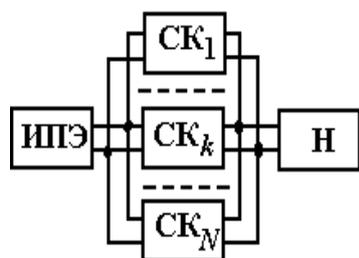


ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В МНОГОФАЗНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ГРАНИЧНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИЛОВЫХ КАНАЛОВ

HARMONIOUS ANALYSIS OF ELECTRICAL PROCESSES IN MULTIPHASE PULSE CONVERTERS OF CONSTANT VOLTAGE WITH LIMIT – DISCONTINUOUS OPERATING MODE OF POWER CHANNELS

Аннотация. Выполнен гармонический анализ электрических процессов многофазных импульсных преобразователей (МИП) при граничном режиме работы силовых каналов. Разработана математическая модель, обобщенная относительно типа СК и режима работы МИП.

Summary. The harmonious analysis of electric processes of multiphase pulse converters (MPC) is executed at a limit–discontinuous operating mode of power channels. The mathematical model generalized concerning type of the power channel and operating mode MPC is developed.



ИПЭ – источник первичного электропитания,
Н – нагрузка.
Рисунок 1 – Модульная структура ПЭЭ

Одной из серьезных проблем отрасли связи, актуальность решения которой отражена в [1], является совершенствование импульсных преобразователей электрической энергии (ПЭЭ). Импульсные ПЭЭ являются составной частью современных средств электропитания телекоммуникационных систем. Использование модульного принципа построения ПЭЭ с многофазным принципом преобразования и регулирования электрической энергии является приоритетным направлением в решении данной проблемы. Модульная структура ПЭЭ из N однотипных взаимозаменяемых преобразователей – силовых каналов $СК_k$ (где $k = 1, 2, \dots, N$) (рис. 1) обладает рядом положительных свойств: повышенной нагрузочной способностью силовых коммутирующих элементов, высоким КПД, надежностью, технологичностью, возможностью использования функционально-узлового метода конструирования [2].

Использование многофазного принципа преобразования и регулирования электрической энергии в ПЭЭ модульной структуры позволяет уменьшить уровень пульсаций токов и напряжений на входе и выходе ПЭЭ, уменьшить массогабаритные показатели реактивных элементов входных и выходных сглаживающих фильтров ПЭЭ, а, значит и телекоммуникационной системы в целом [2].

Наиболее изучены (математические модели, результаты исследования, методики исследования и проектирования) МИП с ШИМ-регулированием, СК которых работают в разрывном или безразрывном режимах [2, 3].

Но для многофазных импульсных преобразователей, силовые каналы которых работают в граничном режиме, отсутствуют математические модели, описывающие электрические процессы в МИП, и соответствующие результатов исследований. Это сдерживает широкое использование таких МИП на практике. Граничный режим функционирования СК позволяет дополнительно повысить КПД, уменьшить динамические потери, улучшить динамические характеристики, более полно использовать энергию, накопленную в дросселе [4].

Цель данной работы – гармонический анализ и получение математической модели электрических процессов МИП при граничном режиме работы силовых каналов.

Использование спектрального метода анализа позволяет установить влияние параметров элементов силовой части и схемы управления на характер электрических процессов, оценить фильтрующие свойства МИП.

Выполним гармонический анализ электрических процессов на выходе и входе МИП и в отдельном взятом k -м силовом канале. Полагаем, что СК могут быть выполнены по любой из наиболее известных схем преобразователей постоянного напряжения [3]. При этом будем использовать соотношения, их обозначения и допущения, принятые в [3]. Математическая модель, представленная в [3], является обобщенной для типа СК, выполненного по любому из восьми указанных типов схемотехнической реализации преобразователя.

В граничном режиме функционирования для СК рассматриваемых типов ($y = 1 \dots 8$) [3] характер изменения тока $i_{Lk}(t)$ дросселя выходного сглаживающего фильтра k -го СК одинаков:

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} I_{mk}(t - t_{ck}) / t_{nk} & \text{при } t_{ck} \leq t \leq t_{ckn}, \\ I_{mk} [1 + (t_{ckn} - t) / t_{bk}] & \text{при } t_{ckn} \leq t \leq t_{ckb}, \end{cases} \quad (1)$$

где I_{mk} – размах пульсаций тока дросселя k -го СК; t_{nk} , t_{bk} – соответственно время, в течение которого происходит накопление и возврат энергии в k -ом СК; $t_{ckn} = t_{ck} + t_{nk}$; $t_{ckb} = t_{ck} + t_{bk}$; t_{ck} – временной сдвиг электрических процессов k -го СК относительно начала координат (за начало координат принимаем момент времени $t = 0$ включения первого СК).

