

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 багатозфазному 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.

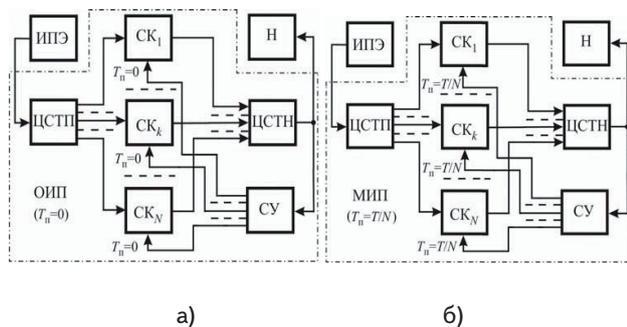


Рис. 1. Структурные схемы ППН модульной структуры с однофазным (а) и многофазным (б) принципами преобразования

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].

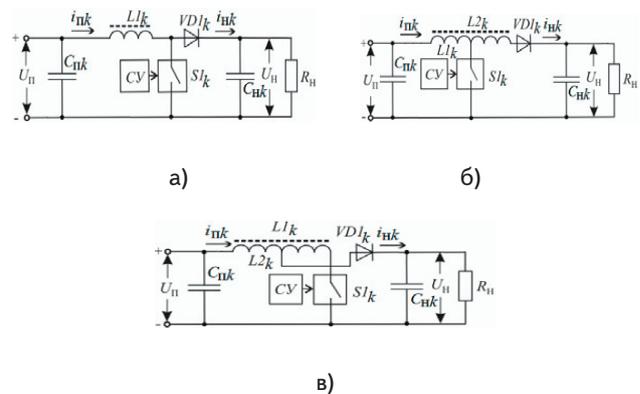


Рис. 2. Схемы СК повышающего типа при $n_{21}=1$ (а), $n_{21}>1$ (б), $n_{21}<1$ (в)

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]:

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

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

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

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

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 СК₁); 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 $i_{он}(t)$, $i_{мп}(t)$, являющиеся суммами токов соответственно потребления $i_{нк}(t)$ и нагрузки $i_{нк}(t)$ k -х силовых каналов:

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

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 ΔI_{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 $\Delta I_{мп}$ определяются разностью максимальных $I_{п \max}$, $I_{н \max}$ и минимальных $I_{п \min}$, $I_{н \min}$ значений тока соответственно $i_{мп}(t)$ и $i_{мп}(t)$ (рис. 3б, г):

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

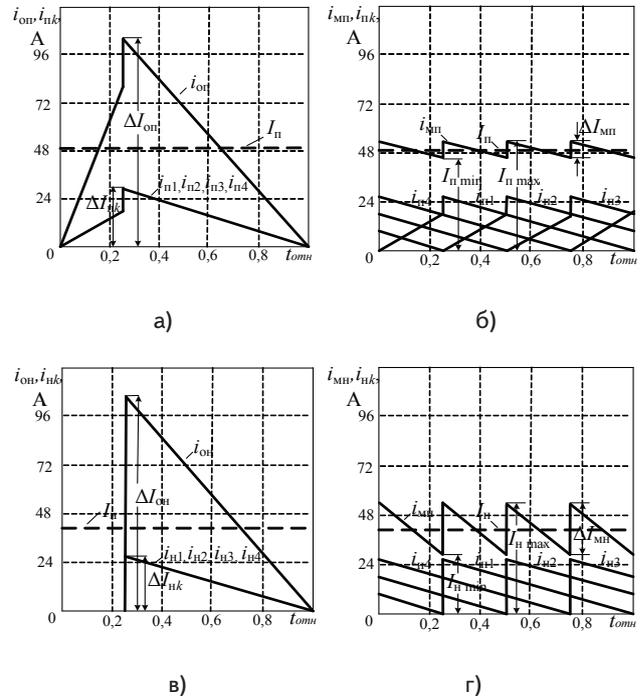


Рис. 3. Временные диаграммы токов во входных $i_{он}(t)$, $i_{мп}(t)$ (а, б) и в выходных $i_{он}(t)$, $i_{мп}(t)$ (в, г) цепях при $N=4$, $U_n = \text{const}$, $n_{21} = 0,75$ в ОИП (а, в) и МИП (б, г)

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:

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

Коэффициенты пульсаций токов на входе $K_{поп}$ и $K_{пмп}$ и выходе $K_{пон}$ и $K_{пмп}$ – 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 $\Delta I_{он}$, $\Delta I_{мп}$, и их средние значения $I_{он}$, $I_{мп}$ и $I_{он}$, $I_{мп}$ 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

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

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

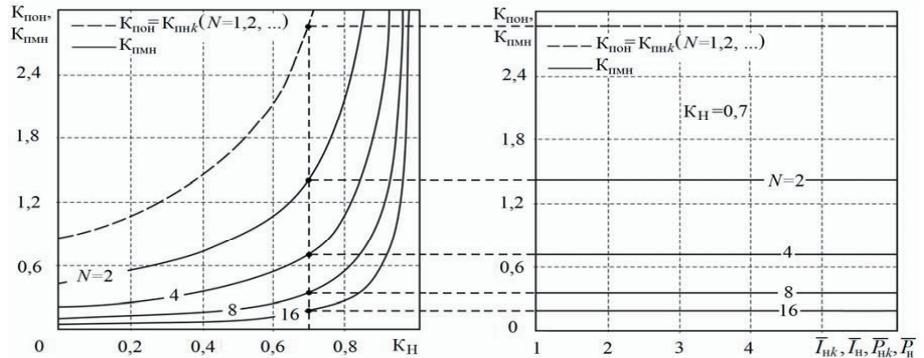


Рис. 4. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на выходе МИП, $K_{\text{поп}}$ ОИП от коэффициента накопления - k_n (а) и относительных $\bar{I}_{\text{нк}}$, \bar{I}_n , $\bar{P}_{\text{нк}}$, \bar{P}_n выходного тока и мощности при $k_n=0,7$ (б)

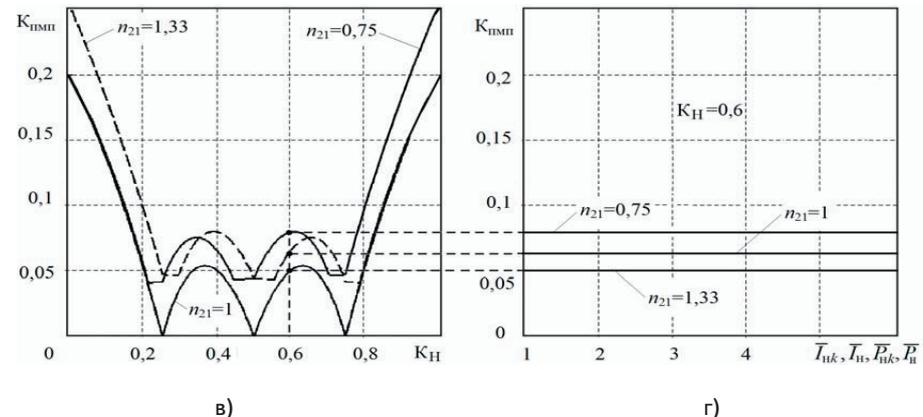
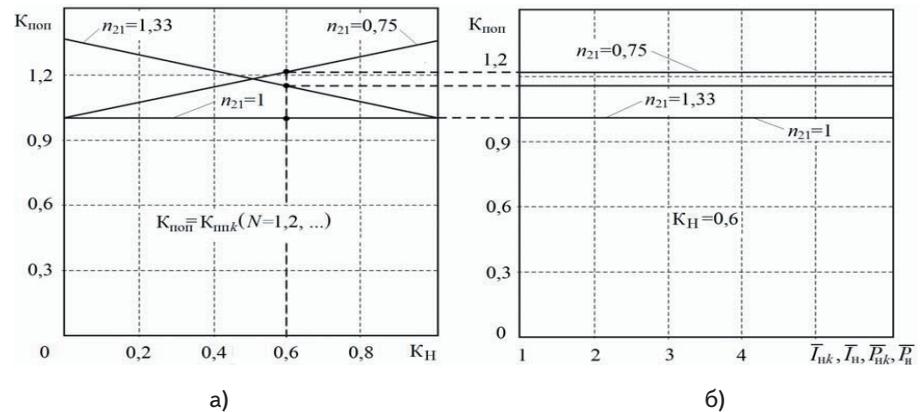


Рис. 5. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе ОИП $K_{\text{поп}}$ (а, б) и МИП $K_{\text{пмп}}$ (в, г) от коэффициента накопления - k_n (а, в) и относительных $\bar{I}_{\text{нк}}$, \bar{I}_n , $\bar{P}_{\text{нк}}$, \bar{P}_n (б, г) при $N=4$, $I_{\text{нк}} \geq 10$ А, $k_n=0,6$

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 $K_{\text{пон}}$, $K_{\text{пмн}}$ 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 $K_{\text{пон}}$ преобразователей модульной структуры (рис. 6) остаются равными коэффициентам пульсаций отдельно взятого k -го силового канала СК соответственно K_{nk} и $K_{нк}$.

