

## Література

1. Герасимов, Б. М. Нечеткие множества в задачах проектирования, управления и обработки информации / Б. М. Герасимов, Г. Грабовский, Н. А. Рюшин. – К. : Техніка, 2002. – 140 с.
2. Ротштейн, А. П. Интеллектуальные системы идентификации / А. П. Ротштейн. – К. : Техника, 1999. – 180 с.

*Розглянуті особливості електричних процесів імпульсних перетворювачів модульної структури з автотрансформаторним ввімкненням дроселя з граничним режимом функціонування при однофазному та багатofазному принципах перетворення*

*Ключові слова: імпульсні перетворювачі модульної структури*

*Рассмотрены особенности электрических процессов импульсных преобразователей модульной структуры с автотрансформаторным включением дроселя с граничным режимом функционирования при однофазном и многофазном принципах преобразования*

*Ключевые слова: импульсные преобразователи модульной структуры*

*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 are considered*

*Keywords: pulse converter modular structure*

УДК 621.362.2

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ С СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ ПОВЫШАЮЩЕГО ТИПА

**А. Ф. Кадацкий**

Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой\*

Контактный тел.: (048) 723-35-03

E-mail: akad@bk.ru

**О. В. Швец**

Аспирант\*

Контактный тел.: (048) 705-04-35

E-mail: ovshvets@ukr.net

**А. В. Кочетков**

Преподаватель

Кафедра информационной безопасности и передачи данных\*\*

Контактный тел.: (048) 705-02-77

E-mail: 0679016767@ukr.net

**Т. Н. Ерыкалина**

Инженер\*

\*Кафедра безопасности производственных процессов и электропитания систем связи\*\*

Контактный тел.: (048) 705-04-35

E-mail: etn23@mail.ru

\*\*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова  
ул. Кузнечная 1, г. Одесса, Украина, 65029

### 1. Введение

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 нагруз-

зочной 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].

**2. Анализ литературных данных и постановка проблемы**

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.

**3. Цель и задачи исследования**

Цель работы – исследование влияния режимов работы импульсных преобразователей модульной структуры с однофазным и многофазным принципами преобразования с силовыми каналами повышающего типа с автотрансформаторным включением дросселя с граничным режимом функционирования на показатели качества их фильтрующих свойств.

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 – рис. 1 а) реализуется однофазный принцип преобразования электрической энергии.

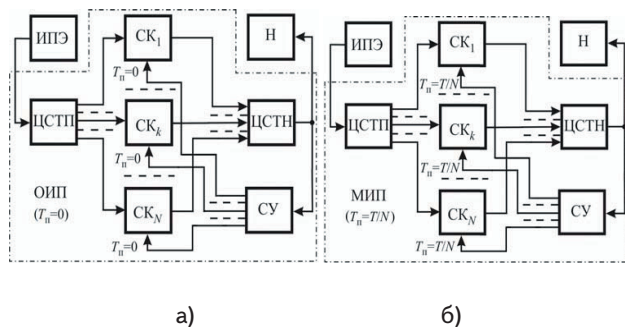


Рис. 1. Структурные схемы ППН модульной структуры с однофазным (а) и многофазным (б) принципами преобразования

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 – рис. 1б) 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 и включение их по автотрансформаторной схеме (рис. 2б,в) позволяет снизить потери мощности, изменить (уменьшить или увеличить) напряжение на силовых коммутирующих ключах  $S1_k, VD1_k$  по сравнению с традиционным типом силового канала с однообмоточным дросселем (рис. 2а) [4].

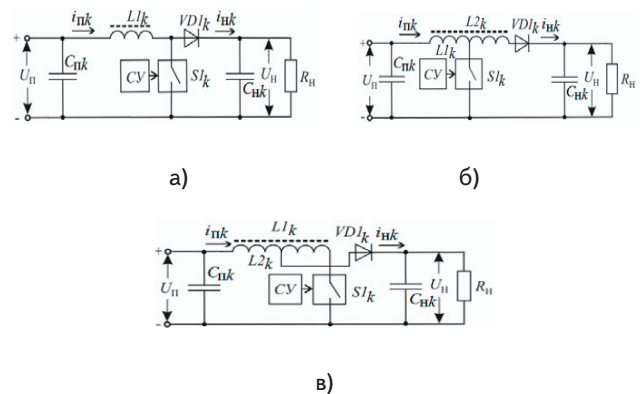


Рис. 2. Схемы СК повышающего типа при  $n_{21}=1$  (а),  $n_{21}>1$  (б),  $n_{21}<1$  (в)

