

УДК 681.51:62-50

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ, РАБОТАЮЩЕГО НА ДУГОВУЮ НАГРУЗКУ

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. Обеспечение повышения качества регулирования импульсных преобразователей энергии с одновременным исключением из его динамики нежелательных динамических режимов. Построение имитационной модели мостового преобразователя с фазовым управлением и мягким переключением, работающего на дуговую нагрузку, исследование статических и динамических характеристик, анализ статических и динамических режимов функционирования замкнутой системы стабилизации тока, изучение нелинейных динамических свойств рассматриваемого преобразователя с ШИМ, сравнительный анализ частотных характеристик реальной замкнутой импульсной системы с характеристиками её линейной модели.

Методы исследования. Фундаментальные принципы теории обратной связи, частотного анализа устойчивости электрических цепей и управления, математического моделирования и спектрального анализа процессов в нелинейных дискретных системах, цифровой обработки сигналов и экспериментального определения характеристик и параметров систем автоматического управления. Применение инженерной методологии и универсальной компьютерной программы, базирующихся на новых решениях матричных уравнений цепей, позволяющих на качественно ином уровне в автоматическом режиме выполнять трудоёмкие расчёты частотных характеристик, учитывающих нелинейный характер процессов в замкнутых современных мощных импульсных системах.

Полученные результаты. Предложенная система регулирования тока на основе преобразователя с мягкой коммутацией транзисторов обладает достаточной надёжностью и сроком службы, позволяет получить высокий КПД и показатели качества и точности в условиях неопределённости параметров объекта и возмущений. Разработана методика проектирования оптимальных по Бode частотных характеристик петлевого усиления рассматриваемого преобразователя с ШИМ, в возможности регулирования статической и выборе динамической неустойчивости выходного тока, в обеспечении устойчивой работы и исключения автоколебательного режима стабилизированного преобразователя, работающего на произвольную комплексную нагрузку.

Научная новизна. Получила дальнейшее развитие теория частотного управления путём её распространения на новый класс объектов – источники питания для электротехнологий с улучшенными показателями качества и точности, что позволяет поднять сварочные и смежные с ней технологии на более высокий уровень, решить многие проблемы, в том числе проблему улучшения качества конечного продукта.

Практическая ценность. Рассмотренные в статье анализ статических и динамических характеристик и применение новых методик расчёта и средств измерения эквивалентных частотных характеристик преобразовательных устройств с ШИМ следует считать как один из этапов создания инженерных методик синтеза регуляторов источника питания, рассматривающий последние как существенно нелинейные системы и учитывающих возможность возникновения нежелательных динамических режимов. Метод замкнутого контура позволяет определить частотные характеристики функции петлевого усиления преобразователя с ШИМ, адекватно отображающие условия устойчивости и возможные режимы генерации.

Ключевые слова: качество стабилизации; импульсный преобразователь постоянного тока; комбинированное управление.

1. ВВЕДЕНИЕ

Повышение требований к качеству функционирования систем автоматического управления мощными источниками питания для современных электротехнологий заставляет применять более сложные процедуры коррекции и усложнять усилительно-

преобразовательные устройства систем. Особенно сложна задача коррекции при неминимально-фазовой неизменяемой части системы, характерной для рассматриваемых преобразовательных устройств, работающих на дуговую нагрузку. Неустойчивость параметров и нелинейность неизменяемой части системы ещё больше усложняет задачу. Звенья с правым нулём

вносят дополнительные сложности в построение схемы управления преобразователем [1] и серьёзно усложняют достижение высокого качества стабилизации выходного тока импульсного преобразователя при использовании только принципа управления по отклонению (принципа обратной связи) [1], [2]. Удачное решение задачи даёт использование принципа комбинированного управления [1], [3].

Таким образом, объектом данного исследования является источник питания электрической дуги, применяемый в технологических процессах сварки, наплавки, генерирования плазмы и др.

Предмет исследования: рассмотрение устойчивости системы «источник питания - дуга», оценка её качества, экспериментальное определение частотных параметров.

II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Использование мягкой коммутации транзисторов в резонансных и квазирезонансных структурах преобразователей, переключаемых при нулевом токе или нулевом напряжении (ПНТ/ПНН) позволяет частично устранить проблемы, связанные с ростом коммутируемых напряжений, быстродействия транзисторов и диодов [4]-[6]. Лучшее на сегодняшний день схемотехническое решение реализации технологии «мягкой» коммутации ключей, известной как *Zero Voltage Switch (ZVS)*, представляющей наиболее перспективной для построения мощных высоконадёжных источников питания с низким уровнем помех, хорошей электромагнитной совместимостью с питающей сетью и хорошими удельными характеристиками возможно в фазосдвигающих однофазных инверторах напряжения [4]-[6].

В настоящее время в качестве базовых модулей при построении источников питания (ИП) для современных электротехнологий [7] достаточно распространены импульсные преобразователи, система управления которых в большинстве случаев строится на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Они представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования, склонные к хаотической динамике, что, в свою очередь, при определённом наборе параметров может привести к возникновению низкочастотных периодических колебаний с большой амплитудой, а также квазипериодических и хаотических колебаний [8], [9], которые опасны для силовой части преобразователя.

Основной задачей на этапе проектирования данных устройств является такой выбор параметров системы управления, при котором указанные режимы исключаются и устойчивым будет проектный периодический режим, который сопровождается колебаниями выходного тока с частотой ШИМ [1], [5]. Этот режим часто называется фундаментальным ($1T$ -режим ($T = 1/f_{sw}$)), все остальные режимы функционирования (субгармонические, квазипериодические и хаоти-

ческие) считаются нежелательными.

