

**АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СПЕКТРАЛЬНОГО МЕТОДА АНАЛИЗА**

**АВТОМАТИЗОВАНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ
НАПРУГИ ПРИ ВИКОРИСТАННІ СПЕКТРАЛЬНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ**

**AUTOMATED INVESTIGATION OF PULSED DC-DC CONVERTERS
WHEN USING THE SPECTRAL METHOD OF ANALYSIS**

Аннотация. Рассмотрены особенности автоматизированного исследования электрических процессов преобразователей постоянного напряжения модульной структуры в частотной области. Выполнен анализ полученных результатов при функционировании преобразователей с однофазным и многофазным принципами преобразования.

Анотація. Розглянуті особливості автоматизованого дослідження електричних процесів перетворювачів постійної напруги модульної структури в частотній області. Виконано аналіз отриманих результатів при функціонуванні перетворювачів з однофазним і багатофазним принципами перетворення.

Summary. The features of the automated study of the electrical processes of the pulsed dc-converters with module structure in the frequency domain were considered. The analysis of the results obtained during the operation of converters with single and multiphase transformations was made.

В современных системах и устройствах электропитания широко используется импульсный метод преобразования и регулирования электрической энергии, что позволяет создавать устройства и системы с более высокой удельной мощностью и характеристиками, недостижимыми при использовании других методов.

Импульсные преобразователи постоянного напряжения (ППН) модульной структуры с многофазным принципом преобразования (многофазные импульсные преобразователи – МИП), на сегодняшний день являются относительно новым и малоисследованным классом устройств силовой преобразовательной техники.

На узлах связи Украины для электропитания систем телекоммуникаций эксплуатируются наиболее распространенные однофазные ППН модульного типа, а идентичные с ними по структуре построения силовой части – многофазные ППН, обладающие лучшими технико-экономическими показателями, получают всё большее развитие в устройствах электропитания компьютерных систем, цифровых процессоров в сетевом оборудовании, центральных процессорных устройств в рабочих станциях и серверах.

Поэтому исследование ППН модульной структуры с многофазным принципом преобразования для современных устройств электропитания компьютерных и телекоммуникационных систем является актуальным.

В литературе выполняется исследование ППН с многофазным принципом преобразования как правило либо во временной области, либо приводятся некоторые результаты исследования в частотной области – как правило исследование амплитудных спектров коэффициентов пульсаций и зависимостей токов во входных и выходных цепях ППН при симметрии и асимметрии электрических процессов [1...4].

Несмотря на ряд уже решенных вопросов анализа электрических процессов импульсных преобразователей модульного типа, еще существуют проблемы, сдерживающие их широкое использование для электропитания телекоммуникационных систем.

Разработка средств автоматизированного исследования электрических процессов (временных зависимостей напряжений и токов во входных и выходных цепях) и показателей качества (коэффициентов пульсаций, коэффициентов сглаживания структуры преобразования по напряжению и току) импульсных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры как во

временной, так и в частотной областях, анализ результатов исследования способствует широкому их практическому внедрению.

Цель данной работы – разработка алгоритмов, программных модулей и автоматизированное исследование с их помощью ППН с однофазным и многофазным принципом преобразования как во временной, так и в частотной областях.

Современные импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем телекоммуникаций строятся по модульной структуре из N однотипных, идентичных, взаимозаменяемых модулей – силовых каналов (СК), включенных, как правило, параллельно (рис. 1).

Модульный способ построения позволяет повысить надежность ППН, наращивать мощность преобразователя путем увеличения количества СК в ППН и т.д.

ППН модульного типа преобразуют электрическую энергию первичного источника электропитания (ИПЭ) постоянного тока с одними параметрами в электрическую энергию постоянного тока с иными параметрами, которая подается в цепь нагрузки (Н).

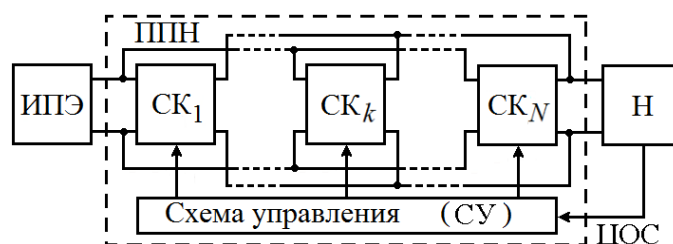


Рисунок 1 – Структурная схема ППН модульной структуры из N силовых каналов с цепью обратной связи (ЦОС)

ППН (рис. 1) может быть выполнен как по однофазной, так и многофазной структуре построения (так как силовая часть у них идентична).

При однофазном режиме работы (ОИП) преобразователя (при синфазной работе силовых каналов) силовые ключи в k -х силовых каналах ($СК_k$) коммутируются одновременно, и электрические процессы в однотипных элементах схемы синхронны и синфазны и временной сдвиг между ними отсутствует [1...4].

Однако преимущества импульсного способа преобразования электроэнергии в полной мере проявляются в новейших многофазных импульсных преобразователях (МИП) постоянного напряжения модульного типа [1, 2, 3].

