

УДК 621.37/39

## АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ДЛЯ ПИТАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

ВЕРЕЩАГО Е.Н. канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры морского приборостроения Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина, e-mail: venmkua@gmail.com;

КОСТЮЧЕНКО В.И. канд. техн. наук, доцент кафедры судовых электроэнергетических систем Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина, e-mail: vikmkua@gmail.com;

**Цель работы.** Оценка динамических сопротивлений стабилизированного преобразователя, основанная на расчёте импульсных источников электропитания с помощью метода усреднения переменных состояния и с помощью ЭВМ. Рассмотрение мер по увеличению выходного сопротивления и улучшению параметров переходного процесса, повышению его устойчивости. Рассмотрение особенности работы импульсного источника электропитания на электрическую дугу с ёмкостью.

**Методы исследования.** Классические частотные теории управления и методы экспериментального определения частотных параметров.

**Полученные результаты.** Рассмотрены вопросы, возникающие при проектировании и разработке устройств и систем электропитания электрической дуги – электромагнитная совместимость отдельных узлов в системе электропитания, их устойчивость, а также устойчивость всей системы электропитания. Рассмотрена особенность работы импульсного преобразователя напряжения на комплексную нагрузку. Показаны причины возникновения автоколебательного режима. При необходимости для устранения автоколебаний могут быть добавлены элементы демпфирования фильтра. Исследовано влияние внешних обратных связей на динамические свойства импульсного преобразователя напряжения, работающего на дуговую нагрузку. Для обеспечения устойчивости в системе «фильтр электромагнитных помех – импульсный преобразователь напряжения» следует снижать выходное сопротивление фильтра до величины меньшей входного сопротивления преобразователя. Полученные результаты расчёта комплексного входного сопротивления импульсного преобразователя напряжения могут быть использованы для анализа устойчивости работы системы электропитания с входным фильтром радиопомех. Дополнительная обратная связь по напряжению на дуге приводит к существенному увеличению выходного сопротивления преобразователя и к сглаживанию его частотной характеристики (отсутствию резонансного максимума), что весьма желательно. В целом частотная зависимость выходного сопротивления для двухконтурной системы более благоприятна, чем для одноконтурной в отношении динамики.

**Научная новизна.** Применение новых эффективных алгоритмов расчёта и спектрального анализа процессов в замкнутых нелинейных дискретных системах с различными видами обратных связей в режиме их нормального функционирования к анализу нового объекта.

**Практическая ценность.** Изложение носит конструктивный характер и завершится процедурой проектирования регуляторов с использованием новой – натурной теории управления для объектов с неопределёнными параметрами.

**Ключевые слова:** регулируемый преобразователь напряжения; мягкое переключение; входное и выходное сопротивление; входной фильтр; полное сопротивление; двухконтурная система стабилизации; устойчивость; каскадное соединение; комплексная нагрузка.

### I. ВВЕДЕНИЕ

В паспортных данных источников питания (ИП) для сварочных и родственных процессов и технологий приводятся все их основные статические параметры: значение напряжения сети переменного тока, номинальные значения выходных тока и напряжения, диапазоны изменения тока и напряжения, напряжение холостого хода, относительные продолжительность нагрузки (ПН) и включения (ПВ), КПД,  $\cos \varphi$  – энер-

гетика потребления, состав потребляемого тока и т.д. Однако в них отсутствуют динамические параметры ИП. Из всех этих динамических параметров наиболее важными являются входное и особенно выходное сопротивления.

Повышенное (пониженное) значение, например выходного сопротивления в ИП на большие токи, может служить источником дополнительных высокочастотных помех в выходных цепях и приводить к усилению электромагнитных помех от преобразователя в

сеть, снижению запасов устойчивости всей системы электропитания, увеличению выбросов и провалов выходного напряжения (тока) ИП при переходном процессе в случае резкого изменения сопротивления нагрузки (скачков тока нагрузки).

Кроме того, знание величин динамических сопротивлений необходимо при расчётах каскадного и параллельного соединения стабилизаторов, в случае необходимости обеспечения одновременного электропитания нескольких нагрузок, которые в общем случае могут быть потенциально развязанными (построение систем электропитания при разветвлённой нагрузке) [1], [2], что важно для оптимального построения распределённых систем электропитания, получающих широкое распространение в целом ряде сложных электротехнологических комплексов.

Современная концепция построения систем электропитания индустриального и специального назначения вынуждает применять в их составе значительный набор специализированных устройств, разрешающих зачастую противоречивые требования к последним: преобразователей напряжения ( $DC/DC$ ); сетевых защитных устройств; фильтров радиопомех; выпрямителей с активным корректором коэффициента мощности; устройств управления, контроля, диагностики.

При разработке даже отдельных модулей, и тем более агрегатированных (составных, сложных) устройств одной из наиболее важных и сложных проблем, которые необходимо решить – это проблемы их устойчивости и анализа нелинейных колебаний, возникающих при нарушении устойчивости [2].

## II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Анализ информационных материалов и оценка важнейших параметров некоторых зарубежных источников питания (ИП) [3] – [10] показал, что в настоящее время представляется наиболее перспективной для реализации высоконадёжных источников электропитания с низким уровнем электромагнитных помех мощностью  $> 4000$  Вт для современных электротехнологий разработка ИП с использованием технологии «мягкой коммутации» ключей, известной как *Zero Voltage Switch (ZVS)*.

Источник электропитания в составе электротехнологической установки является согласующим звеном между нагрузкой и системой электроснабжения. Одним из требований, предъявляемых к источникам электропитания со стороны системы электроснабжения является защита входной питающей сети от электромагнитных помех, генерируемых в сеть импульсным преобразователем напряжения. Для этой цели на вход импульсного преобразователя напряжения (ИПН) ставят фильтры радиопомех [1] – [2]. Кроме того, входной фильтр необходим и для защиты самого преобразователя от различных бросков напряжения во входной цепи.

В настоящее время существует отечественная практика, когда каждая подсистема разрабатывается индивидуально без учёта взаимного влияния подсистем друг на друга, а затем они интегрируются, чтобы сформировать полную систему электропитания [1], [2].

Основной вопрос, который надо решить при проектировании входного фильтра радиопомех (ФРП) – это обеспечение устойчивости системы электропитания, в которую входит этот фильтр [1], [2].

В случае покупки ФРП [11] необходимо проверить удовлетворяет ли он требованиям по ослаблению электромагнитных помех от преобразователя в сеть в заданной полосе частот, имеет ли он требуемое выходное сопротивление, обеспечивающее устойчивую работу системы «ФРП - ИПН» на конкретный преобразователь.

## III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Расчёт динамических входного и выходного сопротивления импульсного источника электропитания для дуговой нагрузки, рассмотрение мер по увеличению выходного сопротивления и улучшению параметров переходного процесса, повышение его устойчивости, особенно с переменной структурой силовой части. Рассмотрение особенности работы ИПН на электрическую дугу с ёмкостью, методика исследования автоколебательного режима в системе «ИПН – комплексная нагрузка» («входной фильтр - преобразователь») с использованием выходного сопротивления ИПН (фильтра) и входного сопротивления нагрузки (преобразователя).

## IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Определим математическую модель для исследования. Подлежащая описанию схема представлена на рис. 1. В схеме замещения выходное напряжение сетевого выпрямителя представлено постоянным напряжением  $U_{вх}$  и источником переменной составляющей  $e(t)$ . Выходной силовой фильтр представлен однозвенным  $LC$ -фильтром с потерями, которые учитываются сопротивлением  $R_{\Sigma}$ , включающим и внутреннее сопротивление вторичной цепи источника питания. Для общности введено сопротивление  $R$ , включённое параллельно конденсатору выходного фильтра (на рис. 1 не показано). Блок коммутационной функции (КФ) [2] устанавливает связь информационного  $U_{КУ}$  и энергетического  $U_1$  входов с выходом  $U_2$

$$U_2(t) = K\Phi(t)U_1, \quad i_1(t) = K\Phi(t)i_2.$$

На рис. 1 через  $k_i, k_u$  обозначены коэффициенты усиления сигналов выходного тока и напряжения соответственно; ДТ, ДН – датчик тока с крутизной  $R_{дт}$ , имеющей размерность сопротивления и датчик напряжения с коэффициентом передачи  $\beta$  соответственно;  $Z_H$  – комплексное сопротивление нагрузки;  $U_{КУ}$  – напряжение корректирующего устройства;  $U_{3Т}$  – за-

дание по току;  $u_{0,C1}, u_{0,C2}$  – сигналы обратной связи по току и напряжению соответственно;  $k_{PT}$  – коэффициент усиления регулятора тока (РТ);  $n$ , как обычно,  $w_{21} / w_1 = w_{22} / w_1$ ;  $D$  – коэффициент заполнения. В дальнейшем будем полагать  $k_{PT}(s) = k_y = \text{const}$ .

Корректирующее устройство (КУ) формирует из сигнала ошибки требуемое напряжение управления, поступающее на вход блока КФ(т).

