_{он}(t)$ (з) цепях ОИП при $N = 4$, $U_H = \text{const}$

И при однофазном, и при многофазном принципах (см. рис. 1) преобразования электрической энергии во входных ЦСТП и выходных ЦСТН цепях протекают токи соответственно $i_{он}(t)$, $i_{мп}(t)$ и $i_{он}(t)$, $i_{мп}(t)$, являющиеся суммами токов соответственно потребления $i_{пк}(t)$ и нагрузки $i_{нк}(t)$ k -х силовых каналов:

$$i_{он}(t) = i_{мп}(t) = \sum_{k=1}^N i_{пк}(t), \quad i_{он}(t) = i_{мп}(t) = \sum_{k=1}^N i_{нк}(t). \quad (1)$$

На рис. 3 для k -го силового канала СК приведены токи $i_{пк}(t)$ – входной, потребляемый от источника ИПЭ и $i_{нк}(t)$ – выходной в цепи нагрузки для $n_{21}=1$ (а), $n_{21}>1$ (б) и $n_{21}<1$ (в). Характер входных токов $i_{пк}(t)$, потребляемых k -м СК от ИПЭ, определяется током $i_{Lk}(t)$ дросселя силового сглаживающего фильтра на интервалах накопления $t_{пк}$ и возврата $t_{вк}$ (рис. 3):

$$i_{п}(t) = i_{Lk}(t). \quad (2)$$

Характер выходных токов $i_{нк}(t)$ – токов нагрузки k -х СК, токов $i_{VD1k}(t)$ диодов $VD1$ определяется токами $i_{Lk}(t)$ на интервалах $t_{вк}$:

$$i_{нк}(t) = i_{VD1k}(t) = i_{Lk}(t). \quad (3)$$

Размахи $\Delta I_{пк}$ пульсаций тока потребления $i_{пк}(t)$ k -го СК определяются размахами I_{m1} , I_{m2} пульсаций токов дросселя соответственно на интервалах накопления $t_{пк}$ и возврата $t_{вк}$:

$$\Delta I_{пк} = \begin{cases} I_{m1k} & \text{при } n_{21} > 1; \\ I_{m1} = I_{m2} & \text{при } n_{21} = 1; \\ I_{m2} & \text{при } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (4)$$

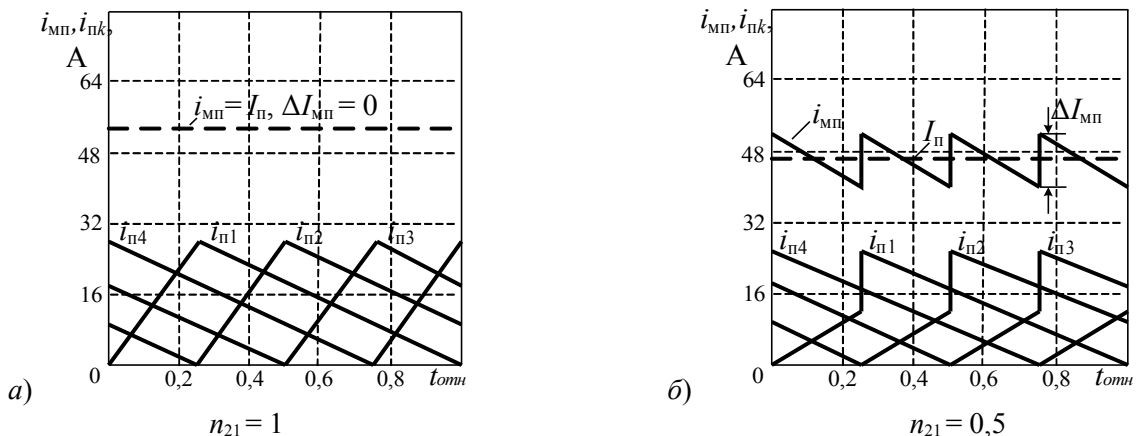
Размахи $\Delta I_{пк}$ пульсаций тока нагрузки $i_{нк}(t)$ k -го СК определяются размахами I_{m2k} . В режиме стабилизации напряжение в цепи нагрузки ППН при $U_n = \text{const}$, поэтому $\Delta I_{пк} = I_{m2k}$ при любом (рис. 3) коэффициенте n_{21} ($n_{21} \geq 1$, $n_{21} < 1$).