При многофазном режиме работы в k -х силовых каналах электрические процессы синхронны, но не синфазны, и смещены во времени, например, на интервалах $\Delta t_y = T/N$, где T – период электрических процессов в отдельно взятом k -м силовом канале. В МИП реализуется многофазный принцип преобразования электрической энергии за счет разбиения одного импульсного процесса преобразования электрической энергии на несколько N процессов, смещение их во времени относительно друг друга и суммирование в общих цепях потребления и общих цепях суммирования токов нагрузки.

Достоинства МИП: появляется возможность уменьшения объема и массы силовых сглаживающих фильтров без увеличения частоты преобразования (что благоприятно отразится на КПД преобразователя), получить более высокие удельные массогабаритные показатели за счет того, что пульсации входного и выходного токов (напряжений) преобразователя подавляются не только сглаживающими фильтрами, а и взаимной компенсацией переменных составляющих токов (напряжений) отдельных силовых каналов (СК) преобразователя [2].

Эффективность фильтрующих свойств преобразователей с многофазным принципом преобразования, по сравнению с однофазным, иллюстрируют спектры (рис. 2).

Имея идентичные спектры токов в СК [3], во входных и выходных цепях ОИП ($K_{по}$) происходит увеличение в N раз n -х составляющих амплитудных спектров, а в МИП ($K_{пм}$) обеспечивается подавление гармоник, неравных $n = mN$ ($m = 0, 1, \dots$) и на входе в цепи питания, и на выходе в цепи нагрузки (рис. 2).

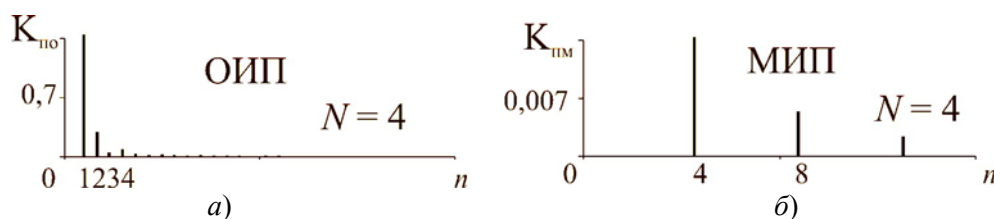


Рисунок 2 – Амплитудные спектры коэффициентов пульсаций ОИП и МИП при одинаковом числе $N = 4$ силовых каналов

Использование спектрального метода анализа [1, 2] позволяет установить влияние параметров элементов силовой части и схемы управления на характер электрических процессов, оценить фильтрующие свойства ППН.

Определение спектрального состава потребляемого и нагрузочного токов и напряжений позволяет установить влияние параметров элементов силовой части и схемы управления на характер электрических процессов преобразователя, на показатели качества.

В табл. 1 отражены основные расчетные соотношения спектральной математической модели, приведенной в [1].

Здесь и далее используются обозначения принятые в [1, 2].

Как показано в [1], токи $i_{Lk}(t)$, протекающие в цепях дросселей отдельно взятых k -х СК, можно преобразовать в частотную область, представить в виде суммы гармонических составляющих ряда Фурье (соотношение 1, табл. 1).

В соотношении 1, табл. 1 для интервала накопления $t_{ck} \leq t \leq t_{ckn}$ $i = n$, для интервала возврата $t_{ckn} \leq t \leq t_{ckv}$ $i = v$, для интервала периода $t_{ck} \leq t \leq T + t_{ck}$ $i = nv$, $\alpha_{конв} = \alpha_{ко} = \alpha_{кон} + \alpha_{ков}$, $\alpha_{кнв} = \alpha_{kn} = \alpha_{кнн} + \alpha_{кнв}$, $b_{кнв} = b_{kn} = b_{кнн} + b_{кнв}$; $I_{кон} = \alpha_{кон}/2$, $I_{ков} = \alpha_{ков}/2$, $I_{ко} = \alpha_{ко}/2$ – постоянные составляющие тока дросселя k -го СК соответственно на интервалах накопления – $(t_{ck} \dots t_{ckn})$, возврата – $(t_{ckn} \dots t_{ckv})$ и периода $(t_{ck} \dots T + t_{ck})$.

Рассчитанные коэффициенты ряда $\alpha_{кн}$, $\alpha_{кв}$, $b_{кн}$, $b_{кв}$ и $I_{кон} = \alpha_{кон}/2$, $I_{ков} = \alpha_{ков}/2$, $I_{ко} = \alpha_{ко}/2$ позволяют определить на интервалах накопления, возврата и периода T [1]:

– постоянные составляющие тока дросселя k -го СК:

$$\begin{cases} I_{кнн} = \sqrt{\alpha_{кнн}^2 + b_{кнн}^2}; \\ I_{кнв} = \sqrt{\alpha_{кнн}^2 + b_{кнв}^2}; \\ I_{kn} = \sqrt{\alpha_{kn}^2 + b_{kn}^2}; \end{cases} \quad (1)$$

– амплитуды n -х гармоник тока дросселя k -го СК:

$$\begin{cases} \alpha_{кнн} = \arctg(b_{кнн}/a_{кнн}); \\ \alpha_{кнв} = \arctg(b_{кнв}/a_{кнв}); \\ \alpha_{kn} = \arctg(b_{kn}/a_{kn}); \end{cases} \quad (2)$$