Динамические свойства замкнутых систем определяют надёжность функционирования устройств на их основе, поэтому необходима максимально полная информация о динамике системы в некоторой окрестности рабочей точки и малых значениях отношения частоты модуляции f_{sw} к частоте единичного усиления f_{cr} разомкнутой системы автоматического регулирования импульсного преобразователя энергии, чтобы повысить качество проектирования всего устройства в целом. Кроме того, при изменении параметров модели динамика системы изменяется, переводя её из одного состояния в другое. Поэтому очень важно уже на этапе проектирования проводить анализ преобразователя с позиции нелинейной динамики [2].

На этапах проектирования, разработки и эксплуатации любой мощной электронной системы с отрицательной обратной связью (ООС) требуется выполнять расчёты и измерения частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) функции передачи по петле ООС (петлевого усиления), анализ которых позволяет оценить достигнутую глубину ООС, запасы устойчивости, стабильность основных показателей системы, степень подавления искажений и помех.

Известная инженерная методика определения частотных характеристик в соответствии с классическим подходом, которая широко используется в линейных и линеаризованных системах [1] и предполагает размыкание кольца ООС в определённом сечении (схема снятия частотных характеристик разомкнутой системы для получения передаточной функции (ПФ)), не может дать достоверной оценки устойчивости замкнутой системы.

Поэтому реализация и применение метода «замкнутого контура» [2] для измерения эквивалентных частотных характеристик функции петлевого усиления, частотных зависимостей модуля и фазы комплексных сопротивлений преобразователя с различными видами ОС в режиме их нормального функционирования на дуговую нагрузку, становятся актуальными.

Этот метод положен в основу компьютеризированных анализаторов частотных характеристик (*Frequency Response Analyzers*), разработанных рядом западных фирм и широко применяемых, например, при проектировании и испытании современных модулей *AC-DC*, *DC-DC* конверторов [2], [7].

Современные методы и технические средства измерения модуля и фазы функции петлевого усиления основаны на введении («инъекции») в кольцо ОС функционирующей замкнутой системы гармонического возмущения и последующем измерении установившейся реакции на это возмущение в широком диапазоне частот. Такая методика, получившая название метода «замкнутого контура» [2], является универсальной и может применяться к любым видам мощных устройств, охваченных одним или несколькими

контурами обратной связи.

На её основе могут быть получены эквивалентные частотные характеристики, адекватные динамике устойчивых ключевых устройств и позволяющие достоверно оценивать запасы устойчивости, предсказывать режимы генерации, а также решать задачу максимизации глубины ООС в этих устройствах, включая и проектирование оптимальных регуляторов устройств с ШИМ. Выполнение подобных расчётов является весьма трудоёмким процессом и требует больших затрат машинного времени. Известные универсальные компьютерные программы схемотехнического моделирования (*PSpice*, *Micro-Cap*, *P-Cad*, *MultiSim* и др.) не предусматривают автоматизации таких расчётов, поэтому их использование для решения рассматриваемой задачи является нерациональным.

Полная автоматизация рассматриваемых расчётов осуществляется в компьютерной программе *FASTMEAN* [10], представляющей собой эффективное средство анализа современных мощных импульсных систем во временной и частотной областях.

Затем результаты испытания объекта гармоническими входными сигналами могут быть использованы для построения обычных и адаптивных регуляторов, обеспечивающих устойчивость (при отсутствии автоколебаний), требуемую точность регулирования, качество и грубость при ограниченных внешних воздействиях, с применением нового направления в автоматическом управлении объектами с неопределёнными параметрами – частотного управления, исходящего из частотных параметров объекта, полученных экспериментально [2].

III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью статьи является обеспечение повышения качества регулирования импульсных преобразователей энергии с одновременным исключением из его динамики нежелательных динамических режимов, построение имитационной модели мостового преобразователя с фазовым управлением и мягким переключением, работающего на дуговую нагрузку, исследование в среде *FASTMEAN* его статических и динамических характеристик, анализ статических и динамических режимов функционирования замкнутой системы стабилизации тока, изучение нелинейных динамических свойств рассматриваемого преобразователя с ШИМ, сравнительный анализ частотных характеристик реальной замкнутой импульсной системы с характеристиками её линейной модели. Полученные данные могут быть использованы при проектировании устройств силовой электроники на основе преобразователей данного типа с ШИМ для обеспечения их устойчивой работы с учётом постоянной деградации компонентой схемы.

IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Электрическая дуга является многофункцио-

нальным инструментом различных промышленных электротехнологических процессов [7]. Среди них и классические технологические процессы и новейшие, например, гибридная лазерно-дуговая сварка [7]. Это обуславливает актуальность исследования особенностей работы импульсных ИП на существенно нелинейную нагрузку с резкопеременными параметрами.

Объектом управления ИП как системы автоматического регулирования является поток энергии, передаваемый от энергетического входа $U_{вх}(t)$ к выходу $U_2(t)$ – в инерционную нелинейную нагрузку N , поэтому динамические процессы источника питания определяются не только свойствами самого преобразователя, но и нагрузки.

При этом структуру замкнутой системы ИП-дуга можно скомпоновать из схем замещения элементов и ячеек [7], и использовать их модели для описания нелинейной дискретной системы управления потоком энергии. Причём, при формировании такой схемы выделим лишь элементы, определяющие динамические свойства системы. Составленная с учётом этих замечаний схема замещения системы управления приведена на рис. 1. Здесь $R_g(i_1)$, $R_g(i_2)$ – нелинейные сопротивления эквивалентных схем входного и выходного выпрямителей. Через α и β обозначены коэффициенты передачи усилителя сигнала ДТ ($u_{oc} \sim i_n$) и измерителя выходного напряжения ДН соответственно, $U_{з.т}$ – задание по току, а $k_{р.т}$ и $i_{н.д}$ – коэффициент усиления РТ и дополнительный ток нагрузки, который может изменяться независимо от параметров нагрузки. В схеме замещения входное напряжение первого выпрямителя представлено постоянным напряжением $U'_{вх} = nU_{вх}$, приведённым ко вторичной обмотке трансформатора, а входной фильтр – реактивными элементами $L1C1$ с потерями $R1$, $R3$. Выходной фильтр представлен однозвенным $L2C2$ -фильтром с потерями, которые учитываются сопротивлениями $R2$, включающим и внутреннее сопротивление вторичной цепи ИП.