Во входных ЦСТП и выходных ЦСТН цепях ОИП, размахи $\Delta I_{оп}$ и $\Delta I_{он}$ пульсаций токов соответственно потребления $i_{оп}(t)$ (рис. 4,а,б,в) и токов нагрузки $i_{он}(t)$ (рис. 4,г) пропорциональны количеству N СК и могут быть определены путем суммирования размахов пульсаций k -х СК: на входе $\Delta I_{оп} = N\Delta I_{пк}$, на выходе $\Delta I_{он} = N\Delta I_{пк}$.

При многофазном принципе преобразования токи k -х силовых каналов равномерно смещены во времени относительно друг друга (рис. 5) на интервал времени $T_n = T/N$. Это приводит к существенному изменению характера суммарных токов на входе $i_{мп}(t)$ (рис. 5,а,б,в) и выходе $i_{мн}(t)$ (рис. 5,г) МИП.

Токи $i_{мп}(t)$, потребляемые МИП от источника первичного электропитания, имеют существенно меньший уровень переменной составляющей по сравнению с током $i_{оп}(t)$ ОИП. Более того, их частота увеличивается в N раз, что также способствует уменьшению габаритов сглаживающих фильтров. В некоторых случаях (рис. 5,а и 6,а) $\Delta I_{п} = 0$ (при $n_{21} = 1$ и коэффициентах накопления кратных k/N – при $k = 1, 2, \dots, (N-1)$).

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



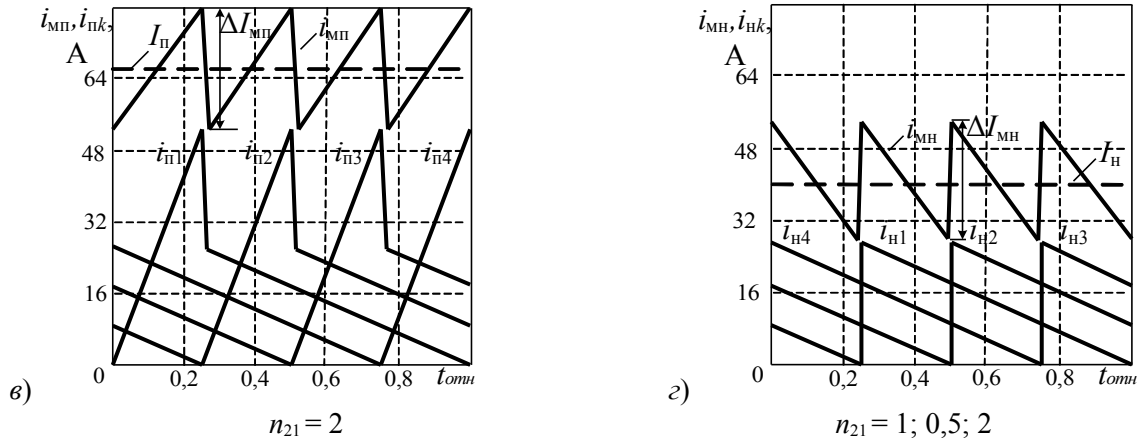


Рисунок 5 – Временные диаграммы токов во входных $i_{мп}(t)$ (а, б, в) и в выходных $i_{мн}(t)$ (з) цепях при $N = 4$, $U_H = \text{const}$

Рассмотрим зависимости от коэффициента накопления размахов пульсаций токов на входе $\Delta I_{оп}$, $\Delta I_{мп}$ и выходе $\Delta I_{он}$, $\Delta I_{мн}$ ППН при однофазном – в ОИП и многофазном – в МИП режимах функционирования соответственно.

При сохранении неизменной мощности в цепи нагрузки отдельно взятого k -го СК, например, $P_{нк} = 200$ Вт, увеличение количества силовых каналов приводит к увеличению мощности нагрузки при $N = 4$ до $P_H = 800$ Вт, при $N = 8$ до $P_H = 1600$ Вт.

При однофазном принципе преобразования это приводит (рис. 4 и б) к увеличению размахов пульсаций токов на входе $\Delta I_{оп}$ и выходе $\Delta I_{он}$ пропорционально числу N силовых каналов.