**4. Экспериментальные данные и их обработка**

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]:

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} i_{L1k}(t) & \text{при } 0 \leq t \leq t_{nk}, \\ i_{L2k}(t) & \text{при } t_{nk} < t \leq (t_{nk} + t_{bk}); \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{L1k}(t) = I_{m1k} \frac{t_k}{t_{nk}}, \quad i_{L2k}(t) = I_{m2k} \left( 1 + \frac{t_{nk} - t_k}{t_{bk}} \right); \quad (2)$$

$$I_{m1k} = U_{nk} t_{nk} / L_{1k}, \quad I_{m2k} = (U_{nk} - U_{nk}) t_{bk} / L_{2k}; \quad (3)$$

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

где  $I_{m1k}$  и  $I_{m2k}$  – размахи пульсаций соответственно тока  $i_{L_{nk}}(t)$  дросселя  $k$ -го СК в индуктивности  $L_{1k}$  первичной полуобмотки на интервале накопления  $t_{nk}$  и тока  $i_{L_{bk}}(t)$  в индуктивности  $L_{2k}$  вторичной полуобмотки на интервале возврата  $t_{bk}$ ;  $t$  – текущее время;  $t_{ck} = (k-1)T_n$  – временной сдвиг электрических процессов  $k$ -го СК относительно начала координат (за начало координат принимаем момент времени перехода в проводящее состояние силового управляемого ключа на рис. 2  $S_{1k}$  первого силового канала СК<sub>1</sub>);  $U_n$ ,  $U_n$  – напряжения питания и нагрузки ППН.

И при однофазном, и при многофазном принципах преобразования электрической энергии модульной структуры во входных и выходных цепях протекают токи соответственно  $i_{он}(t)$ ,  $i_{мп}(t)$  и  $i_{он}(t)$ ,  $i_{мн}(t)$ , являющиеся суммами токов соответственно потребления  $i_{нк}(t)$  и нагрузки  $i_{нк}(t)$   $k$ -х силовых каналов:

$$i_{он}(t) = i_{мп}(t) = \sum_{k=1}^N i_{нк}(t), i_{он}(t) = i_{мн}(t) = \sum_{k=1}^N i_{нк}(t). \quad (5)$$

При этом характер входных токов  $i_{нк}(t)$ , потребляемых  $k$ -м СК от источника первичного электропитания определяется током  $i_{Lk}(t)$  дросселя силового сглаживающего фильтра на интервалах накопления  $t_{nk}$  и возврата  $t_{bk}$  [3].

$$i_{нк}(t) = i_{Lk}(t) \text{ при } 0 \leq t \leq (t_{nk} + t_{bk}) \quad (6)$$

Характер выходных токов  $i_{нк}(t)$  – токов нагрузки  $k$ -х СК, токов  $i_{VD1k}(t)$  диодов  $VD1_k$  определяется токами дросселей  $i_{Lk}(t)$  на интервалах возврата  $t_{bk}$

$$i_{нк}(t) = i_{VD1k}(t) = i_{Lk}(t) \text{ при } t_{bk} \leq t \leq (t_{nk} + t_{bk}) \quad (7)$$

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

$$\Delta I_{nk} = \begin{cases} I_{m1k} & \text{прп } n_{21} > 1, \\ I_{m1} = I_{m2} & \text{прп } n_{21} = 1, \\ I_{m2} & \text{прп } n_{21} < 1. \end{cases} \quad (8)$$

Размахи  $\Delta I_{нк}$  пульсаций тока нагрузки  $i_{нк}(t)$   $k$ -го СК определяются размахами  $I_{m2k}$ :

$$\Delta I_{нк} = I_{m2k}. \quad (9)$$

В цепях ОИП: входных ЦСТП и выходных ЦСТН, размахи пульсаций  $\Delta I_{он}$  и  $\Delta I_{он}$  соответственно токов потребления  $i_{он}(t)$  и нагрузки  $i_{он}(t)$  пропорциональны количеству  $N$  СК и могут быть определены путем суммирования соответственно размахов  $\Delta I_{нк}$  и  $\Delta I_{нк}$  пульсаций  $k$ -х СК: на входе  $\Delta I_{он} = N\Delta I_{нк}$  (рис. 3а), на выходе  $\Delta I_{он} = N\Delta I_{нк}$  (рис. 3в).