– начальные фазы векторов:

$$\begin{cases} \dot{I}_{кнн} = \alpha_{кнн} - j b_{кнн}; \\ \dot{I}_{кнв} = \alpha_{кнв} - j b_{кнв}; \\ \dot{I}_{kn} = \alpha_{kn} - j b_{kn}. \end{cases} \quad (3)$$

Соотношения для комплексных спектров воздействий функций времени $i_{Lk}(t)$ позволяют определить комплексные спектры откликов: напряжений на входе $u_{пк}(\omega t)$ и выходе $u_{нк}(t)$ k -х СК как произведения комплексных спектров воздействий и комплексных передаточных функций — входных $Z_{пк}$ и выходных $Z_{нк}$ комплексных сопротивлений k -х силовых каналов преобразователя [1]:

$$u_{xk}(\omega t) = I_{ко} R_{xk} + \sum_{n=1}^{Ng} I_{kn} Z_{xk} \cos(n\omega_1 t - \alpha_{kn} + \alpha_{xk}), \quad (4)$$

где "х" означает "п" для входных цепей k -го СК и МИП и "н" – для выходных.

В соотношении (4) комплексное сопротивление

$$\underline{Z} = R/(1 + jn\omega_1 CR), \quad Z = R/\sqrt{1+(n\omega_1 CR)^2}; \quad (5)$$

$$\alpha = -\arctg(n\omega_1 CR). \quad (6)$$

Для входных цепей k -го СК: $\underline{Z} = \underline{Z}_{nk}$, $Z = Z_n = |\underline{Z}_{nk}|$, $R = R_{nk}$, $C = C_n$, $\alpha = \alpha_{nk}$; для выходных цепей k -го СК: $\underline{Z} = \underline{Z}_{nk}$, $Z = Z_{nk} = |\underline{Z}_{nk}|$, $R = R_{nk}$, $C = C_n$, $\alpha = \alpha_{nk}$.

Используя (4) определяются токи $i_{pk}(\omega t)$, $i_n(\omega t)$, $i_{nk}(\omega t)$, $i_n(\omega t)$ соответственно в сопротивлениях R_n , $R_{nk} = NR_n$, R_n , а также напряжения $u_{mn}(\omega t)$ на входе и $u_{nk}(\omega t)$ на выходе МИП в виде [1]:

$$i_{xk}(\omega t) = u_{xk}(\omega t) / R_{xk}, \quad i_x(\omega t) = \sum_{k=1}^N i_{xk}(\omega t); \quad (7)$$

$$u_{mx}(\omega t) = \sum_{k=1}^N u_{xk}(\omega t) / N = i_x(\omega t) R_x, \quad (8)$$

где "х" означает "п" для входных цепей k -го СК и МИП и "н" - для выходных.

На основе соотношений (1) ... (8) и спектральной математической модели (табл. 1) разработаны алгоритмы программных модулей (ПМ) (рис. 3, 4) и программное обеспечение (ПО) для автоматизированного исследования электрических процессов и показателей качества МИП, что позволяет исследовать электрические процессы ОИП и МИП как во временной, так и в частотной областях.

Таблица 1 – Расчетные соотношения гармонической математической модели

№	Расчетные соотношения
1	$i_{Lk}(\omega t) = \frac{a_{koi}}{2} + \sum_{n=1}^{Ng} [a_{kni} \cos(n\omega_1 t) + b_{kni} \sin(n\omega_1 t)] = I_{koi} + \sum_{n=1}^{Ng} I_{kni} \cos(n\omega_1 t - \alpha_{kni})$
2	$\alpha_{koi} = (2I_{\min k} \cdot t_{hk} + I_{mk} \cdot t_{hk}) / T = 2I_{\min k} \cdot K_{hk} + I_{mk} \cdot K_{hk}; \quad \alpha_{koi} = 2I_{\min k} \cdot K_{bk} + I_{mk} \cdot K_{bk}$
3	$\alpha_{kni} = \frac{2I_{\min k}}{Tn\omega_1} [\sin(n\omega_1 t_{ckn}) - \sin(n\omega_1 t_{ck})] + \frac{2I_{mk}}{Tt_{hk}n\omega_1} \left[t_{hk} \sin(n\omega_1 t_{ckn}) + \frac{[\cos(n\omega_1 t_{ckn}) - \cos(n\omega_1 t_{ck})]}{n\omega_1} \right]$
4	$b_{kni} = \frac{2I_{\min k}}{Tn\omega_1} [\cos(n\omega_1 t_{ck}) - \cos(n\omega_1 t_{ckn})] + \frac{2I_{mk}}{Tt_{hk}n\omega_1} \left[\frac{\sin(n\omega_1 t_{ckn}) - \sin(n\omega_1 t_{ck})}{n\omega_1} - t_{hk} \cos(n\omega_1 t_{ckn}) \right]$
5	$\alpha_{knb} = \frac{2I_{\min k}}{Tn\omega_1} [\sin(n\omega_1 (t_{ckn} + t_{bk})) - \sin(n\omega_1 t_{ckn})] - \frac{2I_{mk}}{Tn\omega_1} \sin(n\omega_1 t_{ckn}) - \frac{2I_{mk}}{Tt_{bk}(n\omega_1)^2} [\cos(n\omega_1 (t_{ckn} + t_{bk})) - \cos(n\omega_1 t_{ckn})]$
6	$b_{knb} = \frac{2I_{\min k}}{Tn\omega_1} [\cos(n\omega_1 t_{ckn}) - \cos(n\omega_1 (t_{ckn} + t_{bk}))] + \frac{2I_{mk}}{Tn\omega_1} \cos(n\omega_1 t_{ckn}) - \frac{2I_{mk}}{Tt_{bk}(n\omega_1)^2} [\sin(n\omega_1 (t_{ckn} + t_{bk})) - \sin(n\omega_1 t_{ckn})]$
7	$\dot{I}_{kni} = \alpha_{kni} - j b_{kni}; \quad \dot{I}_{knb} = \alpha_{knb} - j b_{knb}; \quad \dot{I}_{kni} = \alpha_{kni} - j b_{kni}$
8	$K_{nB}^H = \sum_{k=1}^N \dot{I}_{kni}^H / \sum_{k=1}^N I_{koi}^H$

