

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В МОДУЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

ELECTRICAL PROCESSES IN MODULAR PULSE DC/DC CONVERTERS VOLTAGE LIMIT MODE OF OPERATION

Аннотация. Рассмотрены особенности электрических процессов в импульсных преобразователях модульных структур с граничным режимом функционирования. Получены и приведены основные расчетные соотношения и результаты моделирования показателей качества преобразователей с однофазным и многофазным принципами преобразования электрической энергии.

Summary. The features of electrical processes in multiphase pulse converters (MPC) with a limit mode of operation are surveyed. Are obtained and the basic calculated ratios and results of simulation of figure of merits of transformers with single-phase and multiphase principles of transformation of electrical power are reduced.

Проектирование и создание надежных, малогабаритных и экономичных источников электропитания телекоммуникационной аппаратуры является актуальной задачей. На практике при создании устройств и систем электропитания широко используется модульный принцип их построения. Количество модулей определяется по принципу $N = M + 1$ [1], где N, M – соответственно общее и необходимое число модулей. Требования к источнику или системе питания по мощности, габаритам и др. обеспечивается выбором числа M модулей, а один «резервный» обеспечивает требования по надежности функционирования, работоспособности устройства при выходе из строя одного из модулей. Широко используется на практике однофазный принцип функционирования параллельно включенных силовых каналов – импульсных преобразователей постоянного напряжения (ОИП), при котором электрические процессы в силовых каналах (СК) синхронны и синфазны [1, 2].

Повышение технико-экономических показателей устройств и систем электропитания достигается использованием многофазных принципов преобразования электрической энергии. В многофазных импульсных преобразователях электрической энергии (МИП) [1] электрические процессы СК синхронны и несинфазны. Это обеспечивает уменьшение пульсаций на входе и выходе преобразователя, увеличение частоты пульсаций, а также уменьшение габаритов фильтра и улучшение динамических свойств. В публикациях [3-5] описаны особенности работы СК с граничным режимом функционирования, однако отсутствуют математические модели и результаты исследования преобразователей с МИП.

Целью публикации является разработка математических моделей, анализ показателей качества, особенностей электрических процессов для исследования нового класса устройств – модульных преобразователей постоянного напряжения с граничным режимом работы с многофазным принципом функционирования.

Дополнительно уменьшить динамические потери и повысить КПД, производя переключение силовых элементов при нулевом токе, полностью использовать энергию, накопленную в дросселе, улучшать динамические характеристики преобразователя позволяет работа k -го СК преобразователей постоянного напряжения в граничном режиме [3, 4, 5] – на границе разрывных и безразрывных токов дросселя $i_{Lk}(t)$ преобразователя

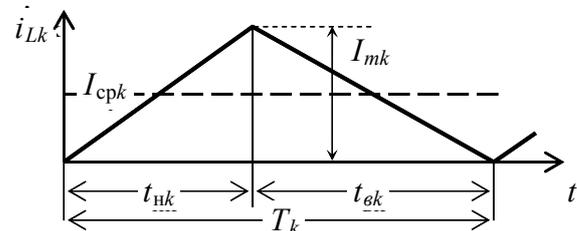


Рисунок 1 – Ток дросселя в СК с ЧШИМ

(рис. 1, где $i_{Lk}(t)$ – ток дросселя k -го СК – соответствует $k = 1, k = 1, 2, \dots; N$ – номер СК; I_{mk} – размах пульсаций тока дросселя k -го канала). В граничном режиме всегда $t_{нк} + t_{ек} = T_k$, $\kappa_{нк} = t_{нк} / T_k$, $\kappa_{ек} = t_{ек} / T_k$, $\kappa_{нк}$, $\kappa_{ек}$ – соответственно коэффициенты накопления и возврата k -го СК; $t_{нк}$, $t_{ек}$ – соответственно время, в течение которого происходит накопление и возврата энергии в k -ом СК; T_k – период преобразования k -го СК.

Граничний режим функціонування широко застосовується в системах живлення телекомунікаційної апаратури в коректорах коефіцієнта потужності – входних пристроїв джерел електроживлення і систем електропостачання потужністю вище 300 Вт. Граничний режим функціонування можна також рекомендувати в модульних джерелах живлення, ефективно замінюючи традиційні системи живлення телекомунікаційного обладнання з ШІМ регулюванням.