Во входных и выходных цепях МИП пульсации токов потребления  $\Delta I_{мп}$  и нагрузки  $\Delta I_{мн}$  определяются разностью максимальных  $I_{п \max}$ ,  $I_{н \max}$  и минимальных  $I_{п \min}$ ,  $I_{н \min}$  значений тока соответственно  $i_{мп}(t)$  и  $i_{мн}(t)$  (рис. 3б, г):

$$\Delta I_{мп} = I_{п \max} - I_{п \min}, \Delta I_{мн} = I_{н \max} - I_{н \min}. \quad (10)$$

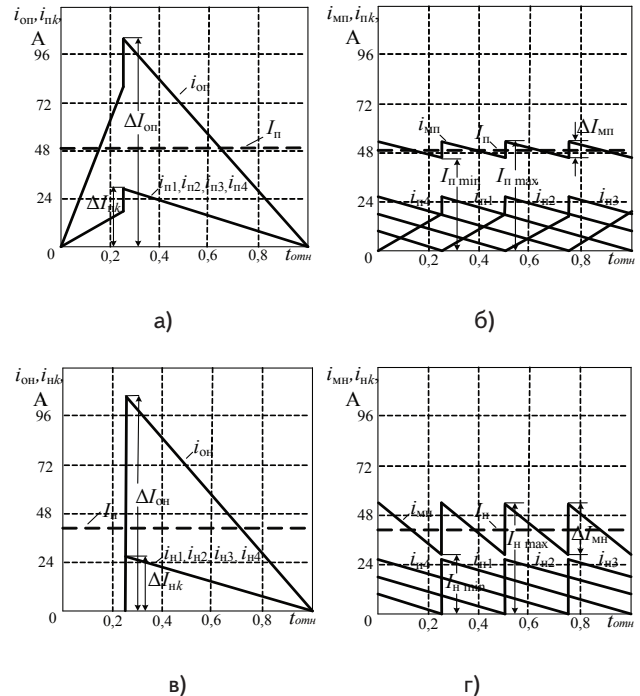


Рис. 3. Временные диаграммы токов во входных  $i_{он}(t)$ ,  $i_{мп}(t)$  (а, б) и в выходных  $i_{он}(t)$ ,  $i_{мн}(t)$  (в, г) цепях при  $N=4$ ,  $U_n = \text{const}$ ,  $n_{21} = 0,75$  в ОИП (а, в) и МИП (б, г)

В режиме стабилизации напряжения в цепи нагрузки преобразователя  $U_n = \text{const}$ , поэтому  $\Delta I_{-k} = I_{m2k}$  при любом коэффициенте трансформации  $n_{21}$  [3].

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

$$K_{поп} = \Delta I_{он} / 2I_{п}, K_{пмп} = \Delta I_{мп} / 2I_{п}, K_{пон} = \Delta I_{он} / 2I_{н}, K_{пмн} = \Delta I_{мн} / 2I_{н} \quad (11)$$

Коэффициенты пульсаций токов на входе  $K_{поп}$  и  $K_{пмп}$  и выходе  $K_{пон}$  и  $K_{пмн}$  – соответственно для однофазного и многофазного принципов преобразования рассматриваемых вариантов преобразователей не зависят ни от тока  $I_{нк}$  и мощности  $P_{нк}$  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  $\Delta I_{он}$ ,  $\Delta I_{мп}$  и  $\Delta I_{он}$ ,  $\Delta I_{мн}$ , и их средние значения  $I_{он}$ ,  $I_{мп}$  и  $I_{он}$ ,  $I_{мн}$  соответственно на входе и выходе ППН.

Покажем это и с помощью полученной ниже математической модели.

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

$$I_{п} = NI_{m1} [1 + \kappa_n (n_{21} - 1)] / 2n_{21}; \\ I_{н} = NI_{m1} (1 - \kappa_n) / 2n_{21}. \quad (12)$$

Используя (11) коэффициенты пульсаций токов на входе  $K_{поп}$  и  $K_{пмп}$  и выходе  $K_{пон}$  и  $K_{пмн}$  соответственно

преобразователей при однофазном и многофазном принципах преобразования определим с учетом (8), (9), (12) [3] как

$$K_{\text{поп}} = 1/k_b, \quad K_{\text{пмп}} = 1/Nk_b;$$

$$K_{\text{поп}} = \begin{cases} n_{21}/1+k_n(n_{21}-1) & \text{при } n_{21} \geq 1, \\ 1/1+k_n(n_{21}-1) & \text{при } n_{21} < 1; \end{cases} \quad (13)$$