Корректирующее устройство КУ формирует из сигнала ошибки требуемое напряжение управления, поступающее на блок коммутационной функции $K\Phi(t)$.

Собственно ключевой преобразователь здесь представлен коммутационной функцией, связывающей входную и выходную цепи уравнениями вида (информационный $U_{к\psi}$ и энергетический $U_{вх}$ входы с выходом U_2)

$$U_2(t) = K\Phi(t)U_{C1}(t),$$

$$i(t) = K\Phi(t)i_2(t).$$

При $U_{вх} = \text{const}$ эта связь задаётся моделью сигнала [7], которая, в свою очередь, реализуется в ИП через работу ключей силовой цепи. При этом модулятор задаёт фазовый сдвиг замыкания-размыкания ключей относительно тактовых моментов времени.

Выходное напряжение регулятора тока (на выходе КУ) определяем из выражения

$$U_{PT} = (U_{3.m} - k_i R_{DT} I_n + \beta k_u U_n) k_{PT},$$

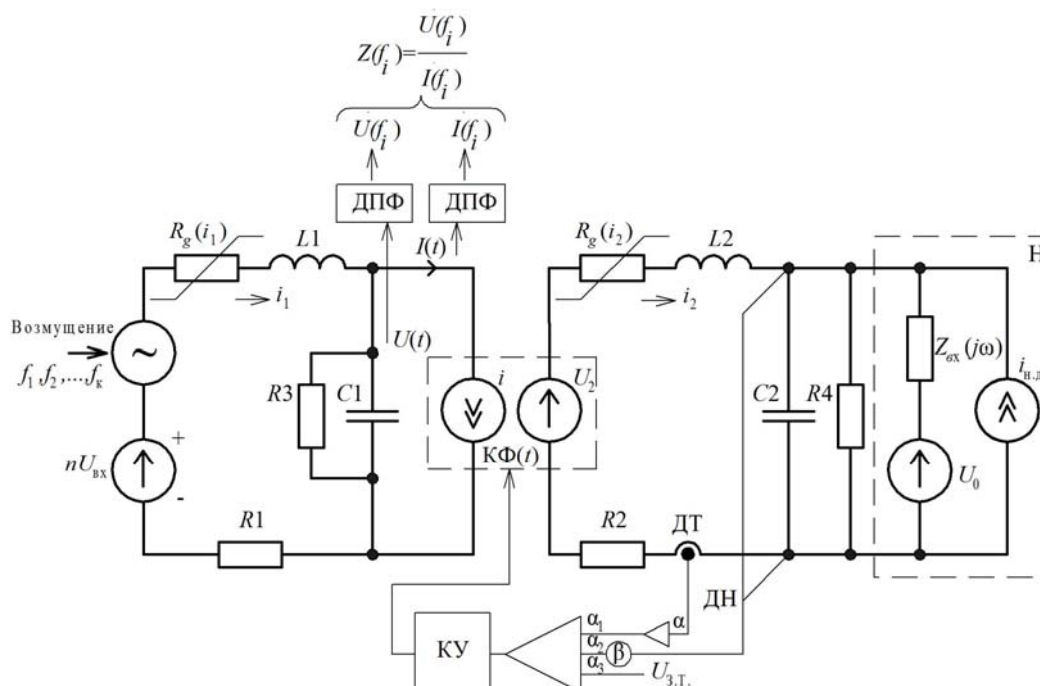
где k_i, k_u – относительные коэффициенты усиления сигналов ДТ и ДН соответственно; R_{DT} – крутизна датчика тока ДТ, имеющая размерность сопротивления; k_{PT} – коэффициент усиления РТ.

Динамические свойства нагрузки – электрической дуги источника питания определяются зависимостью её входного сопротивления от частоты $Z_{вх}(j\omega)$ [10]. При этом входное операторное сопротивление дуги

$$Z(s) = \frac{R_{cm0} s + R_{d\phi0}}{s + 1}, \tag{1}$$

где $R_{cm0}, R_{d\phi0}$ – статическое и дифференциальное сопротивление дуги [10], [11] соответственно в точке привязки I_0 ; θ – постоянная времени дуги. Для ПФ (1) показатели равны: индекс неминимально-фазовости $S_{нф} = 1$, коэффициент передачи $k(0) = k_0 = -|R_{d\phi0}|$.

Схема замещения эквивалентной нагрузки источника питания в рассматриваемом случае может быть представлена в соответствии с [10] дифференциальным сопротивлением $R_{дф0}$ с последовательно с ним включенной малой паразитной индуктивностью, защищенной активным сопротивлением.



ДТ и ДН – датчики тока и напряжения соответственно; КУ – корректирующее устройство; ДПФ – блок дискретного преобразования Фурье; Н – нагрузка

Рисунок 1. Расчётная схема замещения замкнутой структуры источника питания.

Установившийся режим работы преобразователя. На рис. 2 представлена эквивалентная схема преобразователя для установившегося режима работы. Отметим, что в общем случае сопротивление R_{Σ} включает все активные потери в схеме. При этом сопротивление потерь может зависеть от частоты [10].