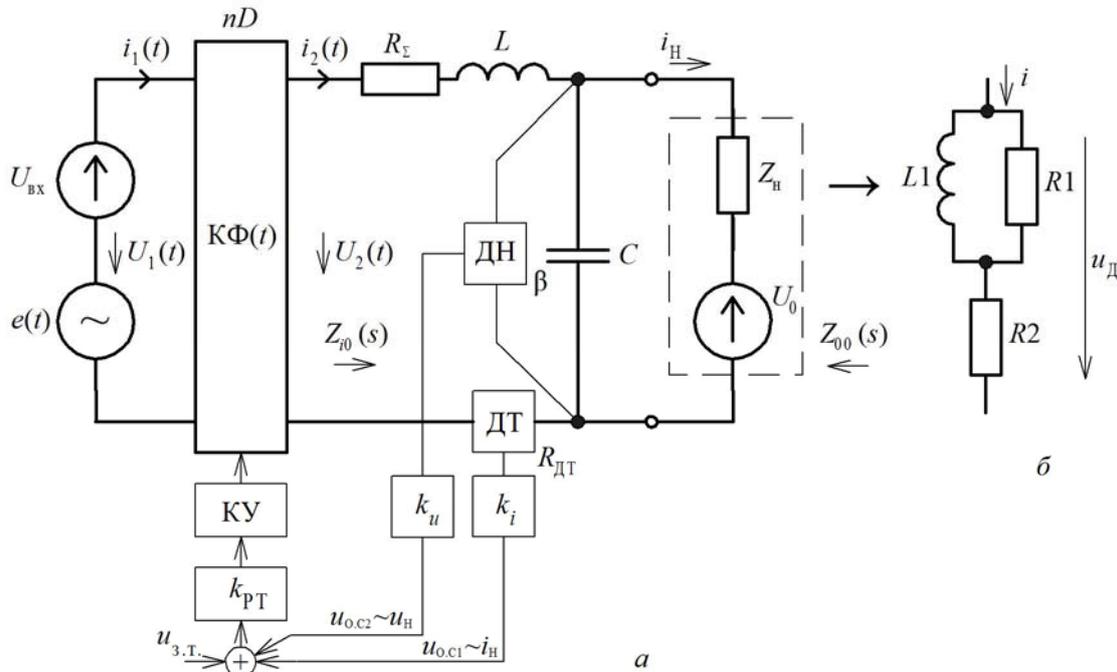


Рисунок 1. Расчётная схема замещения преобразователя с выходным фильтром (а) и схема замещения нагрузки (б)

Вследствие особенностей сильноточного дугового разряда источник питания (ИП) работает на существенно нелинейную нагрузку с резкопеременными параметрами. Однако эквивалентная схема нагрузки, например без учёта инерционности электрической дуги, для анализа электромагнитных процессов в преобразователе может быть представлена в виде последовательного соединения источника ЭДС  $U_0$  и дифференциального сопротивления  $R_{дф0}$  (рис. 1) с переменными параметрами. Значения последних зависят от многих факторов и в общем случае могут изменяться во времени плавно (например, в функции температуры) либо скачкообразно (переход тлеющего разряда в дуговой). Практически сопротивление разрядного промежутка меняется от КЗ (этап инициирования разряда) до ХХ (возможный обрыв дуги) [12] – [13].

Для нагрузки (рис. 1) справедливо:

$$\frac{d}{dt} [u_D - (R_1 + R_2)i] + \frac{R_1}{L} (u_D - R_2i) = 0. \quad (1)$$

С другой стороны, согласно [13] линеаризованное уравнение динамической дуги имеет вид

$$\frac{d}{dt} (\tilde{u}_D - R_{cm0}\tilde{i}) + \frac{1}{\theta} (\tilde{u}_D - R_{dф0}\tilde{i}) = 0. \quad (2)$$

В уравнениях (1), (2):  $u_D$  – напряжение на дуге,  $i$  – ток дуги;  $\theta$  – постоянная времени дуги;  $R_{ст0}, R_{дф0}$  – статическое и дифференциальное сопротивления дуги. При этом  $\tilde{u}_D, \tilde{i}$  – отклонения от установившихся значений  $U_D, I$ .

Если сравнить между собой коэффициенты уравнений (1) и (2), то для элементов эквивалентной электрической цепи (рис. 1, б) получаются следующие выражения:

$$R_2 = R_{dф0}; \quad R_1 = R_{cm0} - R_{dф0}; \quad L = \theta(R_{cm0} - R_{dф0}).$$

Величины  $R_1, R_2, L$  имеют, конечно, для каждой точки характеристики различные значения.

Установившийся режим работы преобразователя. Изобразим эквивалентную схему преобразователя для установившегося режима работы, представленную на рис. 2. Из схемы рис. 2 нетрудно определить зависимости для внешней характеристики и статической погрешности регулирования тока стабилизатора. Графические зависимости для внешних характеристик стабилизатора приведены на рис. 3. Зависимости даны в относительных единицах:

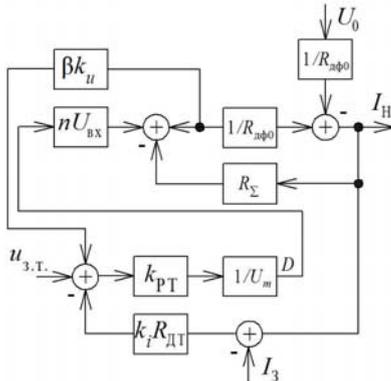
$$I_{H*} = I_H / I_{НОМ}; \quad I_3^* = I_3 / I_{НОМ}; \quad U_{H*} = U_H / (nU_{вх}).$$

Участок 1 внешней характеристики соответству-

ет режиму роботи с малым статизмом, участок 2 – режиму стабилизации выходного тока. Второй участок ВАХ в зависимости от требований может иметь различный характер. В данном варианте он имеет линейный характер и изменяется в зависимости от глубины ООС (рис. 1).

В стационарном режиме участок 2 внешней характеристики описывается следующим уравнением (рис. 3):

$$U_H = U_{H0} - R_3(I_H - I_3),$$



**Рисунок 2.** Структурная схема стабилизатора тока для установившегося режима работы

Обозначив установившиеся значения фазовых координат прописными буквами, из эквивалентной схемы преобразователя (рис. 1) имеем

$$U_{\text{вых}} = U_c = IR_{\text{дф0}} + U_0. \quad (3)$$

При  $U_0 = \text{const}$  очевидно, что максимуму тока  $I$  соответствует минимум выходного напряжения.

Суммарный сигнал обратной связи в установившемся режиме сравниваясь с синхронизирующим пилообразным напряжением, формирует одинаковую длительность  $t_n$  управляющих импульсов переключающих элементов при одинаковых от периода к периоду значениях. Поэтому

$$U_{P.T} = (U_{3.T} - k_i R_{дТ} I + \beta k_u U_{\text{вых}}) k_{ПТ} = 2U_m t_n / T = U_m D.$$

Воспользовавшись (3), получим следующее выражение

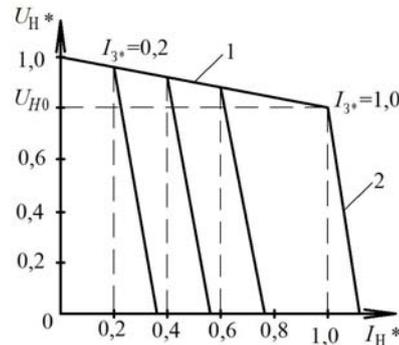
$$I = \frac{k_{OT} U_{3.T}}{k_i R_{дТ} (1 + R_Σ / R_{дф0} + k_{OT} - k_{OH})} + \frac{(k_{OH} - 1) U_0}{R_{дф0} (1 + R_Σ / R_{дф0} + k_{OT} - k_{OH})} = \frac{I}{1 + R_Σ / R_{дф0} + k_{OT} - k_{OH}} \times \left[ \frac{k_{OT} U_{3.T}}{k_i R_{дТ}} + \frac{(k_{OH} - 1) U_0}{R_{дф0}} \right]. \quad (4)$$

где

$$R_3 = \frac{k_{OT} R_{дф0} + R_Σ}{1 - k_{OH}};$$

$$k_{OT} = \frac{nU_{ex}}{U_m} \frac{R_{дТ}}{R_{дф0}} k_i k_{ПТ}, \quad k_{OH} = \frac{nU_{ex}}{U_m} \frac{R_{дТ}}{R_{дф0}} k_{ПТ} \beta k_u$$

- коэффициенты усиления контуров регулирования тока и напряжения без учёта фактора пульсаций.



**Рисунок 3.** Внешние характеристики стабилизатора тока

Из (4) очевидно, что при выполнении условия

$$k_{OH} = \frac{nU_{ex}}{U_m} \beta k_u k_{ПТ} = 1$$

контур ПТ обладает астатизмом 1-го порядка по управляющему воздействию, т.е. отработывает заданное значение тока

$$I_3 = \frac{U_{3.T}}{k_i R_{дТ}} \quad (R_Σ \ll |R_{дф0}|)$$

без ошибки и обеспечивает инвариантность к возмущению  $U_0$ .