При граничному режимі регулювання струму дроселя $i_{Lk}(t)$, шляхом зміни і тривалості регулюючих імпульсів ($t_n = \text{var}$) і частоти перетворення ($f = 1/T = \text{var}$) дозволяє регулювати вихідне напругу U_n . Візьмемо за базову характеристику струм дроселя, інші параметри і характеристики перетворювача будь-якої структури (знижуючої, підвищуючої, інвертуючої) можна виразити через нього [1]. Електричні параметри одного СК перетворювача з граничним режимом функціонування, з допущеннями [1] наведені в [5].

Розглянемо електричні процеси в модульному перетворювачі. Поважимо, що в МІП електричні параметри в паралельно включених каналах ідентичні і зсунуті один відносно одного на однакову величину $T_n = T_k / N$, де T_k – період перетворення, в ОІП – $T_n = 0$. Для струмів дроселів $i_{Lk}(t)$, транзисторів $i_{VTk}(t)$ і діодів $i_{VDk}(t)$ k -го силового каналу СК перетворювача запишемо

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} \frac{I_{mk}}{t_{nk}}(t - t_k), & \text{при } t_k \leq t \leq (t_k + t_{nk}); \\ \frac{I_{mk}}{t_{nk} - T_k}(t - T_k) & \text{при } (t_k + t_{nk}) \leq t \leq t_k + T_k, \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{VTk}(t) = \begin{cases} i_{Lk}(t) & \text{при } t_k \leq t \leq (t_k + t_{nk}); \\ 0, & \text{при } (t_k + t_{nk}) \leq t \leq t_k + T_k, \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{VDk}(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t_k \leq t \leq (t_k + t_{nk}); \\ i_{Lk}(t) & \text{при } (t_k + t_{nk}) \leq t \leq t_k + T_k, \end{cases} \quad (3)$$

де $t_k = (k-1)T_n$ – часовий зсув електричних процесів k -го СК відносно початку координат (за початок координат приймаємо момент часу $t = 0$ включення першого СК), $T_n = T_k / N$ для МІП і $T_n = 0$ для ОІП, t – поточний час.

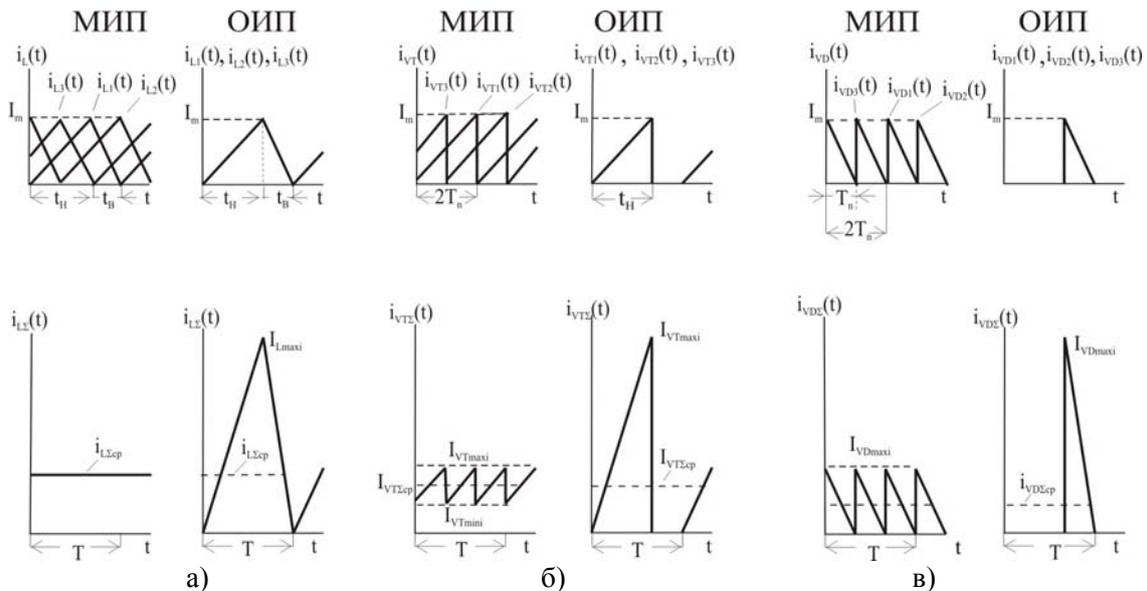


Рисунок 2 – Діаграми струмів в перетворювачах постійного напруги багаторазових МІП і однофазних ОІП: а) дроселів $i_{Lk}(t)$; б) транзисторів $i_{VTk}(t)$; в) діодів $i_{VDk}(t)$ при $N = 3$