Обозначив установившиеся значения фазовых координат при $T \rightarrow 0$ (T – период коммутации) прописными буквами, получаем решение в виде:

$$U_{вых} = U_C = \frac{nU_{ex}DR_{d\phi0}}{R_{\Sigma} + R_{d\phi0}} + \frac{U_0R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{d\phi0}}, \tag{2}$$

$$I_0 = I_n = \frac{nU_{ex}D - U_0}{R_{\Sigma} + R_{d\phi0}},$$

где n , как обычно, $w_{21}/w_1 = w_{22}/w_1$; D – значение коэффициента заполнения в установившемся (периодическом) режиме.

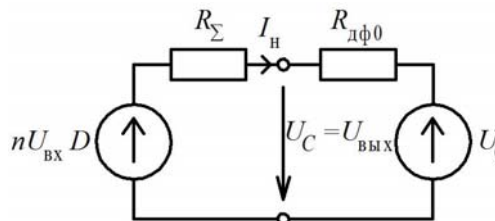


Рисунок 2. Алгебраическая эквивалентная схема преобразователя для установившихся значений переменных

Выходное напряжение преобразователя U_C (2)

зависит от входного напряжения $U_{вх}$, ЭДС нагрузки U_0 и от регулируемого параметра $D = 2t_n / T$. При $D = \text{const}$ с увеличением $U_{вх}$ и U_0 линейно возрастает и выходное напряжение.

В относительных единицах зависимость тока нагрузки от D имеет следующий вид:

$$\frac{I_n}{nU_{вх} / R_{дф0}} = \frac{D-y}{1+x}, \quad (3)$$

где $x = R_{\Sigma} / R_{дф0}$; $y = U_0 / nU_{вх}$.

При $U_0 = \text{const}$ очевидно, что максимуму тока I_n соответствует минимум выходного напряжения $U_{вых}$ ($R_{дф0} < 0$).

В установившемся режиме работы преобразователя суммарный сигнал обратной связи, сравниваясь с синхронизирующим пилообразным напряжением, формирует одинаковую длительность t_n управляющих импульсов переключающих элементов при одинаковых от периода к периоду значениях. Поэтому в моменты времени $kT/2 + t_n$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) выполняется равенство

$$(U_{3T} - k_i R_{дТ} I_n + \beta k_u + U_{вых}) k_{PT} = U_m D, \quad (4)$$

где U_m – амплитуда пилообразного сигнала.

Подставив значения I_n , $U_{вых}$ из (2) и (3) в (4), получим

$$U_{3m} - k_i R_{дТ} \left(1 + \frac{1 + R_{\Sigma} / R_{дф0}}{k_{om}} - \frac{\beta k_u + R_{дф0}}{k_i R_{дТ}} \right) I_n + \beta k_u \left(1 - \frac{1}{k_0} \right) U_0 = 0, \quad (5)$$

где $k_{OT} = (nU_{вх} / U_m) k_{PT} k_i (R_{дТ} / R_{дф0})$ и $k_0 = \beta k_u \times (nU_{вх} / U_m) k_{PT}$ – коэффициенты усиления контуров регулирования тока и напряжения соответственно без учёта фактора пульсаций.

Следует заметить, что фактор пульсаций, как известно, меньше единицы. Поэтому при работе стабилизатора на низкой частоте или же в зоне небольших скважностей, где заметно наличие пульсаций, коэффициент стабилизации в системах с ШИМ понизится за счёт уменьшения общего коэффициента усиления системы под влиянием фактора пульсаций. Поэтому, для достижения качественной стабилизации целесообразно увеличивать частоту переключения.

Из (5) очевидно, что для обеспечения инвариантности к управляющему воздействию требуется выполнить условие

$$\beta k_u = \frac{1 + R_{\Sigma} / R_{дф0}}{nU_{вх} / U_m} \cdot \frac{1}{k_{PT}}. \quad (6)$$

Действительно, контур РТ в этом случае обладает астатизмом 1-го порядка, то есть обрабатывает за-

данное значение тока

$$I_3 = \frac{U_{3T}}{k_i R_{дТ}}$$

без ошибки, что и обеспечивает $\tilde{i}_n = I_3 - I_n = 0$ при $i_3 = I_3 = \text{const}$ в установившемся режиме.

Для использованных в этом примере значений параметров согласно выражению (6) получено $\beta k_u \approx 0,0005$.

Стабилизация выходного тока при управлении по возмущающему воздействию. Основными возмущениями для стабилизатора тока являются сопротивление и напряжение нагрузки $R_{дф0}$, U_0 и напряжение питания $U_{вх}$. Напряжение питания при этом является мультипликативным возмущением. Поэтому оно влияет не только на управляемую переменную I_n (как координатное возмущение), но и на коэффициент передачи прямой цепи (как параметрическое возмущение) [1]. Компенсировать основную составляющую отклонения выходного тока, вызываемую изменением напряжения питания, можно, реализуя управление по возмущающему воздействию [1], [9], а уменьшить статическую нестабильность выходного тока стабилизатора по напряжению нагрузки можно путём управления величиной и знаком его эквивалентного внутреннего (выходного) сопротивления. СВХ стабилизатора тока при этом будет иметь изменяемую крутизну на участке стабилизации [7]. Формирование РВХ у источника позволяет снизить требования к выбору k_{oy} при замыкании ООС и получить при этом СВХ близкую к абсолютно вертикальной (штыковую). Таким образом, появляется возможность реализации в том числе и абсолютно жёстких СВХ с суммарным коэффициентом нестабильности, равным нулю без увеличения k_{oy} , входящего в коэффициент стабилизации, или снижения требуемого значения k_{oy} при сохранении неизменности коэффициента нестабильности.