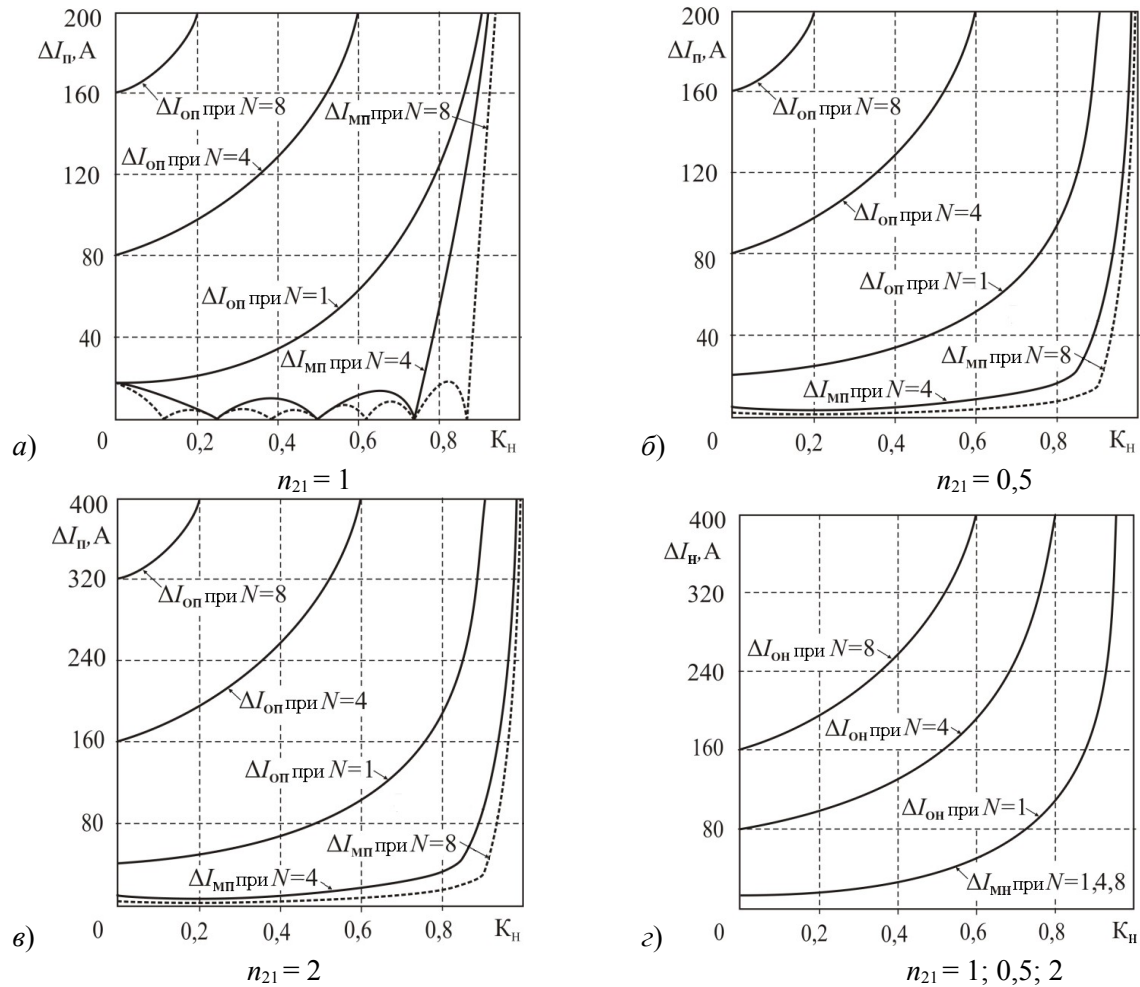


Рисунок 6 – Зависимости размахов пульсаций во входных (а, б, в) и выходных (г) цепях при $N = 4$, $U_H = \text{const}$

и выходных (ε) цепях ОИП и МИП при $P_{нк} = 200$ Вт и $P_H = P_{нк}N$

В отличие от ОИП при многофазном принципе преобразования увеличение выходной мощности преобразователя путем увеличения числа N силовых каналов СК не приводит к увеличению уровней переменных составляющих $\Delta I_{мп}$ и $\Delta I_{мп}$. Более того, увеличение количества СК приводит к увеличению мощности в цепи нагрузки преобразователя. Однако при этом во входной цепи МИП наблюдается не увеличение, как в ОИП, а уменьшение размахов $\Delta I_{мп}$ переменных составляющих токов $i_{мп}(t)$, которые становятся тем меньше пульсации $\Delta I_{нк}$ отдельно взятого канала, чем больше число N силовых каналов (рис. 6,а).