На рис. 2 для МИП ($N = 4$) представлены временные зависимости токов дросселей в силовых каналах $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$, $i_{L3}(t)$, $i_{L4}(t)$ и на выходе $i_{MH}(t)$ МИП.

Токи $i_{Lk}(t)$, действующие в цепях дросселей отдельно взятых k -х СК, можно преобразовать в частотную область, т.е. представить суммой гармонических составляющих с помощью тригонометрического ряда Фурье:

$$i_{Lk}(\omega t) = a_{ko} / 2 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{kn} \cos(n\omega_1 t) + b_{kn} \sin(n\omega_1 t)), \quad (2)$$

где $a_{ko} / 2$ – постоянная составляющая (нулевая гармоника), равная среднему за период значению $i_{Lk}(t)$ в отдельно взятом k -м СК; a_{kn} , b_{kn} – коэффициенты ряда (амплитуды гармоник); $\omega_1 = 2\pi / T$ – угловая частота основной гармоники СК; T – период электрических процессов в СК.

Коэффициенты a_{ko} , a_{kn} , b_{kn} могут быть вычислены при помощи известных интегралов с учетом тока дросселя k -го СК, описываемого соотношением (1).

В общем случае параметры элементов СК имеют технологический и иной разброс, например, вызванный температурными изменениями окружающей среды, старением элементов и т.п. Учтем это в виде приращений (отклонений) от параметров, соответствующих идеальному случаю. Тогда параметры элементов и электрических процессов k -го СК можно представить в виде [3]

$$\begin{aligned} L_k &= L + \Delta L_k, \quad t_{ck} = (k-1)T_n + \Delta t_{ck}, \quad K_{nk} = K_n + \Delta K_{nk}, \\ K_{bk} &= K_b + \Delta K_{bk}, \quad I_{mk} = I_m + \Delta I_{mk}, \dots \end{aligned} \quad (3)$$

где L_k – индуктивность дросселя сглаживающего фильтра k -го СК, $T_n = T/N$, K_{nk} , K_{bk} – коэффициенты накопления и возврата соответственно: $K_{nk} = t_{nk} / T$, $K_{bk} = t_{bk} / T$.

Идеальному случаю соответствует идентичность параметров элементов в отдельно взятых СК, равномерность и временной сдвиг между электрическими процессами СК, и распределение тока нагрузки между СК. Это соответствует в (3) при равенстве нулю приращений: $\Delta L_k = 0$, $\Delta t_{ck} = 0$, $\Delta K_{nk} = 0$, ...

Соотношение (1) позволяет учесть разброс параметров элементов, как силовой части конкретного k -го СК (например, когда $\Delta L_k \neq 0$), источников первичного электропитания с напряжением (ИПЭ) $U_{nk} = U_n + \Delta U_{nk}$ ($\Delta U_{nk} \neq 0$), когда каждый СК питается от индивидуального ИПЭ, так и параметров схемы управления, когда $\Delta t_{ck} \neq 0$.

Определим коэффициенты a_{kon} , a_{knn} , b_{knn} для $i_{Lk}(\omega t) = i_{nk}(\omega t)$ на интервале $t_{ck} \leq t \leq t_{nk} + t_{ck}$ накопления дросселем k -го СК электрической энергии как

$$a_{kon} = I_{mk} t_{nk} / T = I_{mk} K_{nk}; \quad (4)$$

$$a_{knn} = \frac{2I_{mk}}{T t_{nk} n \omega_1} \{ t_{nk} \sin(n \omega_1 t_{ckn}) + [\cos(n \omega_1 t_{ckn}) - \cos(n \omega_1 t_{ck})] / n \omega_1 \}; \quad (5)$$

$$b_{knn} = \frac{2I_{mk}}{T t_{nk} n \omega_1} \left\{ \frac{\sin(n \omega_1 t_{ckn}) - \sin(n \omega_1 t_{ck})}{n \omega_1} - t_{nk} \cos(n \omega_1 t_{ckn}) \right\} \quad (6)$$