Проаналізуємо для ОИП и МИП при идентичных электрических процессах в отдельно взятых СК: диаграммы суммарных токов дросселей $i_{L\Sigma}(t)$, транзисторов $i_{VT\Sigma}(t)$, диодов $i_{VD\Sigma}(t)$ – рис. 2:

$$i_{L\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t), \quad i_{VT\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{VTk}(t), \quad i_{VD\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N i_{VDk}(t).$$

Для оценки качества электрических процессов модульных структур с ОИП и МИП определим коэффициенты пульсаций суммарных токов дросселей $K_{nLi} = \Delta I_{Li} / 2I_{Lcp}$, транзисторов $K_{nVTi} = \Delta I_{VTi} / 2I_{VTcp}$ и диодов $K_{nVDi} = \Delta I_{VDi} / 2I_{VDcp}$. Для этого вычислим абсолютные пульсации (размахи пульсаций):

$$\Delta I_{Li} = I_{Lmaxi} - I_{Lmini}, \quad \Delta I_{VTi} = I_{VTmaxi} - I_{VTmini}, \quad \Delta I_{VDi} = I_{VDmaxi} - I_{VDmini},$$

где I_{Lmaxi} , I_{VTmaxi} , I_{VDmaxi} ; I_{Lmini} , I_{VTmini} , I_{VDmini} ; I_{Lcp} , I_{VTcp} , I_{VDcp} – соответственно максимальные, минимальные и средние значения суммарных токов соответственно дросселей, транзисторов и диодов i означают тип преобразователя:

$$i = \begin{cases} \text{МИП,} & \text{при } T_n = T/N; \\ \text{ОИП,} & \text{при } T_n = 0. \end{cases} \quad (4)$$

В общем случае максимальные токи модульных структур ОИП и МИП можно выразить через токи $i_{Lk}(t)$, $i_{VTk}(t)$, $i_{VDk}(t)$ (соотношения (1)...(3)) при $t = t_n$:

$$I_{Lmaxi} = \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t_n), \quad I_{VTmaxi} = \sum_{k=1}^N i_{VTk}(t_n), \quad I_{VDmaxi} = \sum_{k=1}^N i_{VDk}(t_n). \quad (5)$$

В МИП к моменту максимума тока дросселя (транзистора) одного канала (рис. 2) (допустим первого) N_1 каналов накапливают энергию и N_2 каналов – возвращают. Учитывая равный временной сдвиг между СК, равный T_n , величину N_1 определим как целую часть отношения

$$N_1 = [t_n / T_n] + 1 = [\kappa_n T_k / (T_k / N)] + 1 = [\kappa_n N] + 1,$$

где $[.]$ – целая часть числа.

Величину N_2 определим как $N_2 = N - N_1$. Максимальный суммарный ток дросселей определим соотношением (5) с учетом N_1 и N_2 :

$$I_{Lmaxi} = \sum_{k=1}^{N_1} i_{L1}(t_n - (k-1)T_n) + \sum_{k=N_1+1}^N i_{L1}(t_n + (k-N_1)T_n). \quad (6)$$

Подставляя (1) в (6), и учитывая (5) и $t_n = \kappa_n T$, получаем

$$I_{Lmax \text{ МИП}} = I_m \left[\sum_{k=1}^{N_1} \left(1 - \frac{k-1}{\kappa_n N} \right) + \sum_{k=N_1+1}^N \left(1 + \frac{k-N_1}{(\kappa_n - 1)N} \right) \right] = I_m \left(N - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_n N} - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1-\kappa_n)N} \right);$$

$$I_{Lmax \text{ ОИП}} = I_m N. \quad (7)$$

Аналогично, учитывая (2), (3), запишем:

– для суммы токов транзисторных ключей при $t = t_n$:

$$I_{VTmax \text{ МИП}} = \sum_{k=1}^{N_1} i_{VT1}(t_n - (k-1)T_n) = I_m \left[\sum_{k=1}^{N_1} \left(1 - \frac{k-1}{\kappa_n N} \right) \right] = I_m \left(N_1 - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_n N} \right),$$

$$I_{VTmax \text{ ОИП}} = I_m N; \quad (8)$$

– для суммы токов диодных ключей при $t = t_n$ (начало интервала возврата):

$$I_{VDmax \text{ МИП}} = \sum_{k=N_1}^N i_{VD1}(t_n + (k-N_1)T_n) = I_m \left[\sum_{k=N_1}^N \left(1 + \frac{k-N_1}{(\kappa_n - 1)N} \right) \right] = I_m \left(N_2 + 1 - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1-\kappa_n)N} \right);$$

$$I_{VDmax \text{ ОИП}} = I_m N. \quad (9)$$

Минимальные значения суммарных токов дросселей I_{Lmini} определим как $I_{Lmini} = \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t)$

при $t = 0$ (рис. 2):

$$I_{L \min \text{МИП}} = I_m \left[\sum_{k=1}^{N_1-1} \left(\frac{k}{\kappa_n N} \right) - \sum_{k=N_1+1}^N \left(\frac{k - N_1}{(\kappa_n - 1)N} \right) \right] = \frac{I_m}{2N} \left(\frac{N_1^2 - N_1}{\kappa_n} + \frac{N_2^2 + N_2}{1 - \kappa_n} \right); \quad (10)$$

$$I_{L \min \text{ОИП}} = 0. \quad (11)$$

Минимальные значения суммарных токов транзисторных ключей $I_{VT \min i}$ определим по формуле $I_{VT \min i} = \sum_{k=1}^N i_{VTk}(t)$ при $t = t_n$ (начало интервала возврата).

$$I_{VT \min \text{Мин}} = \sum_{k=1}^{N_1-1} i_{VT1}(t_n - kT_n) = I_m \sum_{k=1}^{N_1-1} \left(1 - \frac{k}{\kappa_n N} \right) = I_m \left(N_1 - 1 - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_n N} \right); \quad (12)$$

$$I_{VT \min \text{ОИП}} = 0. \quad (13)$$

Минимальные значения суммарных токов диодных ключей $I_{VD \min i} = \sum_{k=1}^N i_{VDk}(t)$ определим при $t = t_n$:

$$I_{VD \min \text{МИП}} = I_m \sum_{k=N_1+1}^N \left(1 + \frac{k - N_1}{(\kappa_n - 1)N} \right) = I_m \left(N_2 - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1 - \kappa_n)N} \right); \quad (14)$$

$$I_{VD \min \text{ОИП}} = 0. \quad (15)$$

Для рассматриваемых преобразователей ОИП и МИП мгновенные значения токов в цепи питания $i_n(t)$ для повышающей структуры и в цепи нагрузки $i_n(t)$ – для понижающей являются мгновенными значениями суммарных токов дросселей $i_{L\Sigma}(t)$. Мгновенные значения токов в цепях питания $i_n(t)$ для понижающей и инвертирующей структур являются суммарными токами транзисторов $i_{VT\Sigma}(t)$. Мгновенные токи в цепях нагрузки $i_n(t)$ для повышающей и инвертирующей структур являются суммарными токами диодных ключей $i_{VD\Sigma}(t)$. Поэтому коэффициенты пульсаций токов потребляемого K_{nmi} и в цепи нагрузки K_{nmi} , рассматриваемых модульных структур преобразователей электрической энергии определим как:

- для понижающей структуры $K_{nmi} = K_{nLi}$, $K_{nmi} = K_{nVTi}$;
- для повышающей структуры $K_{nmi} = K_{nVDi}$, $K_{nmi} = K_{nLi}$;
- для инвертирующей структуры $K_{nmi} = K_{nVDi}$, $K_{nmi} = K_{nVTi}$.

Полученные результаты сведены в табл. 1.

Таблица 1 – Основные соотношения для МИП с ЧШИМ

Тип СК	Понижающий	Повышающий	Инвертирующий
1	2	3	4
Сред. ток потр., I_{Π}	$\kappa_n^2 U_n / R_n$	$U_n / (1 - \kappa_n)^2 R_n$	$U_n / R_n [\kappa_n / (1 - \kappa_n)]^2$
Сред. ток нагр., I_{H}	$\kappa_n U_n / R_n$	$U_n / (1 - \kappa_n) R_n$	$U_n \kappa_n / R_n (1 - \kappa_n)$
Напр. пит., U_{Π}	U_n / κ_n	$(1 - \kappa_n) U_n$	$U_n \frac{1 - \kappa_n}{\kappa_n}$
Напр. нагр., U_{H}	$\kappa_n U_n$	$\frac{U_n}{1 - \kappa_n}$	$U_n \frac{\kappa_n}{1 - \kappa_n}$
Размах тока одн. канала, I_m	$\frac{2\kappa_n U_n}{NR_n}$	$\frac{2U_n}{(1 - \kappa_n)^2 NR_n}$	$\frac{2U_n}{(1 - \kappa_n)^2 NR_n}$
Макс. знач. тока пит., $I_{\Pi \max}$	$I_m \left(N_1 - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_n N} \right)$	$I_m \left[N - (N_1^2 - N_1 / 2\kappa_n N) - (N_2^2 + N_2 / 2(1 - \kappa_n)N) \right]$	$I_m \left(N_1 - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_n N} \right)$