Из (13) следует, что коэффициенты пульсаций на выходе преобразователя  $K_{\text{поп}}$  при однофазном принципе преобразования обратно пропорциональны коэффициенту возврата, который определяется как  $k_b = 1-k_n$ , а при многофазном  $K_{\text{пмп}}$  – обратно пропорциональны  $Nk_b$ , т.е. в  $N$  раз меньше (рис. 4) коэффициентов пульсаций  $K_{\text{поп}}$  при однофазном принципе преобразования:

$$K_{\text{пмп}} = K_{\text{поп}}/N. \quad (14)$$

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

$$k_n = U_n / [U_n(1-n_{21}) + U_{\text{п}}n_{21}] \quad (15)$$

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

$$K_{\text{поп}} = [U_n - U_{\text{п}}(1-n_{21})] / U_{\text{п}}n_{21},$$

$$K_{\text{пмп}} = [U_n - U_{\text{п}}(1-n_{21})] / U_{\text{п}}n_{21}, \quad (16)$$

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

На рис. 4 и рис. 5 приведены зависимости коэффициентов пульсаций  $K_{\text{поп}}$ ,  $K_{\text{пмп}}$ ,  $K_{\text{поп}}$  и  $K_{\text{пмп}}$ , полученные по соотношениям (13), (16). Данные зависимости совпадают с результатами, полученными с использованием соот-

ношений (11) и математической модели, изложенной в [1].

На рис. 4б и рис. 5б при  $k_n=0,7=\text{const}$  приведены зависимости коэффициентов пульсаций  $K_{\text{поп}}$ ,  $K_{\text{пмп}}$ ,  $K_{\text{поп}}$  и  $K_{\text{пмп}}$  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  $\bar{I}_{\text{нк}} = I_{\text{нк}}/I_{\text{нкном}}$  и мощности  $\bar{P}_{\text{нк}} = P_{\text{нк}}/P_{\text{нкном}}$  нагрузки к-го силового канала СК.

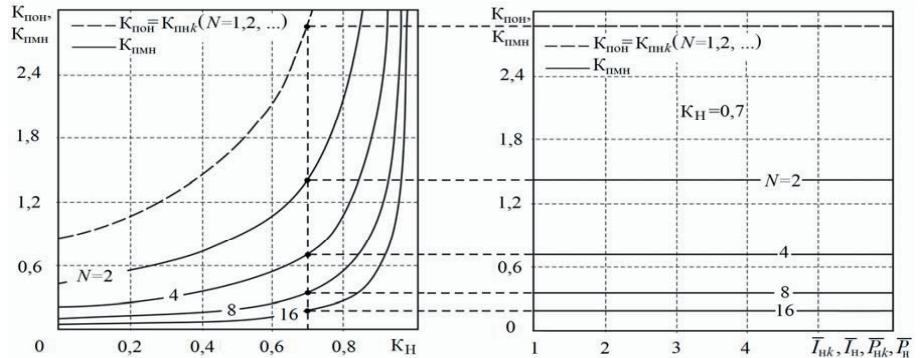


Рис. 4. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на выходе МИП,  $K_{\text{поп}}$  ОИП от коэффициента накопления -  $k_n$  (а) и относительных  $\bar{I}_{\text{нк}}$ ,  $\bar{I}_n$ ,  $\bar{P}_{\text{нк}}$ ,  $\bar{P}_n$  выходного тока и мощности при  $k_n=0,7$  (б)