Коэффициент усиления ШИМ определяем по формуле

$$k_{ШИМ} \cong [\dot{u}_{П}(t)]^{-1} \cong T / 2U_m,$$

в которой не учитывается влияние пульсаций управляющего сигнала (в данном случае  $u_{ПТ}(t)$  на  $k_{ШИМ}$ );  $T$  – период дискретизации;  $\dot{u}_{П}(t)$  – производная по времени пилообразного напряжения.

В качестве примера оценим коэффициент усиления неизменяемой части

$$k_0 = (R_{дТ} / R_{дф0}) k_{ШИМ} (nU_{ex} / U_m) k_i$$

при  $R_{дТ} = 0,75 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $|R_{дф0}| = 0,49$  Ом;  $U_{ex} = 540$  В;  $n = 0,46$ ; амплитуде пилы  $U_m = 1,5$  В;  $k_{ШИМ} = T / 2U_m$ ;

$k_i = 82$ .

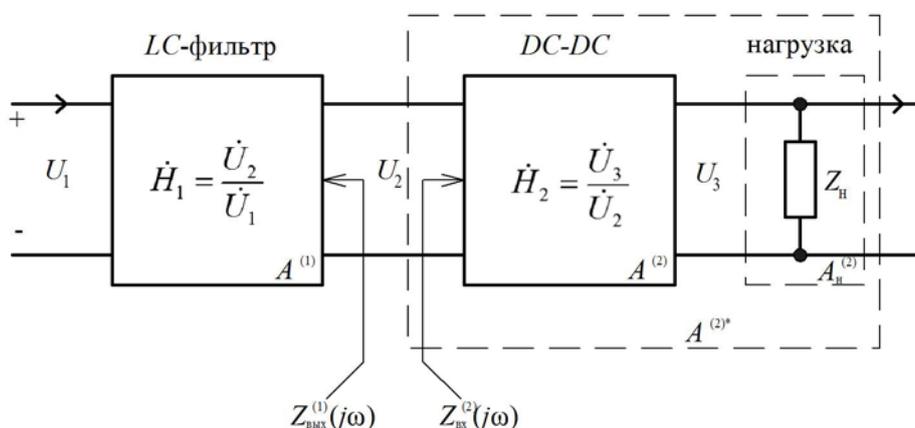
Тогда

$$k_0 = \frac{R_{дТ}}{R_{\phi 0}} \cdot \frac{T}{2U_m} \cdot nU_{ex}k_i =$$

$$= \frac{0,75 \cdot 10^{-3}}{0,49} \cdot \frac{T}{2 \cdot 1,5} \cdot 82 = 10,4T.$$

Представим соединение входной фильтр – импульсный преобразователь напряжения – комплексная нагрузка в виде каскадного соединения четырехполюсников (рис. 4). В этом случае входной

фильтр нагружен на нелинейный двухполюсник с отрицательным дифференциальным сопротивлением, а нагрузкой ИПН является параллельное соединение электрической дуги и ёмкости (колебательная нагрузка). Анализ системной устойчивости взаимодействующих четырехполюсников может быть выполнен на основе характеристик Боде или с помощью годографа Найквиста [2], [14]. Для анализа устойчивости в данной работе используются характеристики Боде, которые позволяют определить частоту генерации в неустойчивых системах.



**Рисунок 4.** Блок-схема исследуемой простейшей системы электропитания электрической дуги и представление её в виде каскадного соединения двух ЧП (подсистем)

Рассмотрим каскадное соединение простых четырехполюсников (ЧП) (рис. 4). Комплексная ПФ сложного (результатирующего) четырехполюсника, состоящего из каскадно соединённых отдельных ЧП, имеет вид [15]:

$$\dot{H}(j\omega) = \frac{\dot{U}_3(j\omega)}{\dot{U}_2(j\omega)} = \frac{\dot{H}_1(j\omega) \cdot \dot{H}_2(j\omega)}{1 + Z_{вых}^{(1)}(j\omega) / Z_{вх}^{(2)}(j\omega)}, \quad (5)$$

где  $\dot{H}_1(j\omega), \dot{H}_2(j\omega)$  - комплексные ПФ первого и второго ЧП соответственно;  $Z_{вых}^{(1)}(j\omega)$  - комплексное выходное сопротивление первого, а  $Z_{вх}^{(2)}(j\omega)$  - комплексное входное сопротивление второго ЧП.

Как следует из (5), если на некоторой частоте при определённых параметрах четырехполюсников будет выполняться соотношение  $Z_{вых}^{(1)}(j\omega) / Z_{вх}^{(2)}(j\omega) = -1$ , то в данной системе согласно (5) возникает автоколебательный режим, т.е. система будет неработоспособной или даже может выйти из строя.

Для исключения самовозбуждения двух каскадно соединённых ЧП необходимо чтобы во всей области частот не выполнялось условие

$$\frac{Z_{вых}^{(1)}(j\omega)}{Z_{вх}^{(2)}(j\omega)} = -1 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} |Z_{вых}^{(1)}(j\omega)| = |Z_{вх}^{(2)}(j\omega)|; \\ \arg(Z_{вых}^{(1)}(j\omega)) - \arg(Z_{вх}^{(2)}(j\omega)) = 180^\circ. \end{cases}$$

Таким образом, при проектировании системы электропитания, состоящей из отдельно устойчивых подсистем (четырёхполюсников), необходимо контролировать выполнение условия  $1 + Z_{вых}^{(1)}(j\omega) / Z_{вх}^{(2)}(j\omega) \neq 0$ , получившего в зарубежной литературе название критерия устойчивости Миддлбука [2], [14].

Поэтому возникает необходимость нахождения выходного комплексного сопротивления входного фильтра  $Z_{вых}^{(1)}(j\omega)$ , расчёта и измерения входного  $Z_{вх}^{(2)}(j\omega)$  и выходного сопротивлений преобразователя, входного сопротивления комплексной нагрузки. Для входного фильтра и комплексной нагрузки нахождение частотных характеристик (модуля и аргумента) не составляет труда. Другое дело – импульсный преобразователь напряжения. Его входная ВАХ имеет

существенно нелинейный характер [1], [2], т.е. ИПН представляет собой нелинейный резистор для входного фильтра.

Одна из основных причин возбуждения модулей агрегируемых (составных) устройств заключается в том, что они имеют комплексные входные и выходные сопротивления с отрицательной резистивной составляющей дифференциальных сопротивлений.

*Оценка динамических сопротивлений импульсно-источника электропитания (ИИЭ).* Расчет входного и выходного сопротивления ИПН осуществим с помощью компьютерной методики, основанной на временном и спектральном анализе переходных и стационарных процессов импульсных преобразователей напряжения [2]. Для реализации методики используем универсальную автоматизированную программу расчета процессов в электрических цепях FASTMEAN [2]. Следует отметить, что динамические сопротивления необходимо определять как при номинальной нагрузке, так и в режиме, близком к холостому ходу.

*Расчет выходного сопротивления преобразователя.* Комплексное выходное сопротивление преобразователя определяется введением в выходную цепь параллельно нагрузке гармонического источника тока с изменяемой амплитудой и частотой [2], [15].

Выполняя расчеты для различных значений  $\omega$  и амплитуды гармонического воздействия и определяя в соответствии с алгоритмом быстрого преобразования Фурье спектры амплитуд и фаз искомой переменной (напряжения на нагрузке), находим комплексное выходное сопротивление преобразователя.

Отметим, что характер изменения выходного сопротивления преобразователя определяется только способом снятия сигнала ОС с выходной цепи и не зависит от способа подачи его на вход [16].

Выходное операторное сопротивление схемы при разомкнутых цепях ОС (рис. 1) в общем случае определяется выражением

$$Z_{00}(s) = \frac{\tilde{U}_H(s)}{\tilde{i}_H(s)} \Big|_{\tilde{d}(s)=\tilde{u}_{\text{эк}}(s)=0} = \frac{R_{cm0} \left[ \left( \frac{L}{R_{\text{экв}}} \right) \theta^2 + \left( \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}} \theta + \frac{L}{R_{cm0}} \right) s + \dots \right]}{\frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} LC \theta^3 + \left[ LC + \left( \frac{L}{R_{\text{экв}}} + \frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} R_{\Sigma} C \right) \theta \right] s^2 + \dots} \dots \rightarrow$$

$$\leftarrow \dots \frac{\dots + R_{\Sigma} / R_{cm0} J}{\dots + \left[ R_{\Sigma} + \frac{L}{R_{\text{экв}}} + \frac{\theta(R_{\Sigma} + R_{cm0})}{R_{\text{экв}}} \right] s + 1 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}}}, \quad (6)$$

где  $R_{\text{экв}} = R \parallel (-R_{\text{дф0}})$ .