9	$K_{\phi_B^H} = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^N I_{kO_B^H}\right)^2 + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} \left \sum_{k=1}^N \dot{I}_{kn_B^H}\right ^2} / \sum_{k=1}^N I_{kO_B^H}$
---	---

В алгоритме расчета спектральных характеристик ППН (рис. 3) выбор типа исследований осуществляется в диалоговом режиме в блоке 2 (ПМ "Диалог"). Если параметры должны быть заданы неидентичными, в ПМ "Диалог" вводятся соответствующие отклонения параметров ΔL_{nk} , Δt_{ck} , ΔU_{nk} , ΔI_{nk} и выполняется перерасчет величин L_{nk} , t_{ck} , U_{nk} , I_{nk} с учетом введенных отклонений в ПМ "Асимметрия" (блок 3). В ПМ "Параметр" (блок 4) выполняется расчет основных параметров электрических процессов СК (токов, напряжений элементов в СК) и преобразователя в целом.

В блоке 5 ПМ "ПарГарм" (рис. 3) выполняется расчет всех основных параметров в соответствии с соотношениями табл. 1. ПМ "ПарГарм" предназначен для расчета коэффициентов ряда Фурье, необходимых для разложения в ряд токов и напряжений в СК и ППН в целом. В зависимости от выбранного в процессе диалога вида исследований в блоке 6 управление передается на одну из подпрограмм: блоки 7, 8 и 9. В ПМ "Спектр" (блок 7) выполняется расчет амплитудных и фазовых спектров в соответствии с соотношениями табл. 1. В программном модуле "Канал" (блок 8) производится расчет временных диаграмм токов в СК, а также во входных и выходных цепях МИП (ОИП). В блоке 9 рассчитываются показатели качества исследуемого преобразователя: абсолютные входные и выходные пульсации – ΔI_i , коэффициенты пульсаций – K_{pi} , коэффициенты формы – $K_{\phi i}$. Вывод результатов производится в блоке 10.

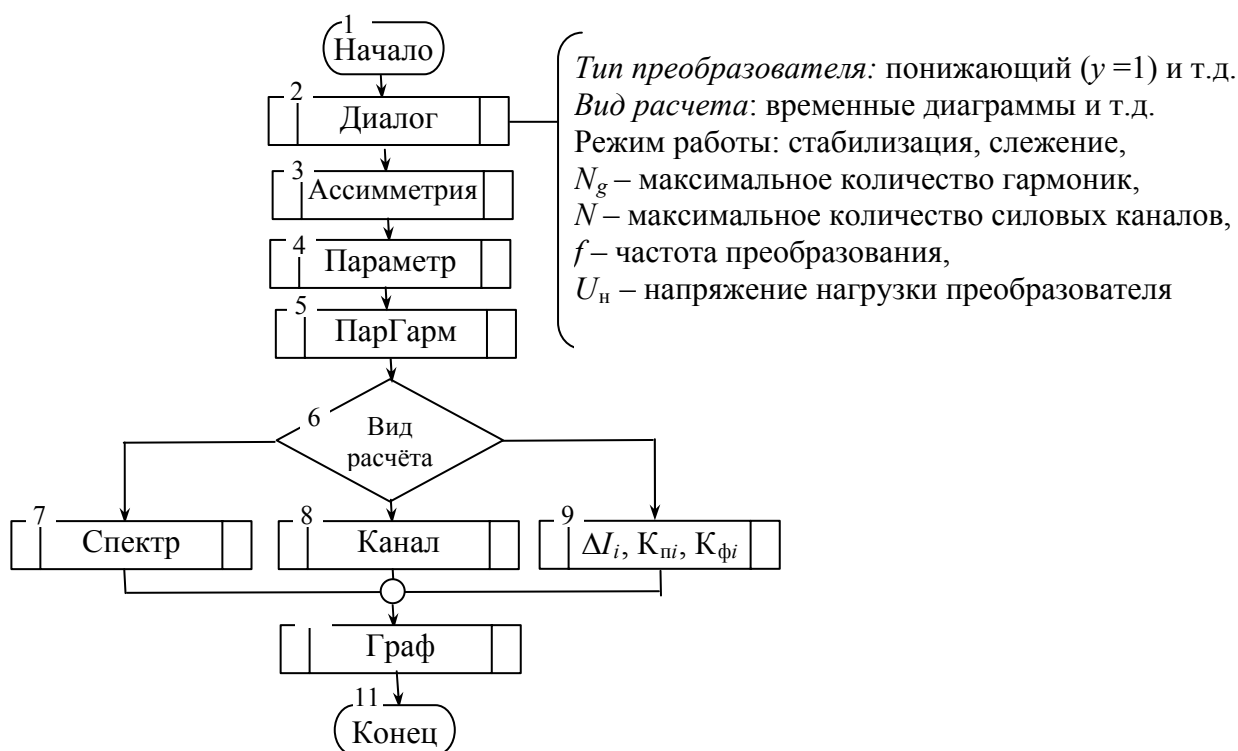


Рисунок 3 – Алгоритм расчета параметров электрических процессов преобразователя с использованием спектральной математической модели