Размахи пульсаций токов на выходах преобразователей при увеличении числа N силовых каналов СК при однофазном принципе преобразования пропорционально увеличиваются ($\Delta I_{он}$ – рис. 6,б), а при многофазном – остаются ($\Delta I_{мп}$ – рис. 6,в) равными размаху пульсаций $\Delta I_{нк}$ отдельно взятого силового канала при любом числе N силовых каналов СК и уровня мощности $P_H = NP_{нк}$ в цепи нагрузки H .

При однофазном (рис. 4,б и 6,б) и многофазном (рис. 5,б и 6,б) принципах преобразования размахи пульсаций токов в цепях нагрузки соответственно $\Delta I_{он}$ и $\Delta I_{мп}$ не зависят от коэффициентов трансформации n_{21} :

;

(5)

Это иллюстрируют временные диаграммы токов $i_{Lk}(t)$ отдельно взятого силового канала СК при $n_{21} = 1$, $n_{21} = 0,5$, $n_{21} = 2$ (рис. 3, 4). Видим, это обусловлено тем, что для обеспечения $U_H = \text{const}$ независимо от n_{21} , энергия передаваемая в цепь нагрузки на интервалах $t_{вк}$, обеспечивается равной при любом n_{21} .

Из анализа зависимостей (рис. 7) коэффициентов пульсации на входе $K_{поп}$ и $K_{пмп}$ и выходе $K_{поп}$ и $K_{пмп}$ соответственно для однофазного и многофазного принципов преобразования рассматриваемых вариантов преобразователей следует, что коэффициенты пульсаций и для ОИП, и для МИП не зависят от мощности в цепи нагрузки (рис. 7):

$$\begin{aligned} K_{поп} &= \Delta I_{оп} / 2I_{п}, & K_{поп} &= \Delta I_{он} / 2I_H; \\ K_{пмп} &= \Delta I_{мп} / 2I_{п}, & K_{пмп} &= \Delta I_{мп} / 2I_H. \end{aligned} \quad (6)$$