и a_{kob} , a_{knb} , b_{knb} для $i_{Lk}(\omega t) = i_{bk}(\omega t)$ на интервале $t_{nk} + t_{ck} \leq t \leq t_{bk} + t_{ck}$ возврата в нагрузку накопленной дросселем k -го СК электрической энергии как

$$a_{kob} = I_{mk} K_{bk}; \quad (7)$$

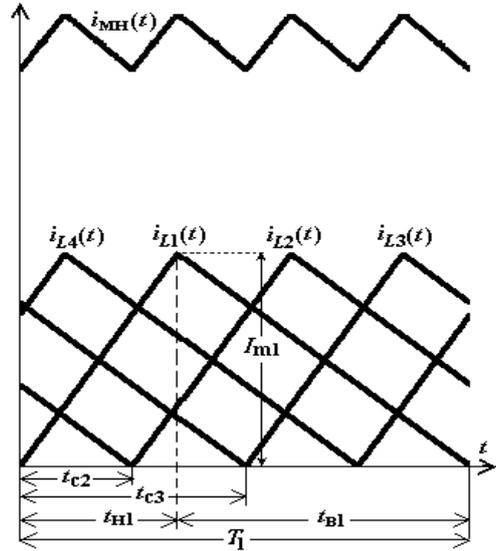


Рисунок 2 – Токи дросселей $i_{Lk}(t)$ в k -х СК и на выходе $i_{MH}(t)$ МИП

$$a_{k_{nb}} = -\frac{2I_{mk}}{Tn\omega_1} \sin(n\omega_1 t_{ckn}) - \frac{2I_{mk}}{Tt_{bk} (n\omega_1)^2} \{ \cos[n\omega_1 (t_{ckn} + t_{bk})] - \cos(n\omega_1 t_{ckn}) \}; \quad (8)$$

$$b_{k_{nb}} = \frac{2I_{mk}}{Tn\omega_1} \cos(n\omega_1 t_{ckn}) - \frac{2I_{mk}}{Tt_{bk} (n\omega_1)^2} [\sin[n\omega_1 (t_{ckn} + t_{bk})] - \sin(n\omega_1 t_{ckn})] \quad (9)$$

Соотношения (4) ... (9) позволяют описать $i_{Lk}(t)$ в виде ряда Фурье (2):

$$i_{Lk}(\omega t) = \frac{a_{koi}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_{kni} \cos(n\omega_1 t) + b_{kni} \sin(n\omega_1 t)] = I_{koi} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{kni} \cos(n\omega_1 t - \alpha_{kni}), \quad (10)$$

где для интервала $t_{ck} \leq t \leq t_{ckn}$ $i = n$, для интервала $t_{ckn} \leq t \leq t_{ckb}$ $i = b$; $I_{kon} = a_{kon}/2$, $I_{kob} = a_{kob}/2$ – постоянные составляющие тока дросселя k -го СК соответственно на интервалах накопления – ($t_{ck} \dots t_{ckn}$) и возврата – ($t_{ckn} \dots t_{ckb}$); $I_{knn} = \sqrt{a_{knn}^2 + b_{knn}^2}$; $I_{knb} = \sqrt{a_{knb}^2 + b_{knb}^2}$ – амплитуды n -х гармоник тока дросселя k -го СК соответственно на интервалах накопления и возврата; $\alpha_{knn} = \text{arctg}(b_{knn} / a_{knn})$, $\alpha_{knb} = \text{arctg}(b_{knb} / a_{knb})$ – начальные фазы векторов $\dot{I}_{knn} = a_{knn} - jb_{knn}$; $\dot{I}_{knb} = a_{knb} - jb_{knb}$.

Характер изменения токов одинаков в цепях питания МИП $i_{мпу}(t)$ – с одноктактными СК: понижающим $i_{мп1}(t)$, реверсирующим $i_{мп3}(t)$, с прямым включением диода $i_{мп4}(t)$, с обратным включением диода $i_{мп5}(t)$; с двухтактными СК: с выводом нулевой точки трансформатора $i_{мп6}(t)$, мостовыми $i_{мп7}(t)$ и полумостовыми $i_{мп8}(t)$, и определяется при $t_{ck} \leq t \leq t_{ckn}$ суммой токов $i_{hk}(t)$ СК, дроссели, которые накапливают электрическую энергию от источника первичного электропитания (ИПЭ). Здесь и далее «у» означает тип СК; в зависимости от обозначения $y = 1, 2, \dots, 8$.