В программном модуле "ПарГарм", алгоритм которого показан на рис. 4 выполняется расчет всех основных параметров, а также расчета коэффициентов ряда Фурье (табл. 1), необходимых для разложения в ряд токов и напряжений в СК и ППН.

В блоке 2 реализован цикл по времени – параметр t . В блоке 3 – цикл по номеру СК – параметр k . В блоке 14 – цикл по числу гармоник – n .

В блоках 4...9, в зависимости от типа СК рассчитываются постоянные составляющие входного и выходного токов преобразователя. Наличие или отсутствие временного сдвига электрических процессов k -го СК преобразователя определяется в блоках 11, 12 и 13 в соответствии с условием блока 10.

В блоках 15, 16 рассчитываются соответственно комплексная проводимость и начальная фаза векторов.

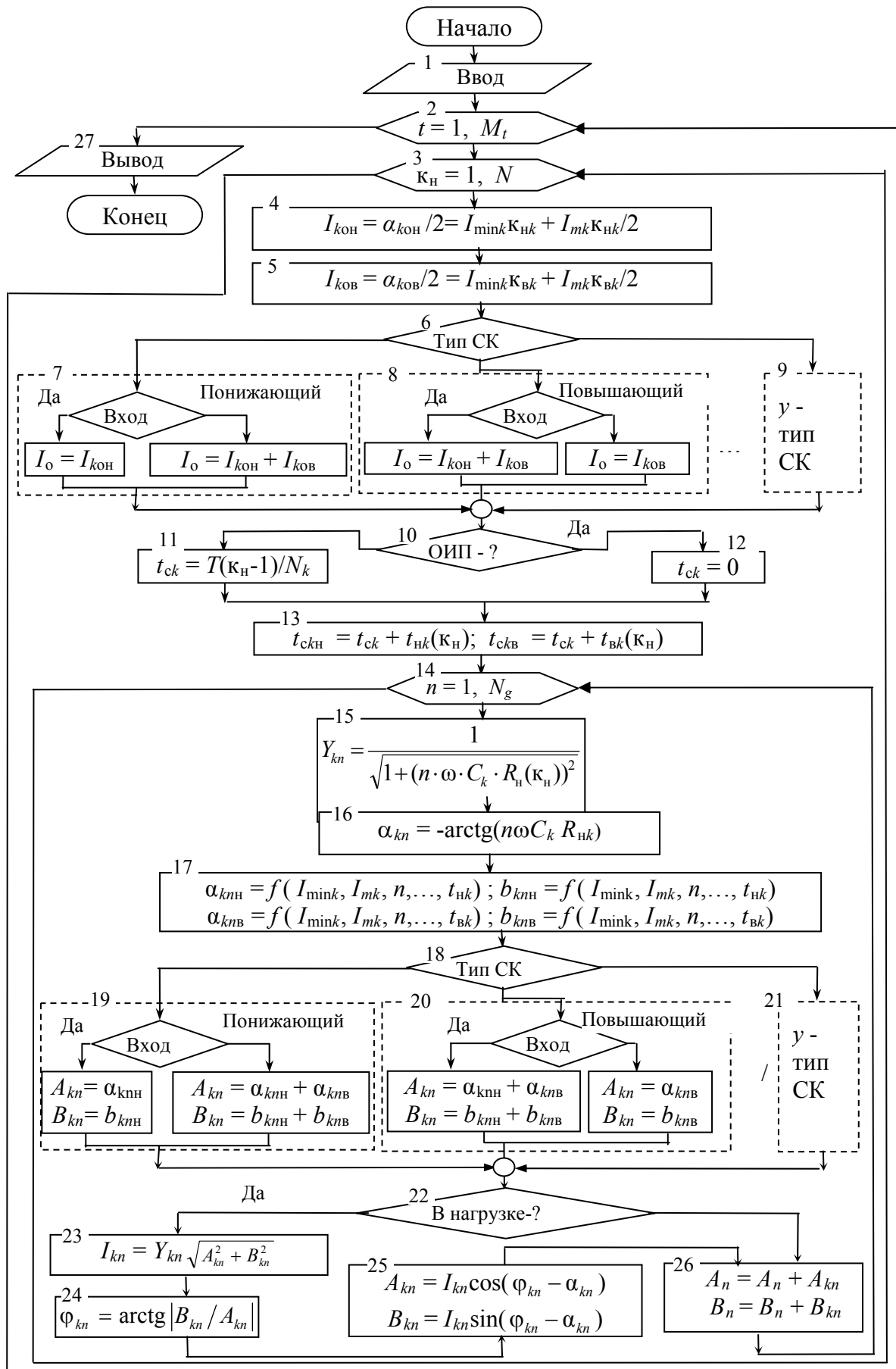


Рисунок 4 – Алгоритм программного модуля "ПарГарм"

В зависимости от типа СК в блоках 17...21 рассчитываются коэффициенты ряда Фурье на входе и выходе преобразователя, что соответствует интервалам накопления и возврата электрической энергии k -м СК, как показано в блоках 19...21. Блоки 23...26 позволяют рассчитать токи k -х СК и ток, поступающий в нагрузку после выходного сглаживающего фильтра.