Если  $\theta = 0$ , то выражение (6) приобретает вид

$$Z_{00}(s) = \frac{sL + R_{\Sigma}}{LCs^2 + (R_{\Sigma}C + L/R_{\text{экв}})s + 1 + R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}} \quad (R_{\text{экв}} = \infty).$$

Выходное сопротивление ИИЭ в соответствии с известными положениями теории автоматического управления, например, при разомкнутой цепи ОС по напряжению на дуге и замкнутой ОС по току дросселя может быть определено как:

$$Z_0(s) = Z_{00}(s) \cdot (1 + T_i(s)),$$

где  $T_i(s) = W_p(s)$  – петлевой коэффициент усиления цепи ОС по току дросселя, численно равный ПФ разомкнутой системы стабилизации для модели на рис. 1. Необходимо помнить, что ООС по току и ПОС по выходному напряжению увеличивают выходное сопротивление.

В кривой выходного сопротивления ИИЭ в общем случае наблюдаются резонансный максимум при резонансной частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

*Расчет входного сопротивления практической схемы замкнутого мостового преобразователя с фазовым управлением, позволяющим реализовать мягкое переключение к схеме [3], [4].* На рис. 1 представлена схема, позволяющая определить входное сопротивление замкнутого преобразователя. Во входную цепь преобразователя последовательно с постоянным напряжением, подлежащим преобразованию, вводится гармонический источник испытательных воздействий  $e_{\text{исп}} = 1 \sin \omega t$ , амплитуда и частота которого варьируется в широких пределах. Сигнал входного тока  $i(t)$  подается на фильтр Фурье. Фиксируя  $\omega$ , получим после  $n$  экспериментов на различных испытательных частотах  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ , необходимые частотные параметры (характеристики). Исследование спектра амплитуд и фаз установившегося процесса для входного тока этой схемы позволяет определить частотную зависимость модуля и фазы входного сопротивления.

Характер изменения входного сопротивления определяется только способом введения сигнала ОС к входу преобразователя.

Для определения входного операторного сопротивления  $Z_{i0}$  преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока, воспользуемся аналоговой моделью, показанной на рис. 1. Из рассмотрения этой модели следует, что  $Z_{i0}$  является приведенным к первичной стороне трансформатора входным сопротивлением цепи из низкочастотного выходного фильтра и нагрузки – электрической дуги.

Обозначив посредством  $Z(s)$  операторное сопротивление параллельного соединения электрической дуги и ёмкости:

$$Z(s) = Z_{\partial} / (1 + Z_{\partial} C_s) = \frac{R_{cm0} \theta s + R_{\partial \phi 0}}{R_{cm0} C \theta s^2 + (R_{\partial \phi 0} C + \theta) s + 1},$$

для схемы, изображенной на рис. 1, имеем

$$Z_{i0}(s) = \frac{\tilde{U}_{\partial x}(s)}{\tilde{I}(s)} \Big|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{R_{\text{экв}}}{(nD)^2} \times$$

$$\times \left\{ \frac{\frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} LC \theta s^3 + \left[ \left( \frac{R_{cm0}}{R_{\text{экв}}} R_{\Sigma} C + L/R_{\text{экв}} \right) \theta + LC \right] s^2}{R_{cm0} C \theta s^2 + (R_{\text{экв}} C + \theta) s + 1} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{R_{\text{экв}}} \left[ (R_{\Sigma} + R_{cm0}) \theta + R_{\Sigma} C + \frac{L}{R_{\text{экв}}} \right] s + I + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}} \right\}, \quad (7)$$

где  $R_{\text{экв}} = R \parallel (-R_{\partial \phi 0})$ ;  $n$ , как обычно,  $w_{21}/w_1 = w_{22}/w_1$  – коэффициент трансформации;  $D = 2t_n / T$  – коэффициент заполнения импульсов (управляющий сигнал).

Если  $\theta = 0$ , то уравнение (7) приобретает вид

$$Z_{i0}(s) = \frac{R_{\text{экв}}}{(nD)^2} \frac{LCs^2 + (R_{\Sigma} C + \frac{L}{R_{\text{экв}}})s + I + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}}}{R_{\text{экв}} Cs + I}.$$

Сопротивление  $R_{\text{экв}}$  отрицательно  $R_{\text{экв}} \square 0$ . В дальнейшем будем понимать под  $R_{\text{экв}}^*$  его модуль. С учётом этого, соотношение (7) примет вид

$$Z_{i0}(s) = -\frac{R_{\text{экв}}^*}{(nD)^2} \frac{LCs^2 + (R_{\Sigma} C - \frac{L}{R_{\text{экв}}^*})s + I - \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{экв}}^*}}{-R_{\text{экв}}^* Cs + I}.$$

Если ввести обозначения  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\rho = \sqrt{L/C}/R_{\text{экв}}^*$ ,  $r = R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}^*$ ,  $\bar{\omega} = \omega/\omega_0$  и выполняя замену переменной  $s = j\omega$ , то запись входного сопротивления на переменном токе примет вид:

$$Z_{i0}(j\omega) = -\frac{R_{\text{экв}}^*}{(nD)^2} \cdot \frac{1 - r - \bar{\omega}^2 + (r/\rho - \rho)j\bar{\omega}}{-\frac{1}{\rho}j\bar{\omega} + 1}.$$

Здесь и далее  $\omega_0$  – собственная частота контура;  $\rho$  – относительное значение волнового сопротивления.

Отсюда следует соответственно уравнение нормированной АЧХ

$$|Z_{i0}(j\omega)| \frac{(nD)^2}{R_{\text{экв}}^*} = \sqrt{\frac{(1 - r - \bar{\omega}^2)^2 + (r/\rho - \rho)^2 \bar{\omega}^2}{1 + (\bar{\omega}/\rho)^2}}$$

и уравнение фазочастотной характеристики

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{(r/\rho - \rho)\bar{\omega}}{1 - r - \bar{\omega}^2} + \arctg(\bar{\omega}/\rho).$$

Характеристическое уравнение цепи (для схемы рис. 1) имеет вид:

$$LCs^2 + (R_{\Sigma} C - L/R_{\text{экв}}^*)s + I - R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}^* = 0.$$

Цепь будет устойчивой, если выполняются неравенства

$$R_{\Sigma} C - L/R_{\text{экв}}^* > 0; \quad I - R_{\Sigma}/R_{\text{экв}}^* > 0,$$

откуда следует

$$R_{\partial \phi 0}^* > \frac{L}{L/R + R_{\Sigma} C} > 0; \quad R_{\partial \phi 0}^* > R \parallel R_{\Sigma}. \quad (8)$$

Во втором неравенстве (8) обычно  $R \gg R_{\Sigma}$  (в частности  $R$  отсутствует, т.е.  $R \rightarrow \infty$ ), поэтому второе условие устойчивости всегда выполняется.

Обозначив

$$Q = \frac{1}{R_{\Sigma}} \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad q_{\partial \phi} = \frac{1}{R_{\partial \phi 0}^*} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

из неравенств (8) получим:

$$q_{\partial \phi} < \frac{1}{Q} + q; \quad q_{\partial \phi} < Q + q,$$

где  $Q$  – добротность выходного LC-фильтра без учёта затухания, вносимого сопротивлением  $R$ .

Выражение входного сопротивления ИИЭ при замкнутой цепи ОС имеет вид [14]:

$$Z_i(s) = \frac{1 + T(s)}{M^2} \left[ \frac{Z_{i0}(s) R_{\partial \phi 0}}{R_{\partial \phi 0} - Z_{i0}(s) T(s)} \right],$$

где  $T(s) = W_p(s)$  – петлевой коэффициент усиления контура цепи ОС по току ИИЭ, численно равный ПФ разомкнутой системы стабилизации тока для модели на рис. 1;  $M = nD$  – результирующий коэффициент трансформации входного напряжения, учитывающий коэффициент передачи трансформатора преобразователя ИИЭ;  $D$  – значение коэффициента заполнения в установившемся (периодическом) режиме.