Определение максимальной глубины ООС. Коэффициент стабилизации $k_{ст} = \tilde{u}_{вх} / U_{вх0} : \tilde{i}_n / I_{н0}$, а с ним и стабильность выходного тока с ростом коэффициента передачи операционного усилителя сигнала ошибки ($k_{oy}(s) = k_{oy}(0)$) неограниченно растут. Однако реальные импульсные системы всегда имеют конечный предельный коэффициент усиления $|k| < k_{тр}$, превышение которого приводит к неустойчивости [1] и, следовательно, предельная ошибка (равная нулю) не достижима.

В [2] с использованием z -преобразования получено выражение для критического коэффициента стабилизации:

$$k_{СТ.КР} = (k_{\omega} / \pi)^2, \quad (7)$$

где $k_{\omega} = \omega_k / \omega_0$ – отношение частоты коммутации ключевых элементов к резонансной частоте фильтра. В частности, в рассматриваемом примере с ослаблением $A_0 = 24,4$ дБ, параметрами $L = 300$ мкГн,

$C = 0,5$ мкФ и частотой коммутации 52 кГц

$$k_{ст.кр} = 1,69 \text{ (4,56 дБ)},$$

а найденный с использованием приближенного метода (усреднения и линеаризации) предельный коэффициент передачи усилителя обратной связи, обеспечивающий устойчивость замкнутой системы ограничен значением

$$k_{PT.ГР} < \frac{L_2 / |R_{экв}| - C_2 R_{\Sigma}}{k_i R_{ДТ} C_2} \cdot \frac{U_m}{n U_{вх}} = 16 \text{ (24 дБ)}, \quad (8)$$

где $R_{экв} = R_4 \parallel (-R_{дф0})$.

Экспериментальное же значение граничного коэффициента усиления, полученное на имитационной модели физического объекта, равно 30 (29,5 дБ). При $k_{рт} > k_{рт.кр}$ устанавливаются субгармонические автоколебания половинной частоты либо далее процесс сопровождается значительно возросшими пульсациями, носящими хаотический характер.

Отсюда следует, что выражения (7) и (8) для $k_{ст.гр}$ являются приближенными и дают существенно заниженное его значение, причём в них не учтена зависимость коэффициента стабилизации от коэффициента усиления УПТ в цепи обратной связи, ослабления высокочастотных пульсаций фильтра A_0 , нагрузки $R_{дф0}$, U_0 и входного напряжения $U_{вх}$. Более точные результаты получаются экспериментально. Итак, проведенные сравнения коэффициентов стабилизации и устойчивости работы преобразователя, полученные приближенными методами (методом усреднения и линеаризации, методом z -преобразования) и точным экспериментальным методом, показали, что приближенные методы дают большую погрешность и могут использоваться только для качественных исследований и оценок.

Опыт разработки и эксплуатации различных систем регулирования позволили выработать рекомендации для проектирования новых систем [1]: запас по фазе должен составлять по крайней мере 30° ($\varphi_3^* = 30 \dots 60^\circ$), а запас устойчивости по амплитуде – по крайней мере 2 (6 дБ) ($L^* = 2 \dots 10$).

Кстати, система называется грубой по частотным показателям, если её запасы устойчивости по фазе и модулю удовлетворяют неравенствам

$$\varphi_3^* \geq 30^\circ, L^* \geq 2.$$

Приняв минимальный запас устойчивости в 6 дБ, получаем максимально возможный коэффициент усиления операционного усилителя

$$k_{оу} = k_{кр} / 2 = 15.$$

Для того чтобы излишне не повышать коэффициент преобразования или усиления при $v = 0$ (v – порядок астатизма), что может нарушить устойчивость контура РТ и вызвать недопустимые субгармонические автоколебания, постоянство выходного тока или обеспечение требуемых значений его нестабиль-

ности можно обеспечить введением ПОС по выходному напряжению. Если при этом крутизну пилообразного напряжения ШИМ- m сделать пропорциональной входному напряжению $\tilde{u}_{вх}$, коэффициент усиления ШИМ по постоянной составляющей остаётся неизменным при изменении $\tilde{u}_{вх}$. Это не только полностью исключает риск потери устойчивости контура РТ под действием ПОС по напряжению, но практически устраняет влияние изменения напряжения питания $\tilde{u}_{вх}$ на выходной ток преобразователя. Последнее означает, что данный стабилизатор в этом случае инвариантен к изменению входного напряжения, что и обеспечивает $\tilde{i}_н = 0$ при $\tilde{u}_{вх} = \text{const}$ в установившемся режиме.

Уместно заметить, что изменение относительной длительности импульсов \tilde{d} (d – управляющее воздействие) является не сигнальным, как входное напряжение $U_{вх}$, а параметрическим воздействием, изменяющим коэффициенты дифференциальных уравнений [2].

Оценка сопротивлений импульсного источника питания. Из всех динамических параметров ИП [3], [9] наиболее важным является его выходное сопротивление. Повышенное выходное сопротивление приводит к уменьшению амплитуды выбросов и провалов в выходном токе ИП при переходном процессе в случае резкого изменения параметров нагрузки, обеспечивает более равномерное распределение токов нагрузки между параллельно включенными ИП. Радикальным способом увеличения выходного сопротивления и улучшения параметров переходного процесса рассматриваемого ИП является в соответствии с положениями теории инвариантности применение ПОС по возмущающему воздействию, т.е. по напряжению нагрузки. В этом случае система становится двухконтурной.