Для удобства расчетов во временной и частотной областях указанные токи представим соответственно в виде

$$i_{мпу}(t) = \sum_{k=1}^N I_{mk} \frac{t - t_{ck}}{t_{hk}} \quad \text{для } y = 1, 3, \dots, 8, \quad (11)$$

$$i_{мпу}(\omega t) = \sum_{k=1}^N i_{hk}(\omega t) \quad \text{для } y = 1, 3, \dots, 8. \quad (12)$$

Возвратом накопленной энергии дросселями СК на интервале $t_{hk} + t_{ck} \leq t \leq t_{ck} + t_{bk}$ определяется ток нагрузки МИП $i_{мпу}(t)$ с одноктактными СК – повышающими $i_{мн2}(t)$, реверсирующими $i_{мн3}(t)$, и с обратным включением диодов $i_{мн5}(t)$. Соответственно для использования их во временной и частотной областях запишем

$$i_{мпу}(t) = \sum_{k=1}^N \left[I_{mk} \left(1 + \frac{t_{ckn} - t}{t_{bk}} \right) \right] \quad \text{для } y = 2, 3, 5, \quad (13)$$

$$i_{мпу}(\omega t) = \sum_{k=1}^N i_{bk}(\omega t) \quad \text{для } y = 2, 3, 5, \quad (14)$$

где $i_{bk}(\omega t)$ определяется по соотношению (10).

Токи дросселей $i_{Lk}(t)$ каждого СК и на интервале накопления ($t_{ck} \div t_{ckn}$), и на интервале возврата ($t_{ckn} \div t_{ckb}$) накопленной энергии определяют токи в выходных цепях МИП с одноктактными СК – понижающим $i_{мн1}(t)$, с прямым включением диода $i_{мн4}(t)$, с двухтактным СК: с выводом нулевой точки трансформатора $i_{мн6}(t)$, мостовыми $i_{мн7}(t)$, полумостовыми $i_{мн8}(t)$, и питания МИП с одноктактными повышающими СК $i_{мн2}(t)$. В результате для временной и частотной областей запишем

$$i_{мн2}(t) = i_{мну}(t) = \sum_{k=1}^N i_{Lk}(t) \quad \text{для } y = 1, 4, 6, 7, 8, \quad (15)$$

$$i_{мну}(\omega t) = i_{мн2}(\omega t) = \sum_{k=1}^N i_{нвк}(\omega t) \quad \text{для } y = 1, 4, 6, 7, 8. \quad (16)$$

В соотношениях (10) ... (16), описывающих токи дросселей k -х СК $i_{Lk}(\omega t)$, на входе $i_{мпу}(\omega t)$ и выходе $i_{мну}(\omega t)$ МИП в виде ряда Фурье, временной сдвиг t_{ck} между токами дросселей СК учитывается коэффициентами a_{knn} , b_{knn} , a_{knb} , b_{knb} , (соотношения (4), (5), (8), (9)).

Возможен и иной метод получения спектров токов $i_{Lk}(\omega t)$ в отдельно взятых k -х СК. Если известен спектр тока одного из СК, то через него можно получить соотношения для тока любого из $N-1$

СК, используя соотношения (11) ... (16), и во входных и выходных цепях МИП. Запишем ряд (1) $i_{Lk}(\omega t)$ через параметры a_{10}, a_{1n}, b_{1n} первого СК:

$$i_{Lk}(\omega t) = 0,5a_{10} + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_{1n} \cos[n\omega_1(t-t_{ck})] + b_{1n} \cos[n\omega_1(t-t_{ck})]\}. \quad (17)$$

Коэффициенты ряда $i_{Lk}(\omega t)$ a_{10}, a_{1n}, b_{1n} определяются по (4) ... (9) при $k=1$ и $t_{ck}=0$.