В качестве иллюстрации возможностей программного комплекса на рис. 5...8 приведены следующие результаты автоматизированного расчета:

1. Временные диаграммы (рис. 5) токов и напряжений нагрузки ППН с СК понижающего типа, соответственно ОИП (рис. 5, а, в) и МИП (рис. 5, б, г). Результаты получены с помощью программного модуля «Канал» (блок 8) алгоритма (рис. 3).

Значение индуктивности дросселя k -го СК $L_{nk} = 5 \text{ мкГн}$ – соответствует разрывному режиму работы ($L_{nk} < L_{нгр}$).

Пульсации токов и напряжений в цепях нагрузки МИП преобразователя (рис. 4, а) ниже аналогичных пульсаций ОИП (рис. 4, б). Кроме того, видно, что недостатком ОИП также является тот факт, что разрывность токов в каждом силовом канале преобразователя приводит к разрывности и суммарного тока на выходе ОИП.

2. Зависимости абсолютных пульсаций напряжения нагрузки (рис. 6) ППН при различном количестве силовых каналов в преобразователе, соответственно ОИП (рис. 6, а) и МИП (рис. 6, б, в). Результаты получены с помощью программного модуля (блок 9) алгоритма (рис. 3), в котором рассчитываются показатели качества электрических процессов ППН. Приведенные зависимости абсолютных пульсаций напряжения на рис. 6 показывают, что эффективность сглаживания МИП по сравнению с ОИП растет с увеличением числа N силовых каналов в преобразователе.

3. Зависимости пульсаций напряжения (рис. 7, а), коэффициентов пульсаций (рис. 7, б) и коэффициентов сглаживания (рис. 7, в) напряжения на входе и выходе ППН показывают, что эффективность сглаживания МИП по сравнению с ОИП не только растет с увеличением числа N силовых каналов, но и сильно зависит от величины коэффициента накопления (κ_n) в диапазоне регулирования $\kappa_n = 0,5 \dots \kappa_{n\max}$ ($\kappa_{n\max}$ стремится к единице), это объясняется переходом ППН в разрывной режим работы преобразователя (переходом СК в область разрывных токов дросселей силовых каналов).

Абсолютные и относительные пульсации напряжений нагрузки преобразователя не изменяются при изменении коэффициента накопления в диапазоне $0 \leq \kappa_n \leq \kappa_{нгр}$, т.е. в области безразрывных токов СК ППН (рис. 7).

Результаты получены с помощью ПМ «Канал» (блок 8) алгоритма (рис. 3).

4. Эффективность МИП с точки зрения подавления гармонических составляющих, по сравнению с ОИП, иллюстрирует рис. 8. Результаты получены с помощью программного модуля «Спектр» (блок) алгоритма (рис. 3).

На рис. 8 изображены коэффициенты пульсаций для токов потребления и нагрузки ОИП ($K_{ппо}$, $K_{пно}$) и МИП ($K_{пим}$, $K_{пнм}$). Исследования проводились при использовании следующих исходных данных: $N = 4$ (СК понижающего типа – $y = 1$), токи нагрузки k -х СК $I_{nk} = 4 \text{ А}$, напряжение нагрузки $U_n = 48 \text{ В}$, частота преобразования $f = 150 \text{ кГц}$.

На рис. 8 видно, что первая гармоническая составляющая на частоте преобразования, имеющая наибольшую амплитуду в ОИП (а, в) и в МИП (б, г), отсутствует. Более того, в преобразователе 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_{nk} , C_{nk}) на их фильтрацию. Фильтрация обеспечивается взаимной компенсацией переменных составляющих за счет многофазного принципа преобразования без увеличения объема и массы реактивных элементов сглаживающих фильтров.

Особенности автоматизированного исследования электрических процессов преобразователей постоянного напряжения модульной структуры в частотной области состоит в том, что при проектировании необходимо одновременно решать целый спектр исследовательских задач: исследование влияния числа СК ППН, влияния (L_{nk} , C_{nk}) элементов фильтров на характер протекающих процессов, исследование зависимостей показателей качества электрических процессов как в каждом СК, так и во входных и выходных цепях ППН, исследование токов и напряжений элементов схемы как при конкретном значении коэффициента заполнения, так и во всем диапазоне регулирования, исследование спектрального состава и т.п.