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.

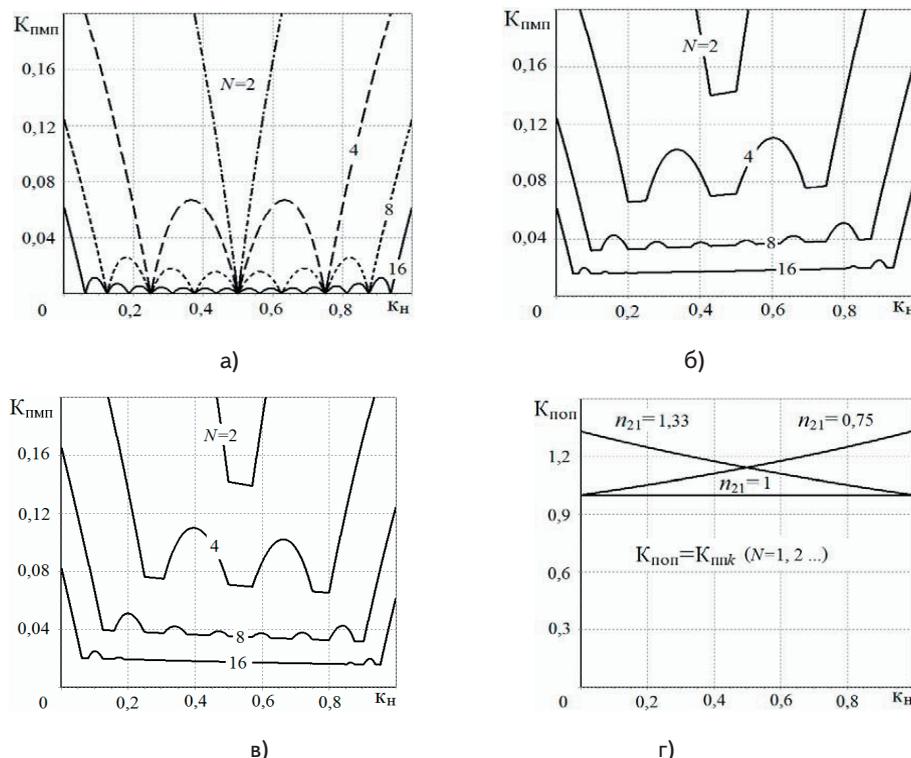


Рис. 6. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на входе $K_{\text{пмп}}$ (а, б, в) и $K_{\text{поп}}$ (г) ППН модульной структуры $n_{21}=1$ (а), $n_{21}=0,75$ (б), $n_{21}=1,33$ (в) и $K_{\text{поп}}$ при $n_{21}=1; 0,75; 1,33$ (г)

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.

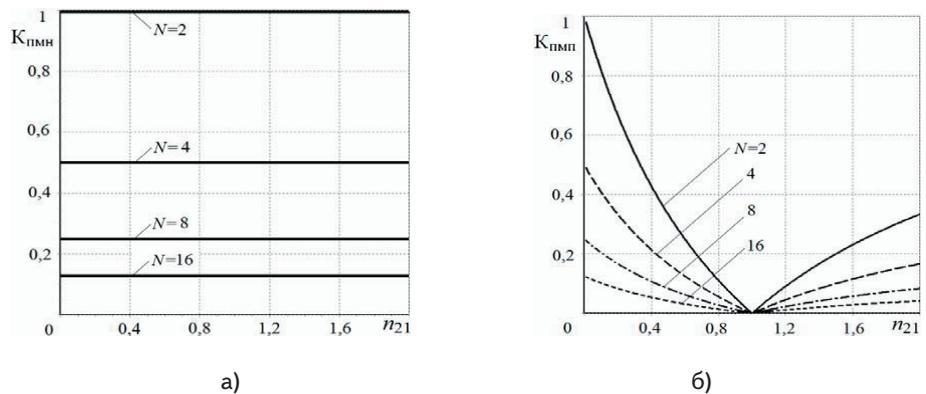


Рис. 7. Зависимости коэффициентов пульсаций токов на выходе $K_{\text{пмн}}$ (а) и входе $K_{\text{пмп}}$ (б) ППН модульной структуры – МИП от коэффициента трансформации n_{21} при $k_n=0,5$