Полученные соотношения для комплексных спектров воздействий функций времени $i_{Lk}(t)$ позволяют определить комплексные спектры откликов: напряжений на входе $u_{nk}(\omega t)$ и выходе $u_{nk}(t)$ k -х СК как произведения комплексных спектров воздействий и комплексных передаточных функций – соответственно входных \underline{Z}_{nk} и выходных \underline{Z}_{nk} комплексных сопротивлений k -х СК:

$$u_{nk}(\omega t) = I_{ko}R_{nk} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{kn}Z_{nk} \cos(n\omega_1 t - \alpha_{kn} + \alpha_{nk}) \text{ для } y=2, \quad (18)$$

(для $y=1, 3, \dots, 8$: $I_{ko}=I_{kon}, I_{kn}=I_{knn}, \alpha_{kn} = \alpha_{knn}$),

$$u_{nk}(\omega t) = I_{ko}R_{nk} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{kn}Z_{nk} \cos(n\omega_1 t - \alpha_{kn} + \alpha_{nk}) \text{ для } y=1, 4, 6, 7, 8, \quad (19)$$

(для $y=2, 3, 5$: $I_{ko}=I_{kov}, I_{kn}=I_{knv}, \alpha_{kn} = \alpha_{knv}$),

где

$$\underline{Z} = R/(1 + jn\omega_1 CR), Z = R/\sqrt{1 + (n\omega_1 CR)^2}; \alpha = -\text{arctg}(n\omega_1 CR). \quad (20)$$

В (20) для входных цепей k -го СК $\underline{Z} = \underline{Z}_{nk}, Z = Z_{nk} = |\underline{Z}_{nk}|, R = R_{nk}, C = C_{nk}, \alpha = \alpha_{nk}$; для выходных – $\underline{Z} = \underline{Z}_{nk}, Z = Z_{nk} = |\underline{Z}_{nk}|, R = R_{nk}, C = C_{nk}, \alpha = \alpha_{nk}$.

Используя (18), (19), определим токи $i_{nk}(\omega t), i_n(\omega t), i_{nk}(\omega t), i_n(\omega t)$ соответственно в сопротивлениях $R_{nk} = NR_n, R_n, R_{nk} = NR_n, R_n$, а также напряжения $u_{mn}(\omega t)$ на входе и $u_{mn}(\omega t)$ на выходе МИП в виде

$$i_{xk}(\omega t) = u_{xk}(\omega t)/R_{xk}, i_x(\omega t) = \sum_{k=1}^N i_{xk}(\omega t), \quad (21)$$

$$u_{mx}(\omega t) = \sum_{k=1}^N u_{xk}(\omega t)/N = i_x(\omega t)R_x, \quad (22)$$

где x означает «п» для входных цепей k -го СК и МИП и «н» – для выходных.

С целью получения более точной математической модели с учетом влияния и параметров конденсаторов сглаживающих фильтров, и оценки погрешности полученной обобщенной математической модели выполним гармонический анализ электрических процессов в МИП с силовыми каналами, соответствующими $y=1, 4, 6, 7, 8$.

На входы фильтров k -х СК воздействуют смещенные во времени широтно-модулированные напряжения $u_{вхk}(t)$ прямоугольной формы:

$$u_{вхk}(t) = \begin{cases} U_{вхk} & \text{при } 0 + t_{ck} \leq t \leq t_{ck} + t_{nk}; \\ 0 & \text{при } t_{nk} + t_{ck} \leq t \leq t_{ck} + T. \end{cases} \quad (23)$$

Представим (23) в виде ряда Фурье:

$$u_{вхk}(\omega t) = U_{вхko}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{вхkn} \cos(n\omega_1 t - \psi_{вхkn}), \quad (24)$$

где $U_{вхko} = 2U_{вхk}K_{nk}$; $U_{вхkn} = \sqrt{A_{kn}^2 + B_{kn}^2}$; $\psi_{вхkn} = \text{arctg}(B_{kn}/A_{kn})$;

$$A_{kn} = U_{вхk} \{ \sin(n\omega_1 t_{ckn}) - \sin(n\omega_1 t_{ck}) \} / \pi n; B_{kn} = U_{вхk} \{ \cos(n\omega_1 t_{ck}) - \cos(n\omega_1 t_{ckn}) \} / \pi n.$$