Таблиця 1 (окончание)

1	2	3	4
Макс. знач. тока нагр., $I_{H \max}$	$I_m \left[N - (N_1^2 - N_1 / 2\kappa_H N) - (N_2^2 + N_2 / 2(1 - \kappa_H)N) \right]$	$I_m \left(N_2 + 1 - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1 - \kappa_H)N} \right)$	$I_m \left(N_2 + 1 - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1 - \kappa_H)N} \right)$
Мин. знач. тока пит., $I_{II \min}$	$I_m \left(N_1 - 1 - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_H N} \right)$	$\frac{I_m}{2N} \left(\frac{N_1^2 - N_1}{\kappa_H} + \frac{N_2^2 + N_2}{1 - \kappa_H} \right)$	$I_m \left(N_1 - 1 - \frac{N_1^2 - N_1}{2\kappa_H N} \right)$
Мин. знач. тока нагрузки, $I_{H \min}$	$\frac{I_m}{2N} \left(\frac{N_1^2 - N_1}{\kappa_H} + \frac{N_2^2 + N_2}{1 - \kappa_H} \right)$	$I_m \left(N_2 - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1 - \kappa_H)N} \right)$	$I_m \left(N_2 - \frac{N_2^2 + N_2}{2(1 - \kappa_H)N} \right)$
Размах тока пит., ΔI_{II}	I_m	$I_m \left[N - ((N_1^2 - N_1) / \kappa_H N) - ((N_2^2 + N_2) / (1 - \kappa_H)N) \right]$	I_m
Размах тока нагр., ΔI_H	$I_m \left[N - (N_1^2 - N_1 / \kappa_H N) - (N_2^2 + N_2 / (1 - \kappa_H)N) \right]$	I_m	I_m
Коэф. пул. тока пит., K_{IIU}	$\frac{1}{\kappa_H N}$	$1 - \frac{N_1^2 - N_1}{\kappa_H N^2} - \frac{N_2^2 + N_2}{(1 - \kappa_H)N^2}$	$\frac{1}{\kappa_H N}$
Коэф. пул. тока нагр., K_{HII}	$1 - \frac{N_1^2 - N_1}{\kappa_H N^2} - \frac{N_2^2 + N_2}{(1 - \kappa_H)N^2}$	$\frac{1}{(1 - \kappa_H)N}$	$\frac{1}{(1 - \kappa_H)N}$
Коэф. пул. напр. пит., K_{IIU}	$K_{nn} / \sqrt{1 + (N\omega R_n C_n)^2}$	$K_{nn} / \sqrt{1 + (N\omega R_n C_n)^2}$	$K_{nn} / \sqrt{1 + (N\omega R_n C_n)^2}$
Коэф. пул. напр. нагр., K_{HII}	$K_{nn} / \sqrt{1 + (N\omega R_n C_n)^2}$	$K_{nn} / \sqrt{1 + (N\omega R_n C_n)^2}$	$K_{nn} / \sqrt{1 + (N\omega R_n C_n)^2}$
Коэф. сглаж. стр. тока пит., S_{II}	N	$\kappa_H (1 - \kappa_H) N^2 / [(1 - \kappa_H) (\kappa_H N^2 - N_1^2 + N_1) - \kappa_H (N_2^2 + N_2)]$	N
Коэф. сглаж. стр. тока нагр., S_H	$\kappa_H (1 - \kappa_H) N^2 / [(1 - \kappa_H) (\kappa_H N^2 - N_1^2 + N_1) - \kappa_H (N_2^2 + N_2)]$	N	N
Коэф. сгл. стр. напр. пит., S_{IIU}	$S_n \frac{1 + (N\omega R_n C_n)^2}{1 + (\omega R_n C_n)^2}$	$S_H \frac{1 + (N\omega R_n C_n)^2}{1 + (\omega R_n C_n)^2}$	$S_H \frac{1 + (N\omega R_n C_n)^2}{1 + (\omega R_n C_n)^2}$
Коэф. сгл. стр. напр. нагр., S_{HII}	$S_n \frac{1 + (N\omega R_n C_n)^2}{1 + (\omega R_n C_n)^2}$	$S_H \frac{1 + (N\omega R_n C_n)^2}{1 + (\omega R_n C_n)^2}$	$S_H \frac{1 + (N\omega R_n C_n)^2}{1 + (\omega R_n C_n)^2}$