Коэффициенты пульсаций в выходных цепях преобразователей и при однофазном $K_{\text{пон}}$ и при многофазном $K_{\text{пмн}}$ 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 $S_{н}$:

$$S_n = K_{\text{нпр}} / K_{\text{ин}}; S_{н} = K_{\text{нпр}} / K_{\text{ин}}; \quad (18)$$

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

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

$$K_{\text{ин1}} = K_{\text{ин2}} = \dots = K_{\text{инN}} = K_{\text{ин}},$$

$$K_{\text{н1}} = K_{\text{н2}} = \dots = K_{\text{нN}} = K_{\text{н}}.$$

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

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

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:

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

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

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 $S_{\text{п}}$ от коэффициента трансформации p_{21} при $k_{\text{н}}=0,5$ 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 $k_{\text{н}}$, 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

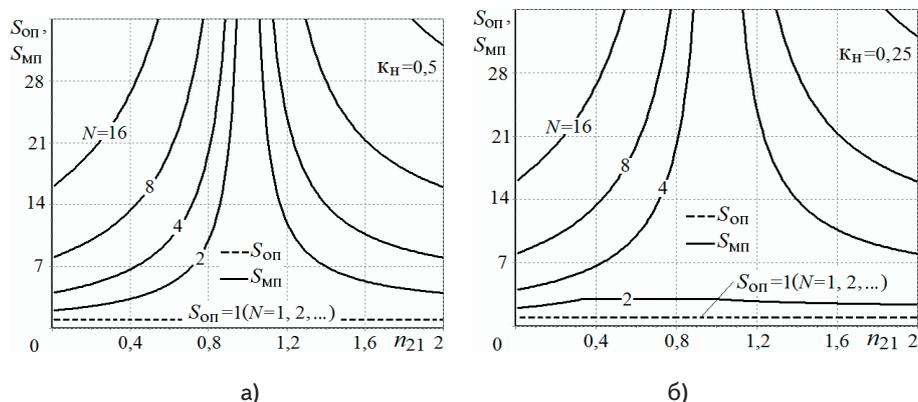


Рис. 9. Зависимости коэффициентов сглаживания на входе $S_{\text{п}}$ от коэффициента трансформации p_{21} при $k_{\text{н}} = 0,5$ (а) и $k_{\text{н}} = 0,25$ (б) ППН модульной структуры

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

Например, при коэффициенте накопления $k_{\text{н}}=0,5$ 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 $S_{\text{мн}} > 1$ (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.

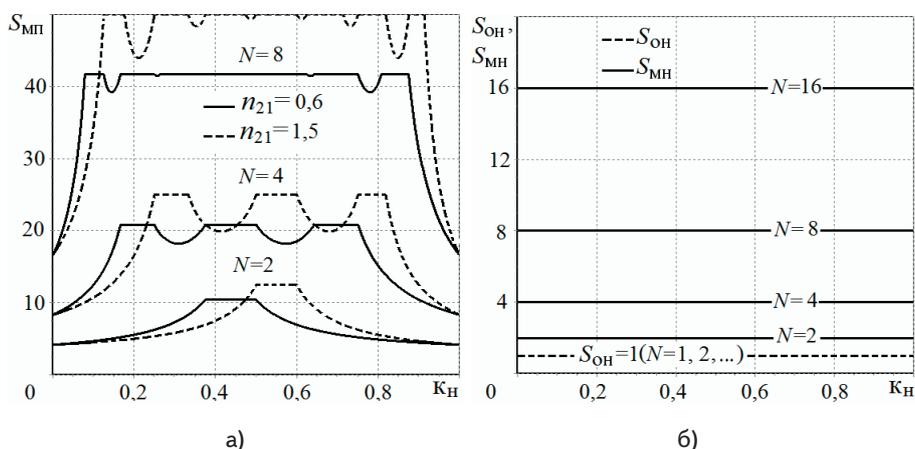


Рис. 8. Зависимости коэффициентов сглаживания структуры на входе $S_{\text{п}}$ (а) и выходе $S_{\text{н}}$ (б) ППН модульной структуры

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,