Получение комплексных спектров по заданным функциям $u_{вхk}(t)$ позволяет определить ток в цепи дросселя $i_{Lk}(\omega t)$ и напряжение $u_{nk}(\omega t)$ на выходе k -го силового канала:

$$i_{Lk}(\omega t) = U_{вхko}Y_{ko} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{вхkn}Y_k \cos(n\omega_1 t - \psi_{вхkn} + \phi_{Yk}), \quad (25)$$

$$u_{nk}(\omega t) = U_{вхko}W_{ko} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{вхkn}W_k \cos(n\omega_1 t - \psi_{вхkn} + \phi_{Wk}), \quad (26)$$

$$Y_k = |Y_k(jn\omega_1)| = \sqrt{\frac{1 + (n\omega_1 R_H C_H)^2}{(R_{Hk} - n^2 \omega_1^2 L_{Hk} C_H R_H)^2 + (n\omega_1 L_{Hk})^2}},$$

$$\varphi_{Yk} = \arctg(n\omega_1 R_H C_H) - \arctg[n\omega_1 L_{Hk} / (R_{Hk} - n^2 \omega_1^2 L_{Hk} C_H R_H)];$$

$$W_k = |W_k(jn\omega_1)| = 1 / \sqrt{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{Hk} C_H / N)^2 + (n\omega_1 L_{Hk} / R_{Hk})^2};$$

$$\varphi_{Wk} = -\arctg[n\omega_1 L_{Hk} / (R_{Hk} - n^2 \omega_1^2 L_{Hk} C_H R_H)];$$

где $Y_{ko} = Y_k|_{\omega_1=0}$; $W_{ko} = W_k|_{\omega_1=0}$; $Y_k(jn\omega_1)$; $W_k(jn\omega_1)$ – комплексные функции: соответственно входная комплексная проводимость и передаточная частотная характеристика по напряжению k -го СК.

Напряжение на выходе МИП может быть определено или по (21) или по (22), с учетом (26). Во втором случае имеем

$$u_{MH}(\omega t) = \sum_{k=1}^N \left[U_{Bxkn} Y_{ko} R_{Hk} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{Bxkn} Y_k Z_{Hk} \cos(n\omega_k t - \psi_{Bxkn} + \varphi_{Yk} + \alpha_{Hk}) \right]. \quad (27)$$

Погрешность расчетов по полученной обобщенной математической модели зависит от соотношения частот коммутации ω_1 и резонансной частоты сглаживающего фильтра $\omega_{ok} = 1/\sqrt{L_{Hk} C_{Hk}}$ k -го СК:

$$T_{отн} = \omega_1 / \omega_{ok} = 2\pi / T \sqrt{L_{Hk} C_{Hk}}.$$

Для МИП, выполненного из трех ($N=3$) СК (с типом исполнения, соответствующим любому из $y=1, 4, 6, 7, 8$), на рис. 3 приведены временные диаграммы токов для $\Delta t_{ck} = 0$ и $T_{отн} = 2,8$ и $\Delta t_{c2} = 30\%$ и $T_{отн} = 8,8$. Расчеты выполнены на ЭВМ для пяти гармоник $n=0 \dots 5$ по соотношениям соответственно $i_{Lk}(t)$: 1 – по (2); $i_{ok}(\omega t)$: 2 – по (10), 3 – по (17), 4 – по (26); $i_{Hk}(\omega t)$ по (22); $i_{MH}(t)$: 1' – по (15), $i_{MH}(\omega t)$ по (16) 2' – с учетом (10), 3' – с учетом (17), 4' – с учетом (25); $i_H(\omega t)$ по (21): 5' – с учетом (18), 6' – с учетом или (26), или (21), (27).