При определении коэффициента пульсаций по напряжению K_{IIU} и K_{HII} учитывалась N -я гармоника тока, амплитуда которой считалась равной расчетной амплитуде пульсаций тока.

По полученным соотношениям построим диаграммы изменения коэффициента пульсаций и коэффициента сглаживания S [1] по входу и выходу для рассматриваемых трех структур преобразователей (рис. 3).

Анализ работы СК модульных структур при обеспечении принятых допущений позволяет сделать следующие выводы:

- в отдельно взятом k -м СК происходят повторяющиеся с периодом коммутации T_k

электрические процессы, идентичные электрическим процессам в однофазных импульсных преобразователях того же типа;

— характер изменения тока $i_{Lk}(t)$ в силовых дросселях одинаков для всех типов СК в однофазных импульсных преобразователях;

— пульсации токов $i_{\text{МИПн}}(t)$ в цепи нагрузки и $i_{\text{МИПн}}(t)$ в цепи питания в МИП с различными типами СК повторяются через интервал $T_n = T_k / N$ в N раз меньший периода коммутации T_k отдельно взятого СК (рис. 2) и не зависят от режима работы (стабилизация, слежение) и мощности нагрузки;

— характер изменения токов в цепях нагрузки МИП $i_n(t)$ одинаков в повышающей и инвертирующей структурах и соответствует сумме токов транзисторных ключей $i_{VT\Sigma}(t)$; в цепях питания МИП $i_n(t)$ (рис. 2) в понижающей и инвертирующей структурах и соответствует сумме токов диодов $i_{VD\Sigma}(t)$; в цепях нагрузки МИП понижающей структуры и в цепях питания $i_n(t)$ МИП повышающей структуры и соответствует сумме токов дросселей $i_{L\Sigma}(t)$.