*Модель нагрузки преобразователя напряжения.* Для эквивалентной схемы – схемы замещения дуги постоянного тока на рис. 1 входное сопротивление налагающемуся переменному току определяется по формуле

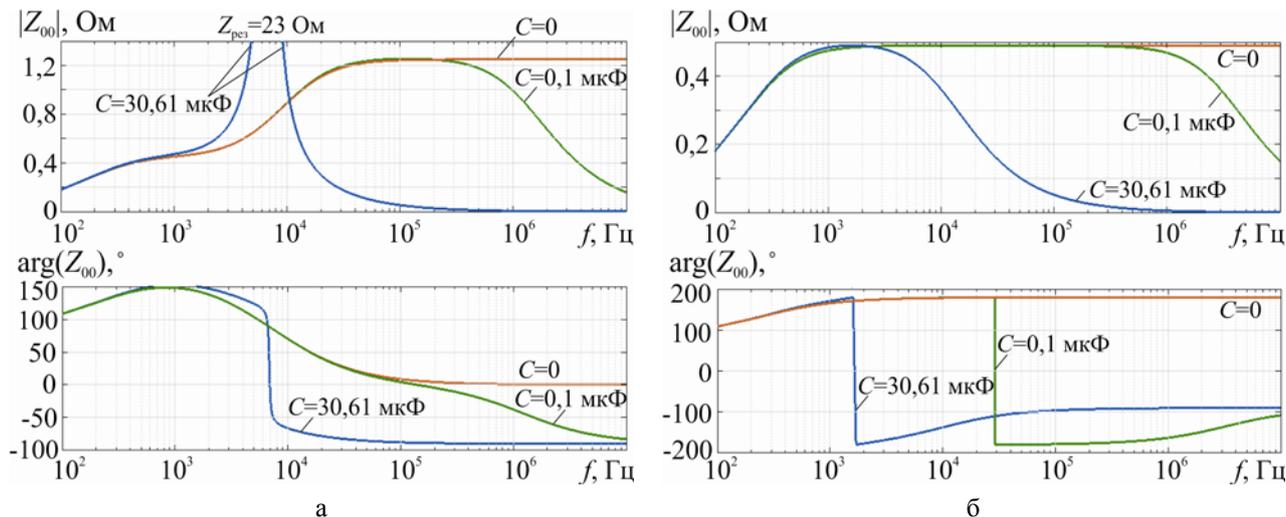
$$Z_o(j\omega) = \frac{R_{cm0}\theta j\omega + R_{d\phi0}}{\theta j\omega + 1},$$

где  $R_{cm0}$ ,  $R_{d\phi0}$  – статическое и дифференциальное сопротивление дуги;  $\theta$  – постоянная времени дуги.

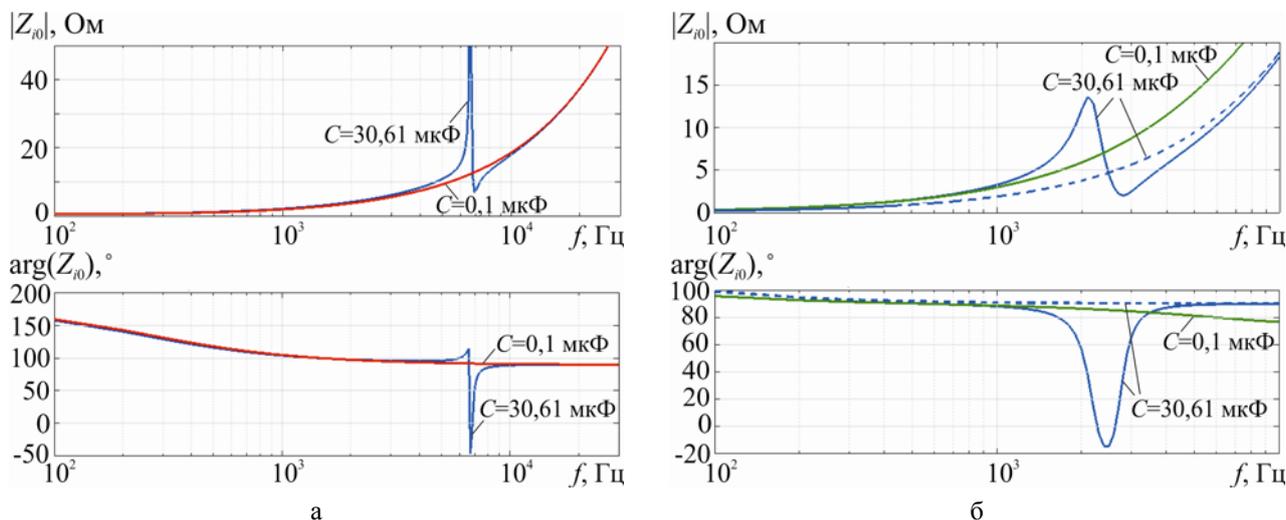
Рассмотрим цепь на рис. 1. В ней всегда будет параллельная дуге ёмкость, образуемая собственными ёмкостями установки. Эти ёмкости достигают

0,1 мкФ, а с учётом ёмкости для защиты источника питания от высокого напряжения осциллятора составляют даже несколько микрофарад [12] – [13].

*Численные результаты.* Расчётные зависимости модулей и аргументов входного и выходного сопротивлений преобразователя с разомкнутыми ОС, полученные из соотношений (6), (7), изображены на рис. 5-7.



**Рисунок 5.** Модуль и аргумент выходного сопротивления ИПН без ОС ( $L = 300$  мкГн;  $R_{\Sigma} = 0,01$  Ом;  $R_{d\phi0} = -0,49$  Ом;  $R_{cm0} = 1,25$  Ом;  $\theta = 15$  мкс):  
а – с учётом динамических свойств дуги; б – без учёта

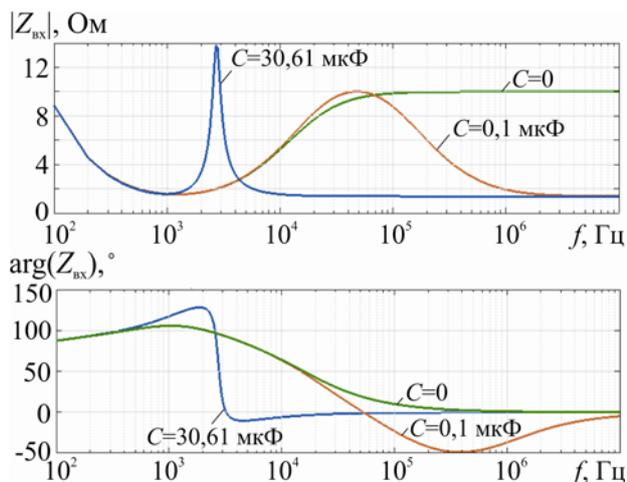


**Рисунок 6.** Модуль и аргумент входного сопротивления ИПН без ОС:  
а – основная дуга; б – пилотная дуга:  
— с учётом динамических свойств дуги; ---- - без учёта

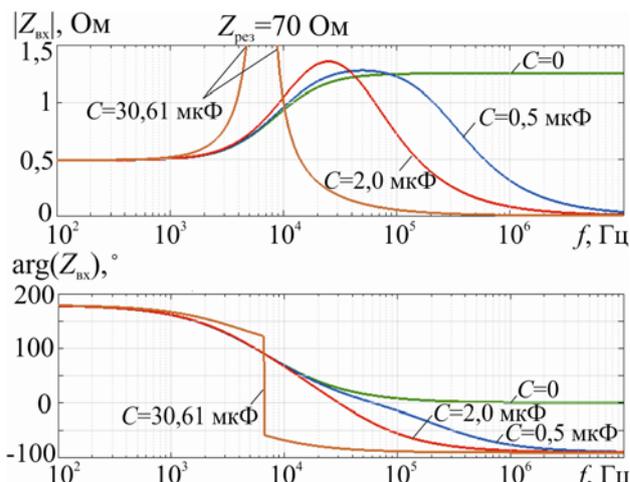
Частотные характеристики комплексной нагрузки - сжатой дуги с ёмкостью показаны на рис. 8.

Для параметров ИП приведенного в [13]:

$U_{вх} = 540$  В;  $I_{н} = 100$  А;  $L = 300$  мкГн;  $C = 0,5$  мкФ;  $k_y = 15$ ;  $U_m = 1,5$  В;  $R_{d\phi0} = -0,49$  Ом;  $U_0 = 170$  В;  $f_{т} = 52$  кГц, расчётные зависимости  $Z_0$  ИИЭ с различными уровнями ОС приведены на рис. 9.