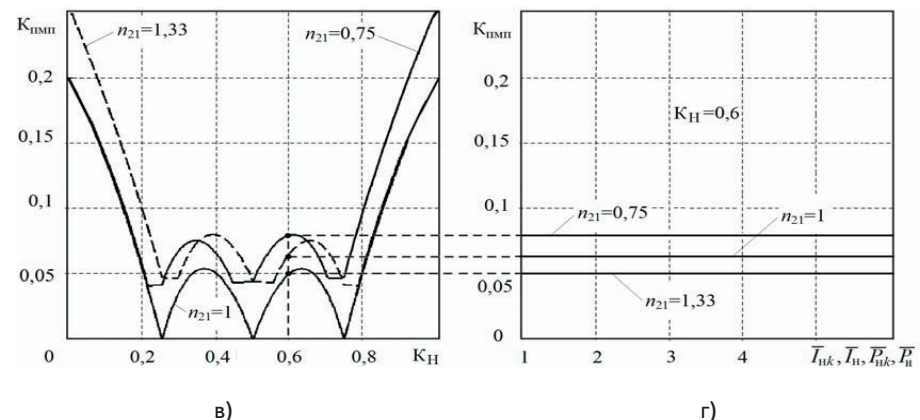
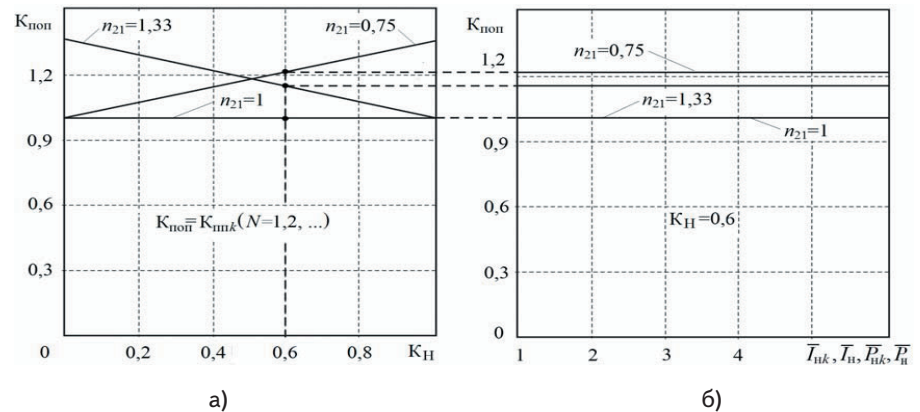


Рис. 5. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе ОИП  $K_{\text{поп}}$  (а, б) и МИП  $K_{\text{пмп}}$  (в, г) от коэффициента накопления -  $k_n$  (а, в) и относительных  $\bar{I}_{\text{нк}}$ ,  $\bar{I}_n$ ,  $\bar{P}_{\text{нк}}$ ,  $\bar{P}_n$  (б, г) при  $N=4$ ,  $I_{\text{нк}} \geq 10$  А,  $k_n=0,6$

В качестве базовых параметров использованы номинальные ток  $I_{\text{н ном}}$  и мощность  $P_{\text{н ном}}$  в цепи на-

грузки преобразователя и ток  $I_n$   $k$ -го силового канала:

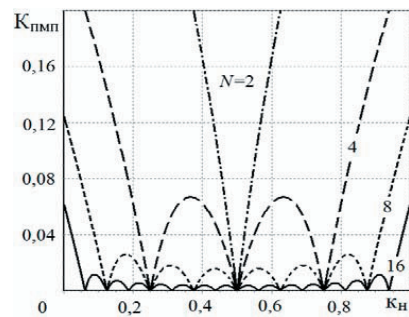
$$P_{n\text{ ном}} = U_n I_{n\text{ ном}}, I_{n\text{ ном}} = NI_{nk\text{ ном}} \quad (17)$$

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

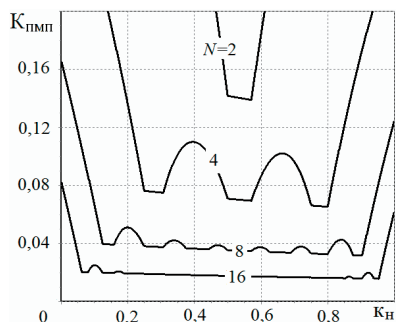
Видим (рис. 4б и 5б), что и коэффициенты пульсаций токов в цепи питания  $K_{\text{поп}}$ ,  $K_{\text{пмп}}$  и нагрузки  $K_{\text{поп}}$ ,  $K_{\text{пмп}}$  преобразователей модульной структуры и с однофазным, и с многофазным принципами преобразования также не зависят от токов нагрузки  $I_n$ ,  $I_{nk}$  и мощности  $P_n$ ,  $P_{nk}$  в цепи нагрузки, как при  $n_{21}=1$ , так и при  $n_{21} \neq 1$ .

При однофазном принципе преобразования коэффициенты пульсаций на входе  $K_{\text{поп}}$  и выходе  $K_{\text{поп}}$  преобразователей модульной структуры (рис. 6) остаются равными коэффициентам пульсаций отдельно взятого  $k$ -го силового канала СК соответственно  $K_{nk}$  и  $K_{nk}$ .

Выбор коэффициента трансформации не равного единице ( $n_{21} \neq 1$ ) приводит по сравнению с  $n_{21}=1$  к увеличению коэффициентов пульсаций токов во входных цепях преобразователей и с многофазным (рис. 5а; рис. 6 а, б, в), и с однофазным (рис. 6) принципами преобразования.