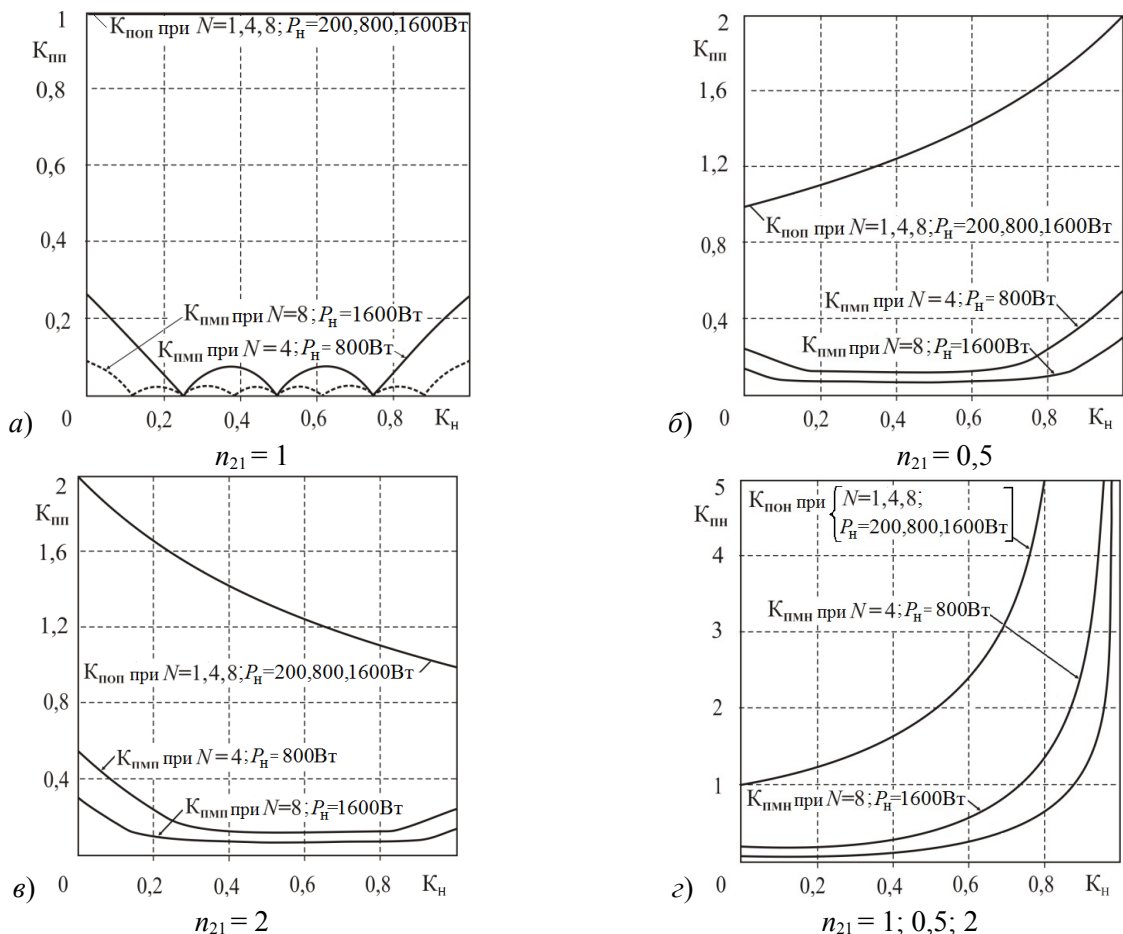


Рисунок 7 – Зависимости коэффициентов пульсации токов на входе $K_{\text{поп}}$ и $K_{\text{пмп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ и $K_{\text{пмн}}$ соответственно ОИП и МИП

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

При коэффициентах трансформации n_{21} , не равных единице ($n_{21} \neq 1$), происходит увеличение коэффициентов пульсаций токов во входных цепях преобразователей модульной структуры и при однофазном $K_{\text{поп}}$ (рис. 8, а), и при многофазном $K_{\text{пмп}}$ (рис. 8, б, в) принципах преобразования.

При однофазном принципе преобразования коэффициенты пульсации на входе $K_{\text{поп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ преобразователей модульной структуры остаются равными коэффициентам пульсации отдельно взятого силового канала СК соответственно на входе $K_{\text{пк}}$ и выходе $K_{\text{нк}}$.

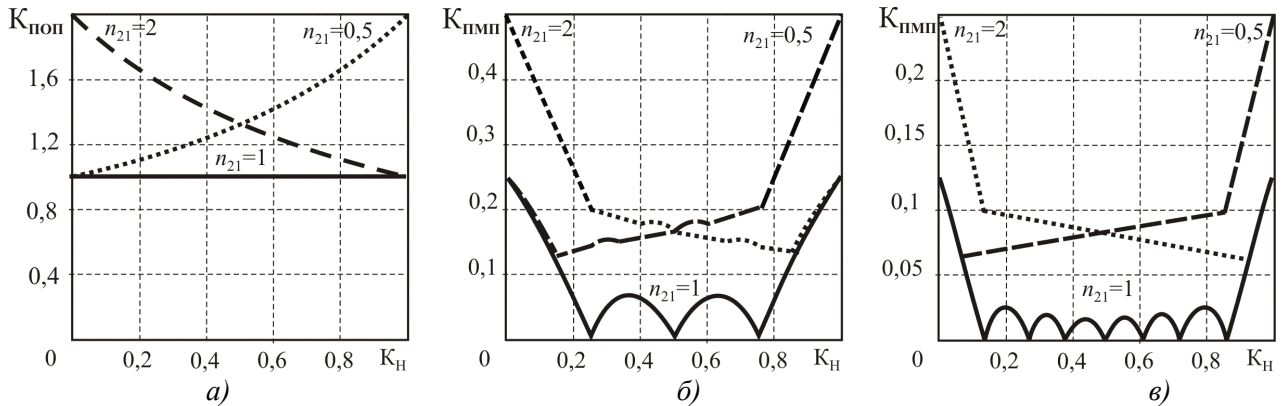


Рисунок 8 – Зависимости коэффициентов пульсации токов на входе ($K_{\text{поп}}$ и $K_{\text{пмп}}$) соответственно для ОИП при $N = 1$ (а) и МИП $N = 4$ (б); $N = 8$ (в) и $n_{21} = 1$, $n_{21} = 0,5$, $n_{21} = 2$

Выбор коэффициента трансформации не равным единице ($n_{21} \neq 1$) приводит к увеличению коэффициентов пульсаций токов во входных цепях преобразователей и с однофазным (рис. 8, а), и с многофазным (рис. 8, б и в) принципами преобразования. При этом по мере увеличения коэффициента накопления k_n степень влияния коэффициента трансформации различна: при $n_{21} < 1$ она возрастает, при $n_{21} > 1$ – уменьшается (рис. 8, а, б, в).