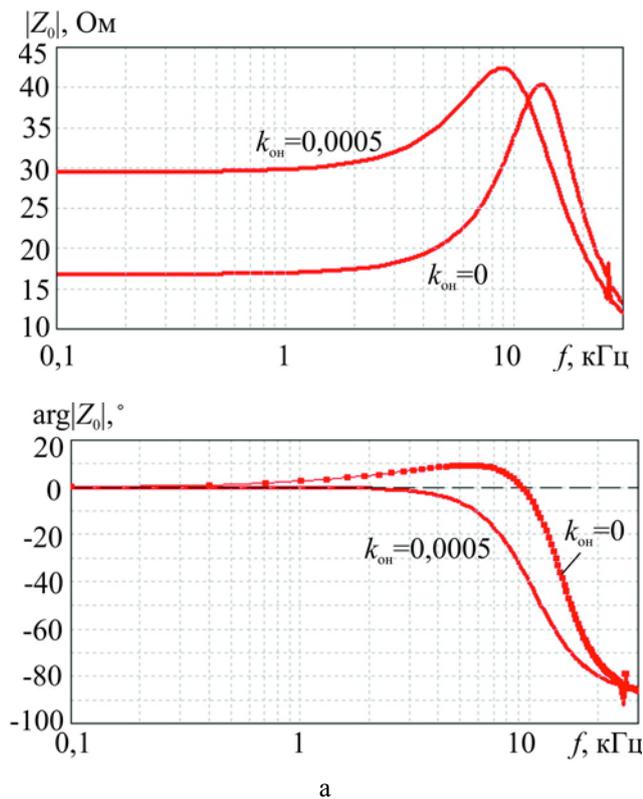


**Рисунок 7.** Частотные характеристики выходного сопротивления ИПН без ОС (пилотная дуга)

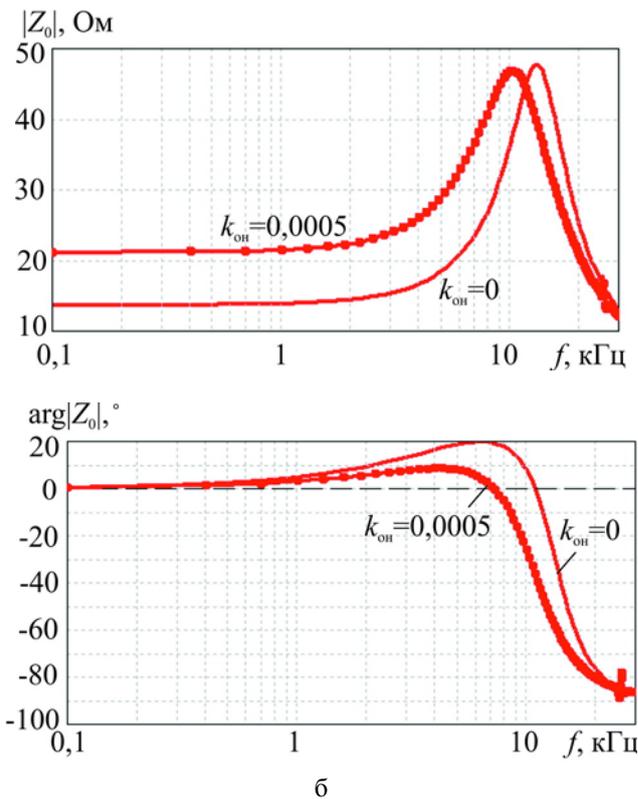


**Рисунок 8.** Частотные характеристики сжатой дуги с ёмкостью:

а – амплитудные;  
 б – фазовые ( $I = 100 \text{ A}$ ;  $\theta = 15 \text{ мкс}$ )



а



б

**Рисунок 9.** Частотные зависимости модуля и аргумента комплексного выходного сопротивления ИПН с управлением по току и различными уровнями ОС по напряжению на дуге, рассчитанные методом замкнутого контура в импульсной модели:

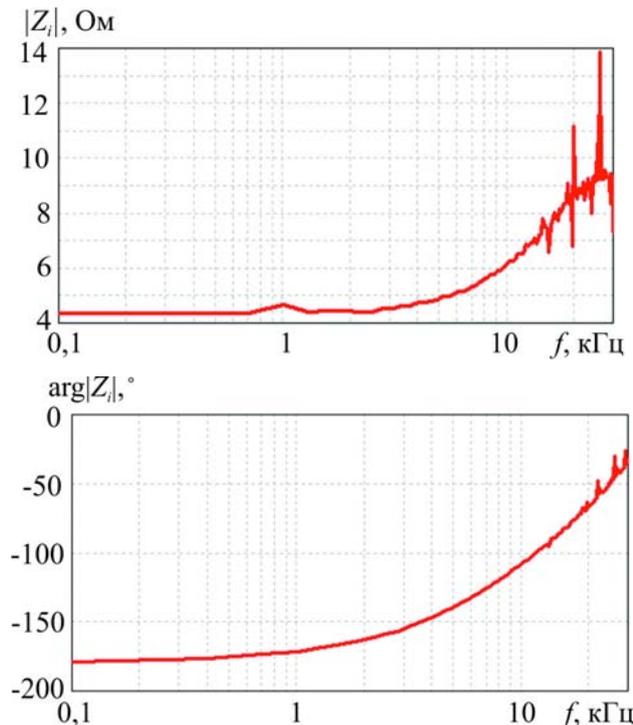
а – основная дуга ( $I_n = 100 \text{ A}$ ;  $R_{дф0} = -0,49 \text{ Ом}$ ;  $U_0 = 170 \text{ В}$ );  
 б – пилотная дуга ( $I_n = 20 \text{ A}$ ;  $R_{дф0} = -1,64 \text{ Ом}$ ;  $U_0 = 230 \text{ В}$ )

Приведенный пример показывает, что влияние дополнительной ОС по напряжению на дуге на реальные параметры ИИЭ, особенно в области низких частот весьма значительно (рис. 9). Благодаря действию ПОС по выходному напряжению результирующее выходное сопротивление существенно увеличивается. Как следует из рис. 9 среднее значение  $Z_0$  для двухконтурной системы импульсной стабилизации в 3-4 раза больше, чем для одноконтурной. При этом  $Z_0$  носит плоский характер и не имеет резонансного максимума ( $k_u > 0,00075$ ). В целом частотная зависимость

$Z_0(f)$  для первого варианта более благоприятна, чем для второго в отношении динамики работы ИИЭ.

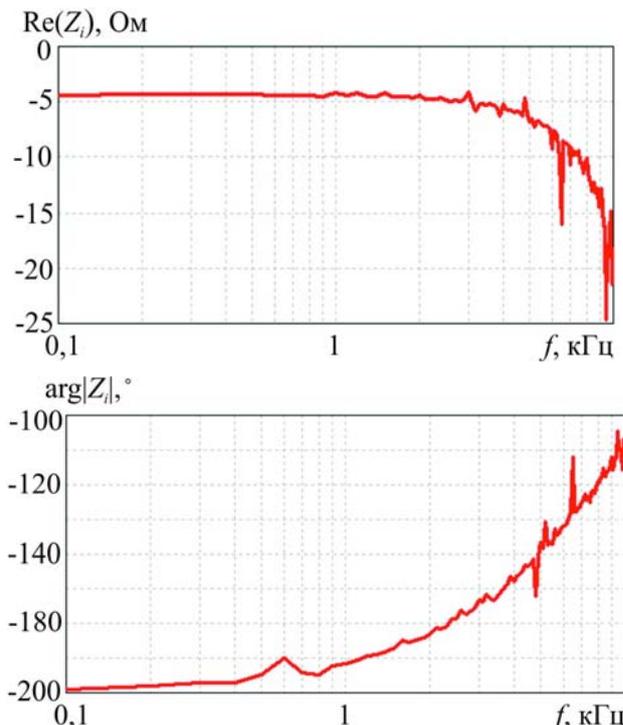
Приведенный рисунок иллюстрирует главный эффект – ПОС по напряжению на дуге приводит к увеличению модуля выходного сопротивления преобразователя и к «выравниванию» его частотной характеристики.

Для вышеприведенных параметров ИИЭ зависимости для  $|Z_i|$  и  $\arg(Z_i)$  входного сопротивления и его резистивной составляющей изображены на рис. 10-11.



**Рисунок 10.** Модуль и аргумент входного сопротивления ИПН с ООС по току дросселя  $k_y = 15$  и ОС по напряжению на дуге  $k_u = 0,001$  ( $L = 300$  мкГн;  $C = 0,5$  мкФ;  $U_{вх} = 540$  В;  $I_n = 100$  А;  $f_T = 52$  кГц), рассчитанные методом замкнутого контура в импульсной модели

Входное сопротивление указанной модели (его резистивная составляющая) в широком диапазоне частот отрицательно. Рассмотренную особенность необходимо учитывать при наличии на входе преобразователя дополнительного LC-фильтра для подавления кондуктивных помех. Проблема отрицательного сопротивления представляется весьма серьезной [1]-[2]. Для её решения должны быть предусмотрены средства устранения автоколебаний, возможных при установке фильтра на входе преобразователя. Для уменьшения влияния входного фильтра на работу стабилизирующего преобразователя (для обеспечения устойчивости системы) из рассмотрения соотношений (5) очевидно, что необходимо снижать выходное со-



**Рисунок 11.** Резистивная составляющая и аргумент входного сопротивления ИПН с ООС по току дросселя  $k_y = 15$  и ОС по напряжению на дуге ( $k_u = 0,001$ )

противление фильтра при обеспечении заданного затухания.

*Проверка устойчивости системы преобразователь – сжатая дуга (комплексная нагрузка).*

На рис. 9 приведены частотные характеристики выходного сопротивления ИПН с ОС по напряжению на дуге и току дросселя ( $U_{вх} = 540$  В;  $I_n = 100$  А;  $L = 300$  мкГн;  $C = 0,5$  мкФ;  $k_y = 15$ ;  $U_m = 1,5$  В;  $R_{дфо} = -0,49$  Ом;  $U_0 = 170$  В;  $f_T = 52$  кГц), рассчитанные в импульсной модели методом замкнутого контура [13]. Как видно из рис. 9, при работе на II участке ВАХ аргумент выходного сопротивления меняется в диапазоне от  $10^\circ$  до  $-90^\circ$ , причём в случае использования

двухконтурной ОС ФЧХ выходного сопротивления изменяется в диапазоне от  $0^\circ$  до  $-90^\circ$  (т.е. ИПН вырождается в цепь с одним реактивным элементом - конденсатором). Поскольку аргумент сопротивления любого линейного двухполюсника находится в диапазоне от  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$ , то условие (1) для автогенерации не выполняется. Заметим, что в случае нелинейного двухполюсника ситуация будет иная [15].