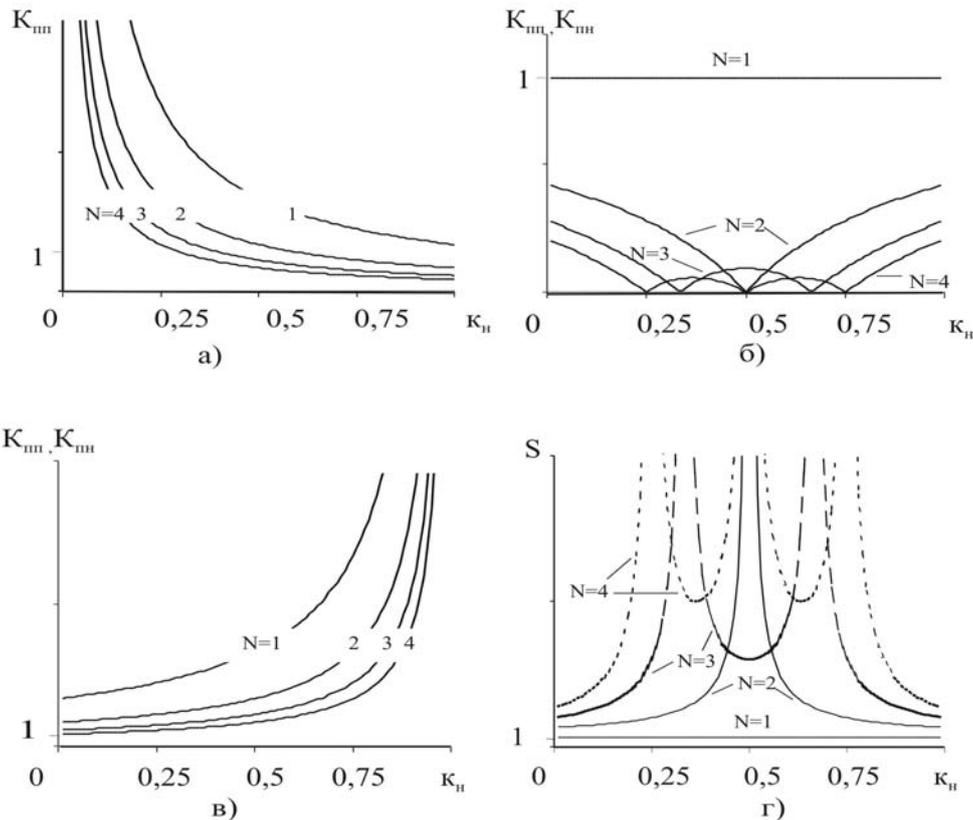


Рисунок 3 – Коэффициенты пульсаций по току $K_{\text{ин}}$, $K_{\text{ин}}$ (а, б, в) и коэффициент сглаживания S (г) в МИП с граничным режимом работы при различных количествах СК: а) на входе $K_{\text{ин}}$ понижающего и инвертирующего преобразователей; б) на выходе $K_{\text{ин}}$ понижающего и входе $K_{\text{ин}}$ повышающего преобразователей; в) на выходе $K_{\text{ин}}$ повышающего и входе $K_{\text{ин}}$ инвертирующего преобразователей; г) S на выходе понижающего и входе повышающего преобразователей

Как видно из приведенных диаграмм, в ОИП суммарные токи $i_{L\Sigma}(t)$, $i_{VT\Sigma}(t)$, $i_{VD\Sigma}(t)$ и токи в отдельно взятых СК соответственно $i_L(t)$, $i_{VT}(t)$, $i_{VD}(t)$ носят одинаковый характер. При этом амплитудные $I_{Lm\text{ОИП}\Sigma} = I_{VTm\text{ОИП}\Sigma} = I_{VDm\text{ОИП}\Sigma} = NI_m$ и средние $I_{Lcp\text{ОИП}\Sigma} = NI_{Lcp}$, $I_{VTcp\text{ОИП}\Sigma} = NI_{VTcp}$, $I_{VDcp\text{ОИП}\Sigma} = NI_{VDcp}$ значения в N раз выше соответствующих значений токов в отдельно взятом СК, коэффициенты пульсаций токов соответственно $K_{nL\Sigma} = I_{Lm\Sigma}/2I_{Lcp\Sigma} = K_{nL}$, $K_{nVT\Sigma} = I_{VTm\Sigma}/2I_{VTcp\Sigma} = K_{nVT}$,

$K_{пVD\Sigma} = I_{VDm\Sigma}/2I_{VDcp\Sigma} = K_{пVD}$ соответствуют значениям в одном канале. В МИП амплитудные значения суммарных токов $I_{LmMIP\Sigma} \leq NI_m$, $I_{VTmMIP\Sigma} \leq NI_m$, $I_{VDmMIP\Sigma} \leq NI_m$, при равенстве средних значений $I_{LcpMIP\Sigma} = NI_{Lcp} = I_{LcpOIP\Sigma}$, $I_{VTcpMIP\Sigma} = NI_{VTcp} = I_{VTcpOIP\Sigma}$, $I_{VDcpMIP\Sigma} = NI_{VDcp} = I_{VDcpOIP\Sigma}$, в результате коэффициенты пульсации токов $K_{пL\Sigma}$, $K_{пVT\Sigma}$, $K_{пVD\Sigma}$ меньше соответствующего случая ОИП.

Литература

1. *Кадацкий А.Ф.* Теория и проектирование многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. – М.: Московский энергетический институт (технический университет), 1986. – С. 40.
2. *Букреев С.С.* Силовые электронные устройства: Введение в автоматизированное проектирование. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с., ил.
3. *Кадацкий А.Ф., Гунченко Ю.А.* Моделирование импульсных преобразователей постоянного напряжения с силовыми каналами понижающего типа с ЧИМ регулированием // Труды 6-й Международной научно-практической конференции «Системы и средства передачи и обработки информации». – Одесса, 2002.
4. *Гунченко Ю.А.* Использование частотно-широотно-импульсной модуляции в преобразователях напряжения // Материалы 7-го Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», 22 – 24 апреля 2003, Харьков, Украина. – Харьков: ХНУРЭ, 2003.
5. *Кадацкий А.Ф., Гунченко Ю.А.* Электрические процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования // Праці УНДІРТ, 2003. – № 2 (34) – 3 (35).