Выходное сопротивление ИП (отношение приращения выходного напряжения к изменению тока нагрузки) при разомкнутых цепях ОС

$$Z_{оо}(s) = \left. \frac{\tilde{U}_н(s)}{\tilde{i}_н(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=\tilde{u}_{вх}(s)=0} = \frac{R_{\Sigma} + sL_2}{L_2 C_2 s^2 + (R_{\Sigma} C_2 + L_2 / R_{дф0})s + I + R_{\Sigma} / R_{дф0}},$$

а выходное сопротивление двухконтурной системы импульсной стабилизации для случая, например, замкнутой ПОС по напряжению и разомкнутой ОС по выходному току

$$Z_o(s) = \frac{Z_{оо}(s)}{I - T_V(s)},$$

где $T_V(s)$ – петлевой коэффициент усиления цепи ОС по напряжению, численно равный ПФ разомкнутой системы ИП. Благодаря действию ПОС по выходному

напряжению, как известно, результирующее выходное сопротивление существенно увеличивается. К тому же основная обратная связь по току в некотором отношении эквивалентная действию регулируемого источника тока, обуславливает значительное динамическое сопротивление стабилизирующего преобразователя. С другой стороны, применение дополнительной ОС по напряжению обеспечивает заметное уменьшение резонансного максимума для выходного сопротивления в достаточно широком частотном диапазоне, в то время как использование только ОС по току может привести к значительному резонансному максимуму для выходного сопротивления на резонансной частоте фильтра. В целом же двухконтурные ИП в силу самой природы ОС обладают повышенным выходным сопротивлением, что весьма желательно.

Входное операторное сопротивление стабилизирующего преобразователя (при замкнутой цепи ОС) без входного фильтра определяется из выражения [8]:

$$\frac{I}{Z_i(s)} = Y_i(s) = \left. \frac{\tilde{i}(s)}{\tilde{U}_{\text{вх}}(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{-T(s) (nD)^2}{I+T(s) R_{\text{дф0}}} + \frac{1}{I+T(s)} \frac{(nD)^2}{Z_{i0}} = -\frac{(nD)^2}{I+T(s)} \left[\frac{T(s)}{R_{\text{дф0}}} - \frac{1}{Z_{i0}} \right], \quad (9)$$

$$\textcircled{\text{TM}} \Sigma Z_{i0} = \frac{R_{\text{дф0}}(I + R_{\Sigma} / R_{\text{дф0}})}{(nD)^2} \times$$

$$\times \left(I + \frac{\left[\frac{L}{R_{\text{дф0}}(I + R_{\Sigma} / R_{\text{дф0}})} + (R_{\text{дф0}} \parallel R_{\Sigma}) C_2 \right] s}{I + R_{\text{дф0}} C_2 s} \right) +$$

$$+ \frac{L_2 C_2 \frac{I}{I + R_{\Sigma} / R_{\text{дф0}}} s^2}{I + R_{\text{дф0}} C_2 s} \quad \text{— входное сопротивление}$$

Г-образного $L_2 C_2$ -фильтра, нагруженного на активное сопротивление нагрузки; $T(s)$ – ПФ разомкнутого контура стабилизации тока.

Из рассмотрения правой части выражения (9) следует, что она содержит два члена, один из которых с отрицательным знаком. Обычно значения функции T на низких частотах достаточно велики и с повышением частоты ещё несколько увеличиваются. Поэтому

$$Z_i \approx -\frac{|R_{\text{дф0}}|}{(nD)^2},$$

то есть входное сопротивление малосигнальной модели стабилизирующего преобразователя отрицательно.

По мере увеличения частоты активная составляющая комплексного сопротивления $Z_i(\text{Re}(Z_i))$ при некотором значении этой частоты изменяет знак и становится положительной [3], [9], [11]-[14]. Однако диапазон частот, для которого Z_i отрицательно, довольно широк. Отмеченную особенность необходимо учитывать при наличии на входе преобразователя дополнительного LC -фильтра подавления кондуктивных помех. При сочетании такого фильтра с отрицательным сопротивлением в преобразователе могут возникнуть автоколебания [3], [9], [15]-[18], если общее эффективное сопротивление станет отрицательным.

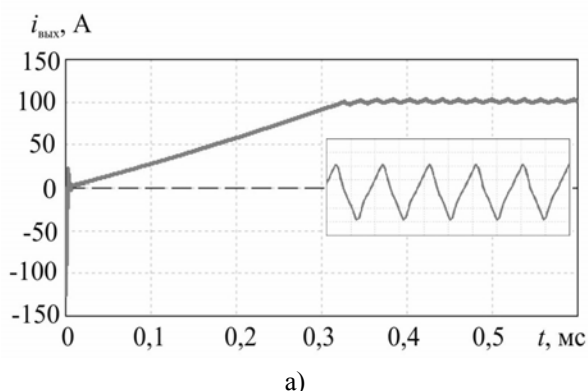
Решение указанных выше задач выполнено путём проведения вычислительных экспериментов с применением возможностей пакета *FASTMEAN* для параметров преобразователя, приведенного на рис. 1: $U_{\text{вх}} = 540$ В; $n = 0,46$; $L_2 = 300$ мкГн; $C_2 = 0,5$ мкФ; $R_{\text{дф0}} = -0,49$ Ом; $U_0 = 170$ В; $U_m = 1$ В; $k_{\text{оы}} = 15$; $f_T = 52$ кГц; $I_n = 100$ А.

Расчёт ЧХ через анализ процессов во временной области. Пусть требуется получить ЧХ коэффициента передачи «выход - вход» для системы, приведенной на рис. 1. В данном случае частотной характеристикой служит передаточная проводимость или чувствительность выходного тока (тока дуги) к изменению входного напряжения, позволяющая судить о фильтрующих свойствах системы. Переходя к определению ЧХ, вначале моделируем переходной процесс для выходного тока. Процесс нарастания тока дуги при включении стабилизатора тока, установившийся режим и диаграмма сигнала на выходе ШИМ при входном напряжении 250 В изображены на рис. 3.