Очевидно, что для выполнения условия (1) в системе «преобразователь – комплексная нагрузка» необходимо, чтобы аргумент выходного сопротивления ИПН превышал  $90^\circ$ . Если глубина ООС увеличивается ( $k_y$  возрастает с 15 до 30) получаем область частот, в которой аргумент выходного сопротивления ИПН больше  $+90^\circ$ . В этой области частот становится возможным выполнение условия (1) и может возникнуть автоколебательный режим ИПН. Это делает преобразователь потенциально неустойчивым к дуговой нагрузке в этой области частот.

Принципиально важно, что для согласования подсистем, отдельных модулей по току необходимо обеспечить условие  $Z_{\text{вых}} \gg Z_{\text{вх}}$  [15].

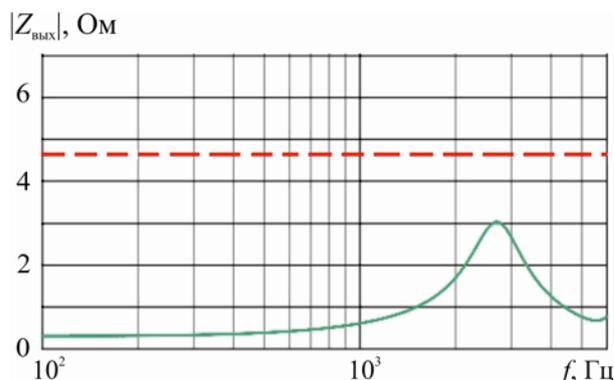
*Анализ устойчивости системы «фильтр электромагнитных помех – импульсный преобразователь напряжения».* Отрицательное дифференциальное входное сопротивление преобразователя напряжения с ШИМ-регулированием может стать проблемой в реальном системном применении [2, 3]. В том случае, когда выходное сопротивление источника первичного напряжения, которое включает внешний фильтр электромагнитных помех (ЭМП), выше отрицательного входного сопротивления преобразователя напряжения, гарантировано возникновение автоколебаний с нарушением работоспособности и возможным повреждением преобразователя [2]. Для обеспечения устойчивости в системе «фильтр электромагнитных помех – импульсный преобразователь напряжения» следует снижать выходное сопротивление фильтра до величины меньшей входного сопротивления преобразователя [1] – [2], [15]. При необходимости для устранения автоколебаний могут быть добавлены элементы демпфирования фильтра [15] – [16].

Полученные результаты расчёта комплексного входного сопротивления ИПН (рис. 1) используем для анализа устойчивости работы системы электропитания с входным фильтром радиопомех. На рис. 12 приведены частотные зависимости выходного сопротивления рационально рассчитанного, как, например в [9], сетевого фильтра радиопомех.

Параметры ИИЭ были взяты из [13]. Для вышеприведенных данных ИИЭ и фильтра зависимости  $|Z_i(j\omega)|$  и  $|Z_{\text{вых}}(j\omega)|$  не пересекают друг друга, причём  $|Z_{\text{вых}}(j\omega)| < |Z_i(j\omega)|$ , то есть

$$T_{\text{ДОП}} = \frac{Z_{\text{вых}}(j\omega)}{Z_i(j\omega)} < 1, \text{ что соответствует условию}$$

устойчивости.



**Рисунок 12.** Частотные зависимости выходного сопротивления сетевого фильтра радиопомех и входного сопротивления ИПН (-----), показывающие выполнение условия  $Z_{\text{вых}}^{(1)}(j\omega)/Z_{\text{вх}}^{(2)}(j\omega) \neq -1$ .

## V. ВЫВОДЫ

1. Дополнительная ОС по напряжению на дуге приводит к существенному увеличению выходного сопротивления преобразователя и к сглаживанию его частотной характеристики (отсутствию резонансного максимума), что весьма желательно. В целом частотная зависимость выходного сопротивления для двухконтурной системы более благоприятна, чем для одноконтурной в отношении динамики.

2. Среднее значение выходного сопротивления для ИВЭП с ОС по напряжению на дуге и току дросселя может быть в 4-10 раз больше, чем для источника только с одной ОС.

3. Выходное и входное динамические сопротивления и их зависимости от частоты являются важными характеристиками всякого импульсного источника электропитания для современной электротехнологии. Величина, например, выходного сопротивления влияет на величину выбросов и провалов тока (напряжения) в случае резкого изменения сопротивления нагрузки. Значение выходного сопротивления необходимо и при расчётах параллельного соединения стабилизаторов, что важно для оптимального построения систем электропитания технологических установок.

4. Источники питания электротехнологических установок, обладающие характеристиками источников тока [2], [3], [4], должны в ряде случаев обязательно иметь дополнительную обратную связь по напряжению на дуге.

5. Значения входного и выходного динамических сопротивлений, а лучше их графики зависимости от частоты, было бы целесообразно приводить в технических описаниях (паспортах) на эти ИП. Это, возможно, способствовало бы их дальнейшему продвижению на рынок для создания систем электропитания сложных электротехнологических комплексов.

6. Необходимо учитывать особенность анализа устойчивости и причины возникновения автоколебательных режимов в системе электропитания (взаимодействие подсистем, отдельных модулей и блоков питания), обусловленные возникновением внутренней ОС в каскадно-соединённых модулях, и определяемой отношением комплексного выходного сопротивления ИПН (ФПП) к комплексному входному сопротивлению нагрузки (ИПН).

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Пилинский В.В. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом для электронной аппаратуры. – Киев: КПИ, 1985. – 168 с.
- [2] Дмитриков В.Ф. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. / В.Ф. Дмитриков, В.В. Сергеев, И.Н. Самылин. – М.: Радио и связь, 2005. – 424 с.
- [3] Верещаго Е.Н. Новые топологии и системы управления импульсными источниками питания для дуговой нагрузки (обзор). Ч.1. [Текст] / Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницкий, В.И. Костюченко // Сварочное производство. – 2009. – № 1. – С. 22 – 28.
- [4] Верещаго Е.Н. Новые топологии и системы управления импульсными источниками питания для дуговой нагрузки (обзор). Ч.2. [Текст] / Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницкий, В.И. Костюченко // Сварочное производство. – 2009. – № 10. – С. 21 – 28.
- [5] Bordry F. Power converters: definitions, classification and converter topologies. In Proc. CAS–CERN Accelerator School and CLRC Daresbury Laboratory: Specialized CAS Course on Power Converters, Warrington, UK, 2004, p. 13-41. DOI:10.5170/CERN-2006-010.13
- [6] Clare J. Advanced power converters for universal and flexible power management in future electricity networks. / Clare J. // Power Electronics and Applications, 13th European Conference, Spain, 2009, pp. 1-29.
- [7] Ranstad P., Hans-Peter Nee. On dynamic effects influencing IGBT losses in soft-switching converters, IEEE Trans. Power Electron., Jan. 2011, vol. 26, No. 1, pp. 260–271. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2055581
- [8] Liu K. H., Zero-voltage switching technique in DC-DC converters. / K. H. Liu, F.C. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 293 – 304.
- [9] Nasir U. A review of power converter topologies with medium/high frequency transformers for grid interconnection systems. / U.Nasir, M. Rivera, S. Toledo, A. Costabeber, P. Wheeler // 2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA). doi:10.1109/ica-acca.2016.7778471
- [10] Zulauf G., Active Power Device Selection in High- and Very-High-Frequency Power Converters. / G. Zulauf, Z. Tong, J. D.Plummer, Rivas J. M. Davila // IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 1–1. doi:10.1109/tpel.2018.2874420
- [11] Жданкин В. Подавление электромагнитных помех во входных цепях преобразователей постоянного напряжения / В. Жданкин // Компоненты и технологии. – 2016. № 11. С. 86-93.
- [12] Vereshchago Y.N. Physical–mathematical model of the power circuit of a plasma torch. / Y. N. Vereshchago, V. I. Kostyuchenko // Welding International. 2014. Vol. 28. № 2. Pp. 133-139. DOI: 10.1080/09507116.2013.796664
- [13] Vereshchago E.N. A Simulation Model of Electric Arc. / E.N.Vereshchago, V.I.Kostyuchenko // Russian Electrical Engineering. 2014. Vol. 85. № 6. Pp. 376-381. DOI: 10.3103/S106837121406011X
- [14] Middlebrook R.D. Input filter consideration in design and application of switching regulators. – IEEE PESC, 1977, pp. 36-57.
- [15] Бакалов В.П. Основы теории цепей: Учебник для вузов; Под ред. В.П. Бакалова. 3-е изд., перераб. и доп. / В.П. Бакалов, В.Ф.Дмитриков, Б.И. Крук – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 597 с.
- [16] Wildrick C.M. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system / C.M. Wildrick, F.C. Lec, B.M. Cho, B. Choi // IEEE Transactions on power electronics. – 1995. – Vol.10, №3. – P. 280–284.