Увеличение числа N СК при однофазном режиме на коэффициенты $K_{\text{поп}}$, $K_{\text{пон}}$ влияние не оказывает (рис. 7), а при многофазном – приводит к уменьшению $K_{\text{пмп}}$, $K_{\text{пмн}}$ (рис. 7, 8).

Для характеристики эффективности подавления переменных составляющих во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры при симметрии электрических процессов используется показатель качества – коэффициент сглаживания структуры преобразователя на входе $S_{\text{оп}}$, $S_{\text{мп}}$ и выходе $S_{\text{он}}$, $S_{\text{мн}}$ соответственно с однофазным и многофазным принципами преобразования:

$$\text{для ОИП} \quad S_{\text{оп}} = K_{\text{пк}} / K_{\text{поп}}; \quad S_{\text{он}} = K_{\text{нк}} / K_{\text{пон}}; \tag{7}$$

$$\text{для МИП} \quad S_{\text{мп}} = K_{\text{пк}} / K_{\text{пмп}}; \quad S_{\text{мн}} = K_{\text{нк}} / K_{\text{пмн}}.$$

На рис. 9 приведены зависимости коэффициентов сглаживания на входе (а, б, в) и выходе (г) ППН модульной структуры.

Для ОИП (независимо от n_{21}) коэффициенты пульсации на входе $K_{\text{пк}}$ и выходе $K_{\text{нк}}$ отдельно взятых силовых каналов СК равны по величине соответственно коэффициентам пульсаций на входе $K_{\text{поп}}$ и выходе $K_{\text{пон}}$ преобразователя. Поэтому коэффициенты сглаживания ОИП на входе $S_{\text{оп}}$ и выходе $S_{\text{он}}$ равны единице ($S_{\text{оп}} = 1$, $S_{\text{он}} = 1$).

Таким образом, преобразователь модульной структуры с однофазным принципом преобразования не обладает фильтрующими свойствами.

Анализ зависимостей (рис. 9) коэффициентов сглаживания преобразователей модульной структуры показывает, что однофазный принцип преобразования не обладает эффектом фильтрации и $S_{\text{оп}} = 1$ (а, б, в), и $S_{\text{он}} = 1$ (г) при любом n_{21} , а многофазный обладает и $S_{\text{мп}} > 1$ (а, б, в), и $S_{\text{мн}} > 1$ (г). При этом при многофазном принципе преобразования эффективность фильтрации и на входе, и на выходе МИП возрастает с увеличением числа N силовых каналов (рис. 9). Происходит уменьшение коэффициентов пульсаций и увеличение в N раз по сравнению с ОИП частоты пульсации.