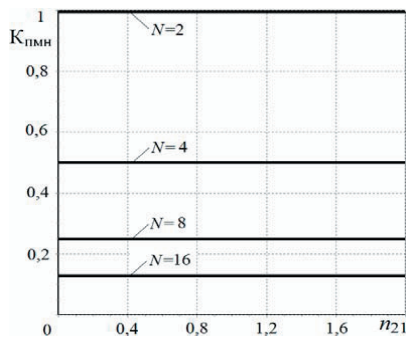
а)



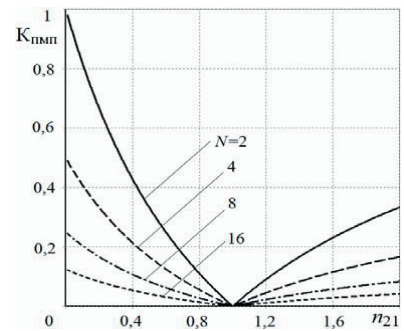
б)

Рис. 6. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе  $K_{\text{пмп}}$  (а, б, в) и  $K_{\text{поп}}$  (г) ППН модульной структуры  $n_{21}=1$  (а),  $n_{21}=0,75$  (б),  $n_{21}=1,33$  (в) и  $K_{\text{поп}}$  при  $n_{21}=1; 0,75; 1,33$  (г)

Увеличение числа  $N$  силовых каналов позволяет уменьшить степень влияния отклонения коэффициента трансформации  $n_{21}$  от  $n_{21}=1$  на коэффициент пульсаций  $K_{\text{пмп}}$  на входе МИП (рис. 7б). При этом (рис. 7б) 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.



а)



б)

Рис. 7. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на выходе  $K_{\text{пмп}}$  (а) и входе  $K_{\text{пмп}}$  (б) ППН модульной структуры – МИП от коэффициента трансформации  $n_{21}$  при  $k_n=0,5$

Коэффициенты пульсаций в выходных цепях преобразователей и при однофазном  $K_{\text{поп}}$  и при многофазном  $K_{\text{пмп}}$  принципах преобразования преобразователей модульной структуры не зависят от  $n_{21}$  (рис. 7а).

Для определения эффективности подавления переменных составляющих во входных и выходных цепях преобразователей модульной структуры построения

используются в качестве показателей качества - коэффициенты сглаживания структуры преобразователя на входе  $S_n$  и выходе  $S_n$ :

$$S_n = K_{\text{нпр}} / K_{\text{мп}}; S_n = K_{\text{нпр}} / K_{\text{мп}}; \quad (18)$$

$$K_{\text{нпр}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\text{нк}}; K_{\text{нпр}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N K_{\text{нк}}; \quad (19)$$

где  $K_{\text{нк}}, K_{\text{нк}}$  - коэффициенты пульсаций токов на входе и выходе  $k$ -го СК,  $K_{\text{нпр}}, K_{\text{нпр}}$  - 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

$$K_{\text{мп1}} = K_{\text{мп2}} = \dots = K_{\text{мпN}} = K_{\text{мп}},$$

$$K_{\text{пмп1}} = K_{\text{пмп2}} = \dots = K_{\text{пмпN}} = K_{\text{пмп}}.$$

При этом для преобразователя однофазным принципом преобразования электроэнергии коэффициенты пульсаций на входе определяется как

$$K_{\text{non}} = \Delta I_n / 2I_n = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Delta I_{nk} / 2NI_{nk} = K_{\text{нр}} = K_{\text{нн}} \quad (20)$$

Для преобразователя с однофазным принципом преобразования (рис. 9а,б) получаем при любом количестве силовых каналов коэффициенты сглаживания на входе  $S_{\text{оп}}=1$  и на выходе  $S_{\text{он}}=1$ , ( $S_{\text{оп}}=S_{\text{он}}=1$ ).

При однофазном принципе преобразования электрической энергии преобразователей модульной структуры эффект фильтрации - подавления переменных составляющих отсутствует (рис. 8 -  $S_{\text{оп}}=S_{\text{он}}=1$ ).

Коэффициент сглаживания  $S_{\text{мп}}$  токов нагрузок МИП равен (с учетом (13)) числу  $N$  силовых каналов СК преобразователя:

$$S_{\text{мп}} = K_{\text{нр}} / K_{\text{нн}} = N, \quad (21)$$

где  $K_{\text{нр}} = 1/k_{\text{в}}$ ,  $K_{\text{нн}} = K_{\text{мп}} = 1/Nk_{\text{в}}$ .