Стаття надійшла до редакції 31.10.2019

## АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ОПОРІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ УСТАНОВОК

ВЕРЕЩАГО Є. М. *канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: venmkua@gmail.com;*

КОСТЮЧЕНКО В. І. *канд. техн. наук, доцент кафедри суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: vikmkua@gmail.com;*

**Мета роботи.** Оцінка динамічних опорів стабілізованого перетворювача, основана на розрахунку імпульсних джерел електроживлення за допомогою методу усереднення змінних стану і за допомогою ЕОМ. Розгляд заходів щодо збільшення вихідного опору і поліпшення параметрів перехідного процесу, підвищення його стійкості. Розгляд особливості роботи імпульсного джерела електроживлення на електричну дугу з ємністю.

**Методи дослідження.** Класичні частотні теорії управління та методи експериментального визначення частотних параметрів.

**Отримані результати.** Розглянуто питання, що виникають при проектуванні і розробці пристроїв та систем електроживлення електричної дуги - електромагнітна сумісність окремих вузлів в системі електроживлення, їх стійкість, а також стійкість всієї системи електроживлення. Розглянута особливість роботи імпульсного перетворювача напруги на комплексне навантаження. Показані причини виникнення автоколивального режиму. При необхідності для усунення автоколивань можуть бути додані елементи демпфуючого фільтра. Досліджено вплив зовнішніх зворотних зв'язків на динамічні властивості імпульсного перетворювача напруги, що працює на дугове навантаження. Для забезпечення стійкості в системі «фільтр електромагнітних завад - імпульсний перетворювач напруги» слід знижувати вихідний опір фільтра до величини меншої вхідного опору перетворювача. Отримані результати розрахунку комплексного вхідного опору імпульсного перетворювача напруги можуть бути використані для аналізу стійкості роботи системи електроживлення з вхідним фільтром радіоперешкод. Додатковий зворотний зв'язок по напрузі на дузі призводить до суттєвого збільшення вихідного опору перетворювача і до згладжування його частотної характеристики (відсутності резонансного максимуму), що дуже бажано. В цілому частотна залежність вихідного опору для двоконтурної системи більш сприятлива, ніж для одноконтурної в плані динаміки.

**Наукова новизна.** Застосування нових ефективних алгоритмів розрахунку і спектрального аналізу процесів в замкнутих нелінійних дискретних системах з різними видами зворотних зв'язків в режимі їх нормального функціонування до аналізу нового об'єкта.

**Практична цінність.** Робота має конструктивний характер і завершиться процедурою проектування регуляторів з використанням нової - натурної теорії управління для об'єктів з невизначеними параметрами.

**Ключові слова:** регульований перетворювач напруги; м'яке перемикання; вхідний і вихідний опір; вхідний фільтр; повний опір; двоконтурна система стабілізації; стійкість; каскадне з'єднання; комплексне навантаження.

## ANALYSIS OF DYNAMIC RESISTANCE OF THE CONVERTER WITH SOFT SWITCHING FOR SUPPLYING TECHNOLOGICAL INSTALLATIONS

VERESHCHAKO  
YE.M.

PhD, Associate professor, Associate professor of Department of Marine Instrument of the Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: venmkua@gmail.com;

KOSTIUCHENKO V.I.

PhD, Associate Professor of the Department of Marine Electric Power Systems of the Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: vikmkua@gmail.com;

**Purpose.** Assessment of the dynamic resistance of a stabilized converter based on the calculation of switching power supplies using the method of averaging state variables and using a computer. Consideration of measures to increase the output resistance and improve the parameters of the transition process, increase its stability. Consideration of the features of the pulsed power supply operation to an electric arc with a capacitance.

**Methodology.** Classical frequency control theories and methods for the experimental determination of frequency parameters.

**Findings.** The issues arising in the design and development of devices and power systems for the electric arc are considered - the electromagnetic compatibility of individual nodes in the power supply system, their stability, as well as the stability of the entire power supply system. A feature of the pulse voltage converter operation for a complex load is considered. The causes of the self-oscillation regime are shown. If necessary, the filter damping elements can be added to eliminate self-oscillations. The influence of external feedbacks on the dynamic properties of a pulsed voltage converter operating on an arc load is investigated. To ensure stability in the "electromagnetic interference filter- pulse voltage converter" system the output resistance of the filter should be reduced to a value lower than the input resistance of the converter. The results of the complex input resistance calculation of a pulse voltage converter can be used to analyze the stability of the power supply system with the input filter of the radio noise. Additional feedback on the voltage across the arc leads to a significant increase in the output impedance of the converter and to smoothing its frequency response (the absence of a resonance maximum), which is highly desirable. In general, the frequency dependence of the output resistance for a dual-circuit system is more favorable than for a single-circuit in terms of dynamics.

**Originality.** Application of new effective algorithms for calculation and spectral analysis of processes in closed

nonlinear discrete systems with various types of feedbacks in the mode of their normal functioning to the new object analysis.

**Practical value.** The presentation is constructive in nature and ends with the procedure for designing controllers using a new, full-scale control theory for objects with indefinite parameters.

**Keywords:** adjustable voltage converter; soft switching; input and output resistance; input filter; impedance; double-circuit stabilization system; stability; cascade connection; complex load.

## REFERENCES

- [1] Pilinskij, V.V. (1985). Istochniki vtorichnogo jelektro-pitanija s bestransformatornym vhodom dlja jelektronnoj apparatury. Kiev: KPI, 168.
- [2] Dmitrikov, V.F., Sergeev, V.V., Samylin, I.N. (2005). Povyshenie jeffektivnosti preobrazovatel'nyh i radiotekhnicheskikh ustrojstv. M.: Radio i svjaz', 424.
- [3] Vereshhago, E.N., Kvasnickij, V.F., Kostjuchenko, V.I. (2009). Novye topologii i sistemy upravlenija impul'snymi istochnikami pitaniya dlja dugovoj nagruzki (obzor). Ch.1. [New topologies and control systems for switching power supplies for arc load (review). Part 1.]. *Welding production*, 1, 22 – 28.
- [4] Vereshhago, E.N., Kvasnickij, V.F., Kostjuchenko, V.I. (2009). Novye topologii i sistemy upravlenija impul'snymi istochnikami pitaniya dlja dugovoj nagruzki (obzor). Ch.2. [New topologies and control systems for switching power supplies for arc load (review). Part 2.]. *Welding production*, 10, 21 – 28.
- [5] Bordry, F. (2004). Power converters: definitions, classification and converter topologies. In Proc. CAS–CERN Accelerator School and CLRC Daresbury Laboratory: Specialized CAS Course on Power Converters, Warrington, UK, 13-41. DOI:10.5170/CERN-2006-010.13
- [6] Clare, J. (2009). Advanced power converters for universal and flexible power management in future electricity networks. *Power Electronics and Applications, 13th European Conference*, Spain, 1-29.
- [7] Ranstad, P., Nee, Hans-Peter. (2011). On dynamic effects influencing IGBT losses in soft-switching converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, 1, 260–271. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2055581
- [8] Liu, K.-H., Lee, F.C. (1990). Zero-voltage switching technique in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, 3, 293 – 304.
- [9] Nasir, U., Rivera, M., Toledo, S., Costabeber, A., Wheeler, P. (2016). A review of power converter topologies with medium/high frequency transformers for grid interconnection systems. *IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*. doi:10.1109/ica-acca.2016.7778471
- [10] Zulauf, G., Tong, Z., Plummer, J. D., & Rivas Davila, J.M. (2018). Active Power Device Selection in High- and Very-High-Frequency Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, doi:10.1109/tpel.2018.2874420
- [11] Zhbankin Viktor. (2016). Podavlenie jelektromagnitnyh pomeh vo vhodnyh cepjah preobrazovatelej postojannogo naprjazhenija. [Suppression of electromagnetic interference in the input circuits of DC / DC converters]. *Components and Technology*, 11, 86-93.
- [12] Vereshchago, Y.N., Kostyuchenko, V.I. (2014). A physical–mathematical model of the power circuit of a plasma torch. *Welding International*, 28, 2, 133-139. DOI: 10.1080/09507116.2013.796664
- [13] Vereshchago, E.N., Kostyuchenko, V.I. (2014). A Simulation Model of Electric Arc. *Russian Electrical Engineering*. 85, 6. 376-381. DOI: 10.3103/S106837121406011X
- [14] Middlebrook, R.D. (1977). Input filter consideration in design and application of switching regulators. – *IEEE PESC*, 36-57.
- [15] Bakalov, V.P., Dmitrikov, V.F., Kruk, B.I. (2007). Osnovy teorii cepej: Uchebnik dlja vuzov; Pod red. V.P. Bakalova. 3-e izd., pererab. i dop. [Fundamentals of circuit theory: Textbook for universities]. M.: Gorjachaja linija - Telekom, 597.
- [16] Wildrick, C.M., Lec, F.C., Cho, B.M., Choi, B. (1995). A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. *IEEE Transactions on power electronics*, vol.10, 3, 280–284.