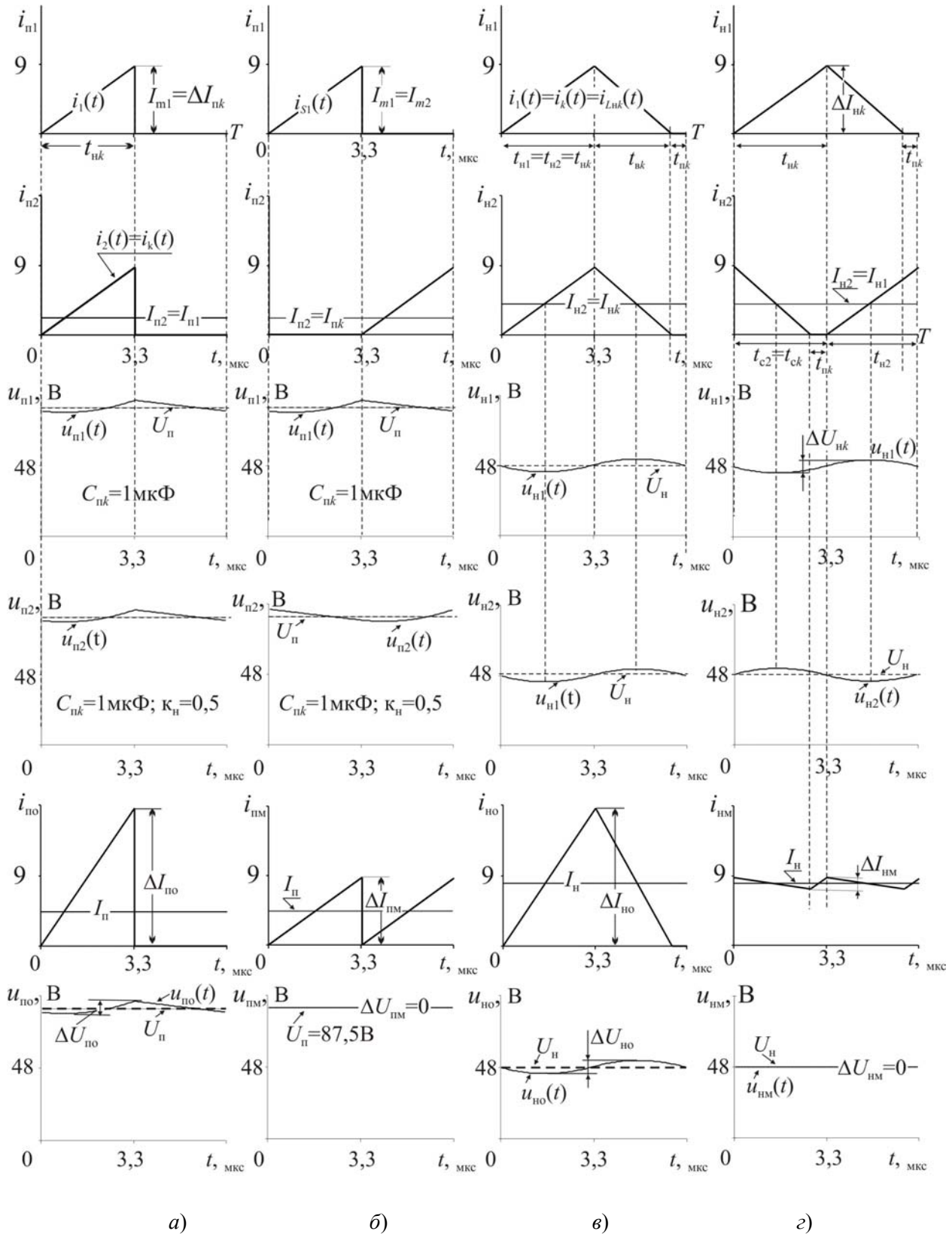


Рисунок 5 – Временные диаграммы токов и напряжений нагрузки МИП (б, г), ОИП (а, в) при $N = 2$, $U_{н} = 48 \text{ В}$, $C_{нк} = 1 \text{ мкФ}$, $f = 150 \text{ кГц}$, $\kappa_{н} = 0,5$

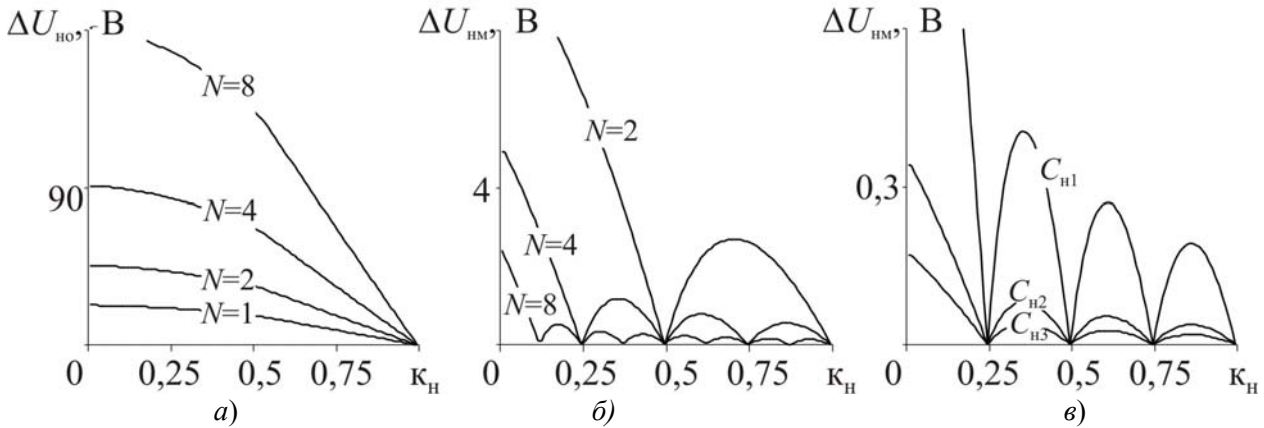


Рисунок 6 – Зависимости выходных $\Delta U_{\text{пм}}$ (а) пульсаций напряжения ОИП (а) и МИП (б, в) при $U_{\text{н}} = 48\text{В}$, $f = 150\text{ кГц}$, $L_{\text{нк}} = 25\text{мкГн}$