Эффективность сглаживания пульсаций токов во входных (рис. 8а) и выходных цепях (рис. 8б) преобразователей с многофазным импульсным принципом преобразования повышается с увеличением числа  $N$  силовых каналов и при  $p_{21}=1$ , и при  $p_{21} \neq 1$ .

На рис. 9 представлены зависимости коэффициентов сглаживания структуры на входе  $S_n$  от коэффициента трансформации  $p_{21}$  при  $k_n=0,5$  и  $0,25$ . Коэффициент сглаживания структуры принимает максимальные значения при коэффициенте трансформации  $p_{21}=1$  (рис. 9а,б).

Коэффициенты сглаживания  $S_{\text{мп}}$  на входе многофазного преобразователя при коэффициенте трансформации  $p_{21}=1$ , при  $k_n$ , кратных  $1/N$  (при  $(k-1)/N$ ,  $k=2...N$  - рис. 9а), стремятся к бесконечности.

При коэффициентах трансформации не равных единице ( $p_{21} \neq 1$ ) снижается эффективность подавления переменных составляющих во входных цепях

преобразователя с многофазным принципом преобразования (рис. 9а,б). В выходных цепях МИП влияние коэффициента  $p_{21}$  на  $S_{\text{мп}}$  отсутствует (рис. 8б).

При  $p_{21} \neq 1$  уменьшить влияние коэффициента

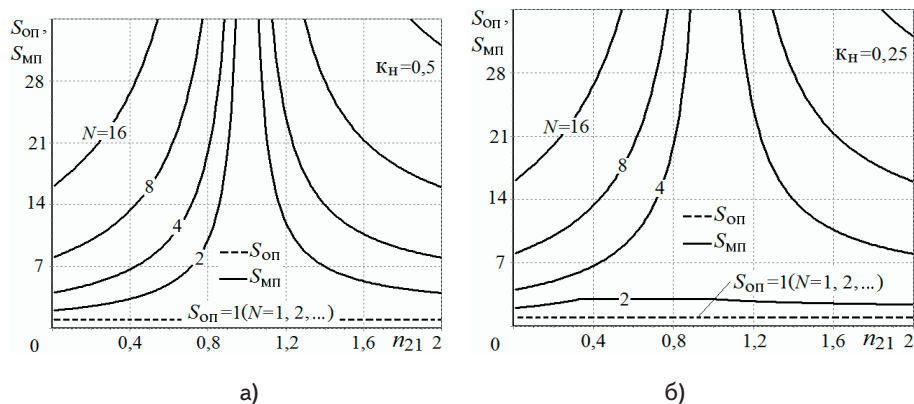


Рис. 9. Зависимости коэффициентов сглаживания на входе  $S_n$  от коэффициента трансформации  $p_{21}$  при  $k_n = 0,5$  (а) и  $k_n = 0,25$  (б) ППН модульной структуры

трансформации на фильтрующие свойства в цепи потребления преобразователей с многофазным принципом преобразования позволяет увеличение числа  $N$  силовых каналов.

Например, при коэффициенте накопления  $k_n=0,5$  при  $p_{21}=1,5$  и  $N=2$  коэффициент сглаживания  $S_{\text{мп}}$  на входе многофазного преобразователя равен 6 (рис. 9а). Увеличение числа  $N$  силовых каналов до  $N=4$  позволяет увеличить  $S_{\text{мп}}$  в два раза ( $S_{\text{мп}}=12$ , - рис. 9 а). При  $N=8$  коэффициент сглаживания  $S_{\text{мп}}=24$  - увеличивается по сравнению с  $N=2$  в четыре раза (рис. 9а).

Анализ зависимостей (рис. 8) коэффициентов сглаживания преобразователей модульной структуры показывает, что ППН с однофазным принципом преобразования не обладают эффектом фильтрации и  $S_{\text{оп}}=1$  (а), и  $S_{\text{он}}=1$  (б) при любом  $p_{21}$ , а при многофазном обладает и  $S_{\text{мп}} > 1$  (а), и  $S_{\text{мп}} > 1$  (б). При этом при многофазном принципе преобразования эффективность фильтрации и на входе, и на выходе МИП возрастает с увеличением числа  $N$  силовых каналов (рис. 8, 9).

По результатам данной работы можно выделить следующие выводы.