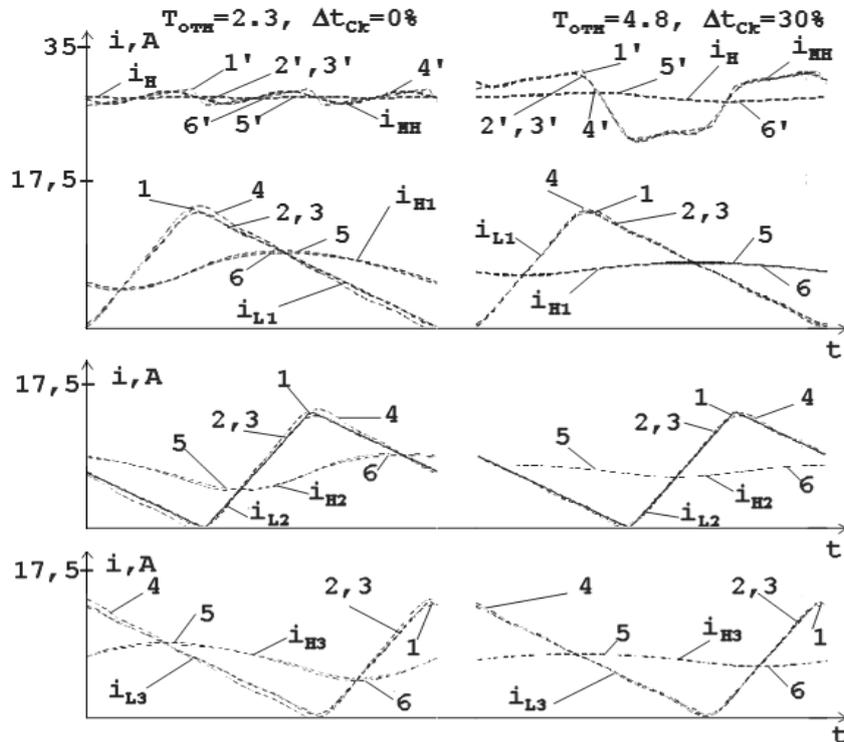


Рисунок 3 – Результаты расчетов по обобщенной (1, 2, 3, 5, 1', 2', 3', 5') и точной (4, 6, 4', 6') математическим моделям электрических процессов МИП при $I_{Hk} = 10$ А, $L_{Hk} = 50$ мкГн, $N=3$, $U_H = 20$ В

Видим, что соотношения (10) и (17) идентичны и дают совпадающие результаты расчета 2, 3 и 2', 3', что подтверждает правомочность рассмотренных подходов при определении коэффициентов рядов (1) и (13). Расчет по (26) – 6' (рис. 2) с использованием (22) и (27) точной математической мо-

дели подтвердили их идентичность. С увеличением $T_{отн}$ погрешность расчетов по обобщенной математической модели (относительно точной) уменьшается (рис. 3).

Отметим, что погрешность расчетов электрических процессов во входных и выходных цепях МИП по обобщенной математической модели по сравнению с точной существенно ниже (в десятки – сотни раз), чем в отдельно взятых k -х СК или однофазных преобразователях (ОИП) из N СК с $t_{ck} = 0$ (у ОИП и СК эти погрешности одинаковы).

Полученные математические соотношения являются обобщенными и позволяют перейти к конкретной схеме МИП и режимам ее работы (слежение и стабилизация). При этом, они позволяют выполнить исследование электрических процессов МИП, как в идеальных случаях, когда обеспечивается идентичность электрических процессов в отдельно взятых СК (при равномерном распределении тока нагрузки, идентичности элементной базы в отдельно взятых СК, равномерном временном сдвиге между электрическими процессами СК), так и в случаях технологического разброса элементной базы в СК и их сигналов управления.

Пример использования разработанной модели представлен на рис. 4, который иллюстрирует преимущества многофазного принципа преобразования электрической энергии по сравнению с синфазным с точки зрения снижения пульсаций потребляемых токов и токов нагрузки для различных значений коэффициента накопления κ_n . На рис. 4 изображены коэффициенты пульсаций для указанных токов ОИП ($K_{ппо}$, $K_{пно}$) и МИП ($K_{пмм}$, $K_{пнм}$). Исходные данные: $N = 4$ (СК понижающего типа – $\gamma = 1$), токи нагрузки k -х СК $I_{нк} = 4$ А, напряжение нагрузки $U_n = 48$ В, частота преобразования $f = 150$ кГц.