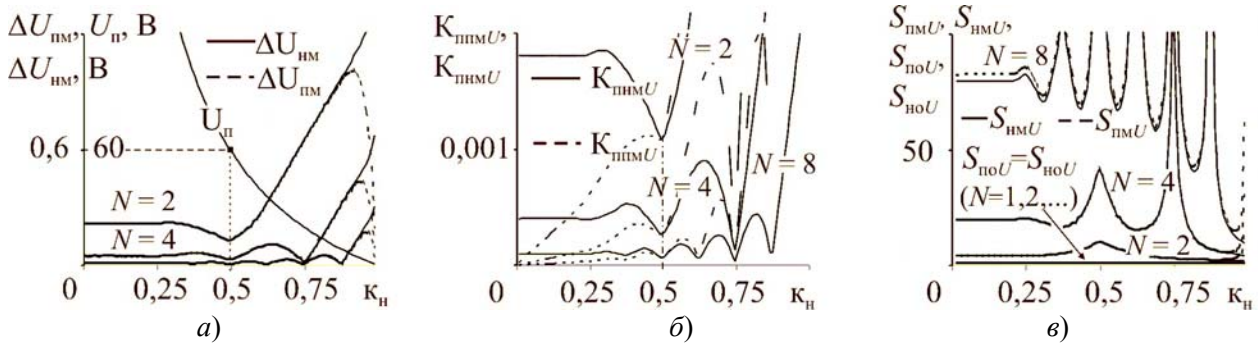


Рисунок 7 – Зависимости от коэффициента накопления коэффициентов пульсаций МИП (а, б) и коэффициентов сглаживания ОИП, МИП (в) по напряжению на входе и выходе ППН при $N = 1, 2, 4, 8$

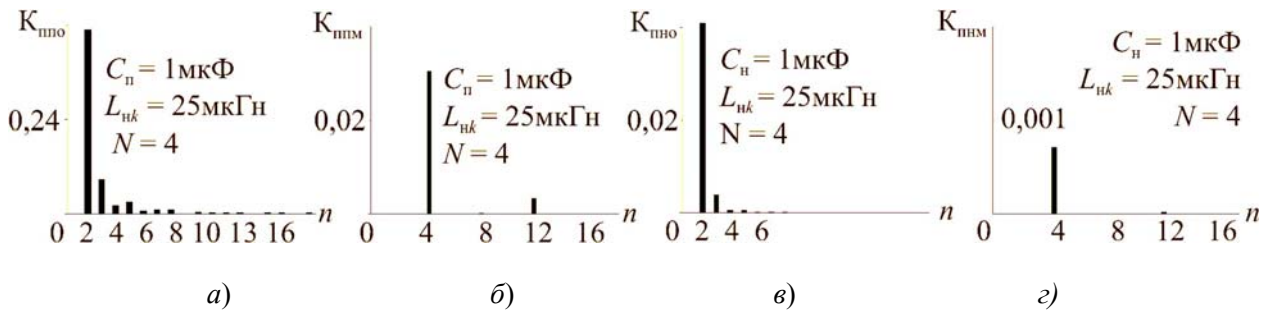


Рисунок 8 – Спектры амплитуд токов потребления (а, б) и нагрузки (в, г) преобразователя ОИП (а, в) и МИП (б, г)

Разработанные и продемонстрированные в работе алгоритмы и ПО позволяют выполнить всестороннее исследование преобразователей типов ОИП и МИП, сделать выводы и дать необходимые рекомендации при проектировании ППН.

В заключение можно сделать следующие выводы: разработанные алгоритмы и программное обеспечение (ПО) позволяют выполнить автоматизированное исследования электрических процессов МИП (ОИП) во временной и частотной областях, сделать выводы и рекомендации для целей автоматизированного проектирования, выбора количества силовых каналов в преобразователе, диапазона регулирования, режимов работы схемы, элементной базы и т.п.

Литература

1. *Кадацкий А.Ф.* Гармонический анализ электрических процессов в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения с ШИМ – методом регулирования / Кадацкий А.Ф. // Электричество. – 1997. – № 3. – С. 35 – 41.
2. *Кадацкий А.Ф.* Гармонический анализ электрических процессов в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования силовых каналов / А.Ф. Кадацкий, И.П. Малявин // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2007. – № 2. – С. 22 – 28.
3. *Русаловський В.Б.* Исследование многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения в частотной области при асимметрии электрических процессов / В.Б. Русаловський // Международная НТК. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Одесса, (3-8 июня 2013 г.). – С.159 –160.
4. *Русаловський В.Б.* К моделированию на ЭВМ электрических процессов многофазных импульсных преобразователей в частотной области / Русаловський В.Б. // Международная НТК. Телеком-2001, (21-22 августа 2001 г.). – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова. – С. 61– 64.