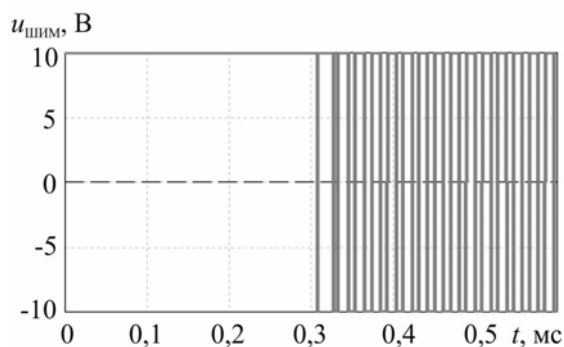
Как видно из рис. 3, процесс установления выходного тока носит в целом желаемый – монотонный характер. Отметим, что примерно через 0,32 мс наступает установившийся режим (рис. 3). Из анализа кривой рис. 3 следует, что установившийся процесс соответствует устойчивому режиму преобразователя. Размах пульсаций тактовой частоты 52 кГц составляет 4 А (4 %). Причиной появления резких изменений выходного тока при запуске на начальном участке $t \in [0, t_1 = 0,008$ мс], опережающих плавное нарастание тока (рис. 3), является наличие комплексной нагрузки, включающей источник напряжения U_0 .

Однако всегда найдутся способы, как исправить нежелательный характер переходного процесса на отрезке времени $t \in [0, t_1]$ при запуске и получения удовлетворительного качества процесса [8], [9].

Далее приложим ко входу объекта гармоническое испытательное воздействие $u_{\text{исп}} = 15 \sin \omega t$. Выход объекта, возбуждённый таким воздействием, будет (после затухания переходных процессов) изменяться по закону



а)



б)

Рисунок 3. Переходной процесс для тока в нагрузке при $U_{вх} = 250$ В ($C = 0,5$ мкФ, $k_{ОУ} = 15$) (а) и диаграмма напряжения на выходе ШИМ (б). Одноцикловый режим

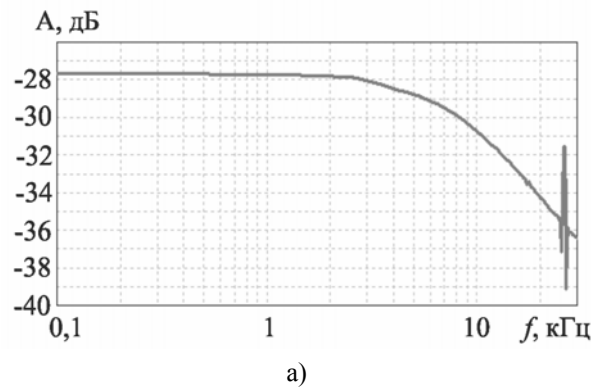
$$y(t) = M(\omega) \sin[\omega t + \psi(\omega)].$$

Функции $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ называются АЧХ и ФЧХ замкнутой системы (рис. 1). Частоту возмущения будем менять от 100 Гц до 30 кГц.

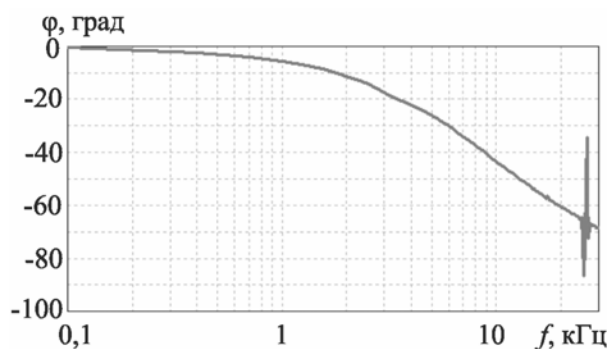
Графики функций, полученные после n экспериментов на различных испытательных частотах $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, приведены на рис. 4.

Из рис. 4 следует, что рассматриваемая система имеет широкий диапазон подавления пульсаций входного напряжения с коэффициентом сглаживания $k_{сгл}$, близким к коэффициенту стабилизации $k_{ст}$ [2].

Расчёт ЧХ преобразователя с одноконтурной структурой ООС. Пусть в преобразователе с рассматриваемой силовой частью производится управление только по выходному току – его стабилизация. Никакие другие сигналы, воздействующие на уравнение управления, не используются. Выполним расчёт характеристик петлевого усиления преобразователя 250 В – 100 А для этого случая. Амплитуда пилообразного напряжения, подаваемого на вход компаратора, составляет 1 В, а частота – 52 кГц. Источник гармонического возмущения с амплитудой 0,1 В введен в кольцо ООС между усилителем сигнала ошибки и компаратором [2].



а)



б)

Рисунок 4. Частотные характеристики коэффициента передачи «вход-выход» для схемы рис. 1 ($C = 0,5$ мкФ, $k_{ОУ} = 15$)

Выбор точки «инъекции» возмущения между узлами схемы, имеющими существенно отличающиеся по величине входное $Z_{вх}$ и выходное $Z_{вых}$ сопротивления необходимо для обеспечения высокой точности измерения. К тому же именно этот способ ввода сигнала возбуждения позволяет найти суммарную функцию петлевого усиления, учитывающую все обратные связи. Частоту возмущения будем варьировать в пределах от 0,1 до 30 кГц.

Построенные в *FASTMEAN* частотные характеристики при численных значениях параметров, принятых выше, показаны на рис. 5.

Как следует из анализа этих зависимостей, в диапазоне частот $f \leq 2$ кГц глубина ООС составляет более 18 дБ и далее снижается, достигая значения 0 дБ на частоте 21 кГц. Запас устойчивости по фазе на этой частоте составляет $\varphi_z \sim 90^\circ$. Наконец, ФЧХ импульсной модели показывает резкое уменьшение значения фазы на второй субгармонике тактовой частоты (26 кГц), поэтому именно на этой частоте наиболее вероятно самовозбуждение системы при увеличении модуля петлевого усиления.