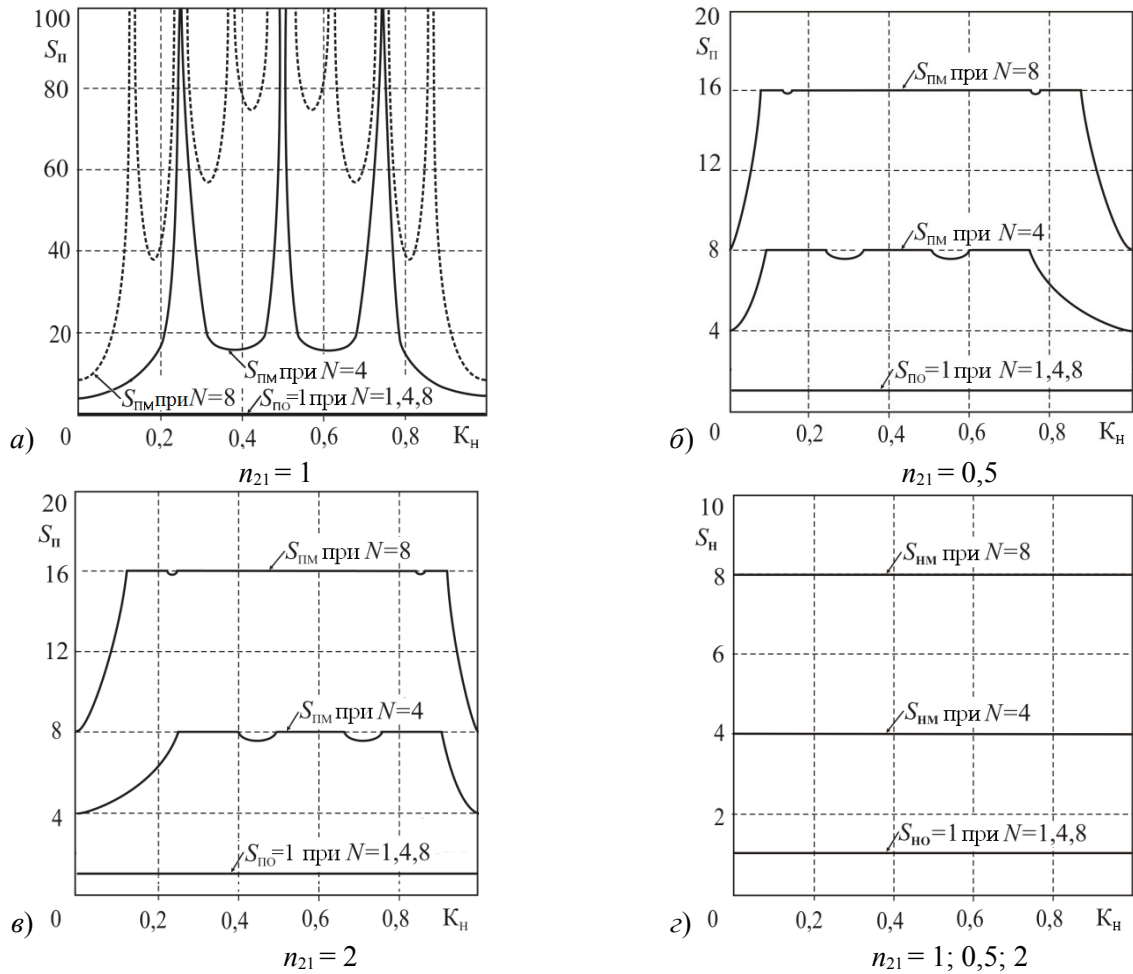


Рисунок 9 – Зависимости коэффициентов сглаживания структуры по току на входе $S_{оп}$, $S_{мп}$ и выходе $S_{он}$, $S_{мн}$ соответственно ОИП и МИП

В заключение отметим следующее.

Импульсные преобразователи модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами повышающего типа с граничным режимом функционирования обладают различными фильтрующими свойствами:

- при однофазном принципе преобразования фильтрующие свойства отсутствуют;
- при многофазном принципе фильтрующие свойства и на входе, и на выходе возрастают при увеличении числа N силовых каналов;
- при коэффициентах трансформации $n_{21} \neq 1$ коэффициенты пульсаций на входе и при однофазном, и при многофазном принципе преобразования по сравнению с $n_{21} = 1$ увеличиваются. При этом многофазный принцип преобразования по сравнению с однофазным сохраняет преимущества фильтрующих свойств;
- коэффициенты пульсаций токов во входных цепях преобразователей с однофазным и с многофазным принципами преобразования при $n_{21} \neq 1$ увеличиваются по сравнению с $n_{21} = 1$, а в выходных цепях коэффициенты пульсаций токов не зависят от n_{21} .

Литература

1. Кадацкий А.Ф. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования / А.Ф. Кадацкий, А.П. Русу // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 1. – С. 11 – 17.
2. Кадацкий А.Ф. Анализ электрических процессов в МИП постоянного напряжения при граничных токах дросселей / [Кадацкий А.Ф., Малявин И.П., Кочетков А.В., Швец О.В.] // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2010. – № 1. – С. 20 – 30.

3. *Кадацкий А.Ф.* Асимметрия электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с граничным режимом функционирования / *А.Ф. Кадацкий, И.П. Малявин* // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2008. – № 3 (75). – С. 7 – 14.
4. *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. 22 – 30.