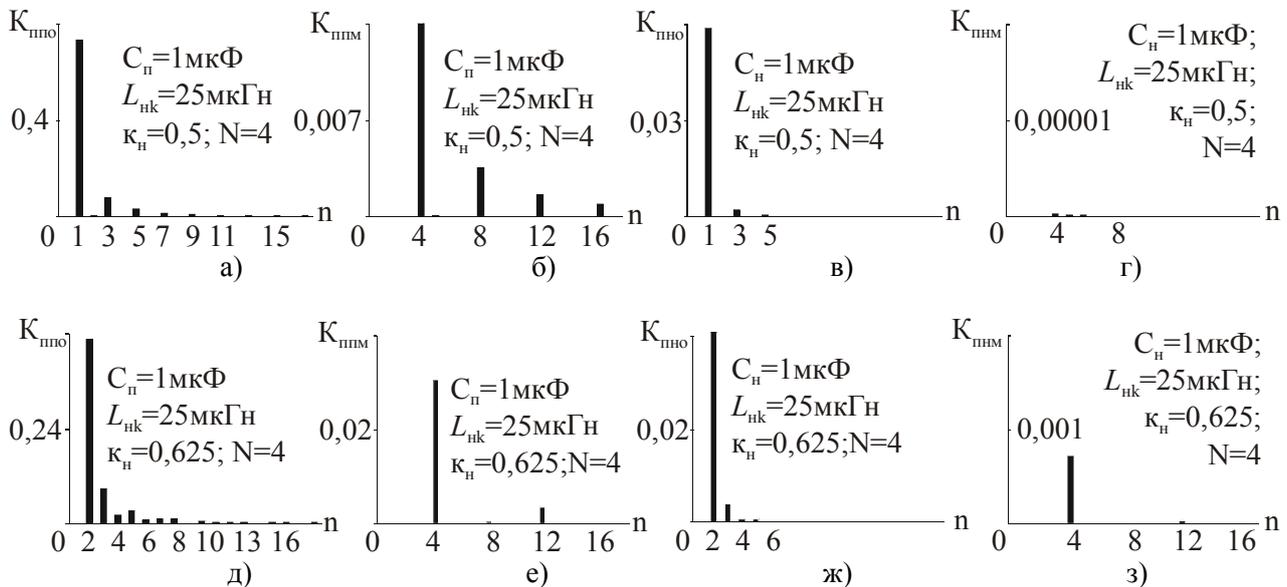


Рисунок 4— Спектры амплитуд токов потребления (а, б, д, е) и нагрузки (в, г, ж, з) ОИП (а, в, д, ж) МИП (б, г, е, з)

Видно, что первая гармоническая составляющая на частоте преобразования, имеющая наибольшую амплитуду в ОИП (а, в), в МИП (б, г) отсутствует. Более того, в МИП отсутствуют и гармонические составляющие вплоть до N -й (в общем случае $N-1$ -я), а уровень их во много раз ниже. Из представленных результатов можно сделать следующий вывод: из-за отсутствия в выходном токе МИП переменных составляющих, не кратных N , не требуются затраты реактивных элементов ($L_{нк}$, $C_{нк}$) на их фильтрацию. Фильтрация обеспечивается взаимной компенсацией переменных составляющих за счет многофазного принципа преобразования без увеличения объема и массы реактивных элементов сглаживающих фильтров.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1. С использованием гармонического анализа разработана математическая модель электрических процессов МИП, обобщенная относительно типа СК и режима работы МИП, адекватно отражающая электрические процессы в силовых цепях отдельно взятых СК, и во входных и выходных цепях МИП, удобная для целей анализа и синтеза во временной и частотной областях. Данная модель

позволяет легко учесть любые отклонения параметров в элементах схемы при воздействиях различных возмущающих факторов.

2. С использованием гармонического анализа разработана точная математическая модель (без методической погрешности, с учетом конечного значения емкости конденсатора сглаживающего фильтра) электрических процессов МИП. Сравнение результатов расчета по точной и обобщенным математическим моделям показали их физическую непротиворечивость, адекватность реальным процессам и достаточно высокую точность совпадения. Показано, что погрешность расчета по обобщенной математической модели МИП относительно точной меньше, чем в отдельно взятых СК и уменьшается с увеличением числа СК и отношения частот - частоты коммутации к резонансной частоте сглаживающего фильтра СК.

Литература

1. *Концепція розвитку ВАТ «Укртелеком» до 2010 року.* – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2006. – 49 с.
2. *Кадацкий А.Ф.* Гармонический анализ электрических процессов в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения с ШИМ-методом регулирования // *Электричество.* – 1997. – № 3. – С. 35 – 41.
3. *До дослідження несиметричних електричних процесів в імпульсних перетворювачах модульної структури / А.Ф. Кадацький, В.Г. Гурков, О.А. Грабовий, І.П. Малявін* // *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова.* – 2003. – № 1. – С. 27 – 34.
4. *Кадацкий А.Ф., Гунченко Ю.А.* Электрические процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования // *Праці УНДІРТ.* – 2003. – № 2 (34); 3 (35). – С. 23 –25.