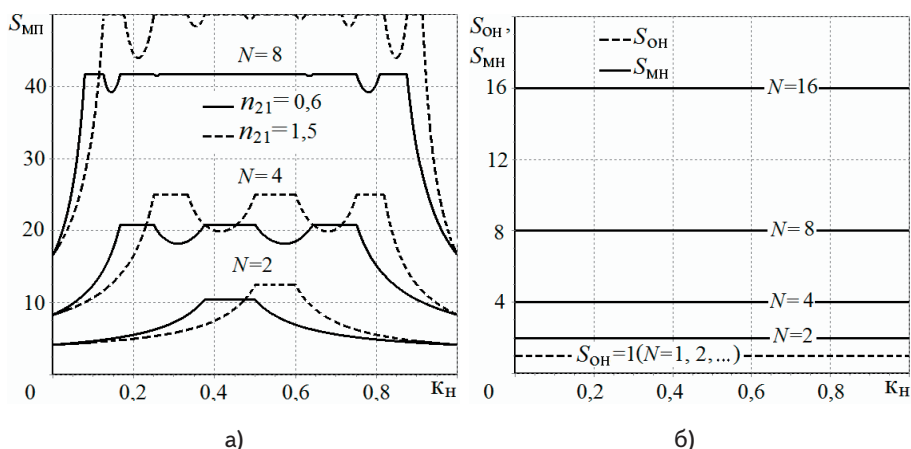


Рис. 8. Зависимости коэффициентов сглаживания структуры на входе  $S_n$  (а) и выходе  $S_n$  (б) ППН модульной структуры

## 5. Выводы

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

- показано, что в преобразователях модульной структуры при однофазном принципе преобразования эффект фильтрации переменных составляющих

ючих во входних і виходних цепях відсутствует, в то время как при многофазном – с увеличением числа  $N$  силовых каналов фильтрующие свойства возрастают (улучшаются);

- показано, що коефіцієнти пульсацій во входних і виходних цепях ППН модульної структури не зависят от токов и мощностей в цепях нагрузок отдельно взятых  $k$ -х силовых каналов и преобразователей в целом;

- показано, що в режимі стабілізації напруги в цепі навантаження зависимость коефіцієнтів

пульсацій і коефіцієнтів згладжування преобразователей модульної структури от коефіцієнтів трансформации  $n_{21}$  дросселей  $k$ -х силовых каналов имеет место во входных цепях, а в выходных цепях – отсутствует. Установлено, что в общем случае отклонение коефіцієнтів трансформации  $n_{21}$  дросселей  $k$ -х силовых каналов от значения, равного единице приводит к увеличению коефіцієнтів пульсацій во входных цепях преобразователей и при однофазном и при многофазном принципах преобразования.

#### Литература

1. Кадацкий, А.Ф. Анализ электрических процессов в МИП постоянного напряжения при граничных токах дросселей [Текст] / 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. Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования [Текст] / Кадацкий А.Ф., Русу А.П. // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 1. – С. 11 – 17.
3. Кадацкий, А.Ф., Фильтрующие свойства импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами повышающего типа [Текст] / Кадацкий А.Ф., Швец О.В., Кочетков А.В. // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – № 2. – С. 69-76.

*В статті розглянуто структуру та визначено елементний склад каналу визначення барометричної висоти та швидкості польоту інтегрованої навігаційної системи безпілотного літального апарату*

*Ключові слова: безпілотний літальний апарат, інтегрована навігаційна система*

*В статье предложена структура и определен элементный состав канала определения барометрической высоты полета и вертикальной скорости интегрированной навигационной системы беспилотного летательного аппарата*

*Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, интегрированная навигационная система*

*In the article the structure and elements of the channel of definition of flight barometric altitude and vertical speed of integrated navigation system of unmanned aircraft vehicle are considered*

*Keywords: unmanned aircraft vehicle, integrated navigation system*

УДК 629.735.05:629.735.33-519

## КАНАЛ ВИЗНАЧЕННЯ ВИСОТИ ПОЛЬОТУ ТА ВЕРТИКАЛЬНОЇ ШВИДКОСТІ БЕЗПІЛОТНОГО ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ

**В. Ю. Ларін**

Доктор технічних наук, професор  
Кафедра аеронавігаційних систем  
Національний авіаційний університет  
пр. Космонавта Комарова, 1, м. Київ, Україна, 03680  
Контактний тел.: (044) 362-31-73  
E-mail: vjlarin@gmail.com

#### Вступ

Матеріали, які надано в дані статті, належать до галузі аеронавігації, а саме до визначення механічних величин, таких як висота польоту та швидкість польоту літального апарату.

#### Актуальність дослідження

Сучасний розвиток безпілотної авіації обумовлений багатьма чинниками, які добре відомі. Існуючі на цей час зразки безпілотних повітряних суден відрізняються один від одного по масо-габаритним,