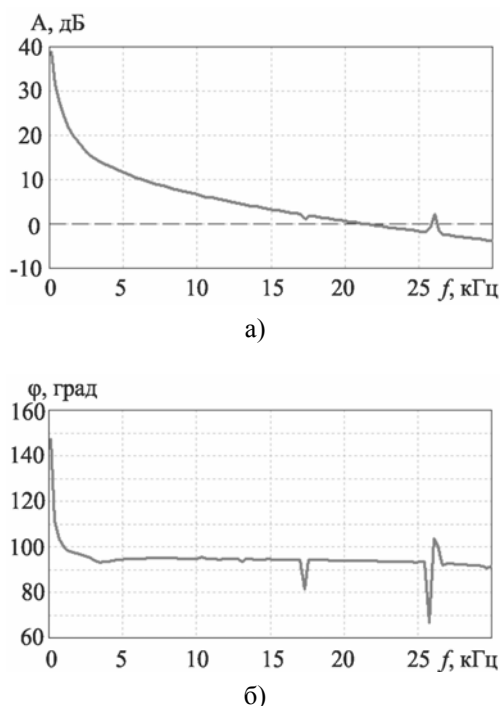


Рисунок 5. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) петлевого усиления импульсной модели преобразователя с одноконтурной ООС ($k_{OU} = 30$)

Сопоставим исследуемый преобразователь с эквивалентной линейной системой. Для этого нелинейные элементы преобразователя заменим широкополосным линейным усилителем [2]. При этом выберем коэффициент усиления операционного усилителя так, чтобы значения АЧХ и ФЧХ петлевого усиления импульсной и линейной модели преобразователя совпали на нижней измеряемой частоте 100 Гц ($K(s) = 165$). На рис. 6 приведены АЧХ и ФЧХ, соответствующие рассматриваемому случаю.

Из сравнения приведённых на этом рисунке графиков с характеристиками, полученными для импульсной модели, видно, что они практически совпадают при изменении f от 0,1 до 21 кГц. В диапазоне частот более 21 кГц АЧХ и ФЧХ импульсной модели заметно отличаются от АЧХ и ФЧХ линейной модели. Вблизи частоты $\omega = \omega_k / 2 = 163 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$ ни амплитуду, ни фазовый угол нельзя считать достоверными в силу того, что непрерывная модель приближенная и её погрешности возрастают при приближении текущей частоты к половине частоты коммутации.

Расчёт ЧХ импульсного преобразователя.

Наиболее универсальным и точным методом расчёта ЧХ нелинейной дискретной системы следует считать метод, основанный на спектральном анализе стационарных процессов при заданном гармоническом возмущении (рис. 1).

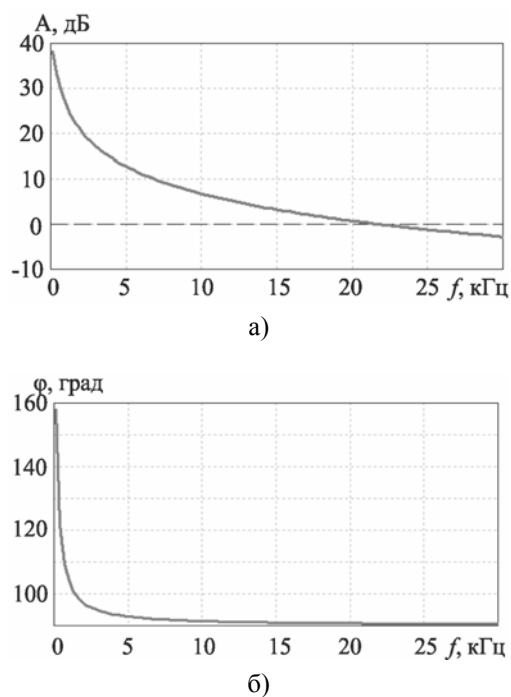


Рисунок 6. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) функции петлевого линейной модели преобразователя с одноконтурной ООС ($k_{OU} = 165$)

Суть данного метода заключается в следующем: на нелинейную дискретную систему, находящуюся в рабочем режиме, подаётся гармоническое возмущение заданной частоты и рассчитываются переходный и стационарный процессы. Для стационарного процесса выполняется ДПФ и вычисляются амплитуда и фаза реакции системы на частоте возмущения. Задавая различные частоты возмущения, можно получить АЧХ и ФЧХ замкнутой системы. Полученные таким образом ЧХ достаточно точно описывают свойства исследуемой системы и позволяют применить частотные методы и критерии для оценки устойчивости и режимов генерации в том числе и взаимодействующих преобразователей.

На рис. 1 представлена схема, позволяющая определить зависимость амплитуды $A(\omega)$ и фазы $\phi(\omega)$ входного сопротивления замкнутой системы. Во входную цепь преобразователя с этой целью последовательно с постоянным напряжением, подлежащим преобразованию, включается гармонический источник возмущающего напряжения, амплитуда и частота которого варьируются в широких пределах. Имеется в виду работоспособная устойчивая система, у которой свободный компонент в реакции всегда подавляется за счёт обратной связи.

Отметим, что сопротивления необходимо определять как при номинальной нагрузке, так и в режиме, близком к холостому ходу.

Результаты расчёта комплексного входного со-

противления по описанной выше методике представлены на рис. 7.

Из приведенных на рис. 7 графиков следует, что с ростом частоты воздействия значение модуля входного сопротивления плавно увеличивается. Исключения составляют нормированные частоты $f_n = f/f_T = 1/3$ и $f_n = 1/2$, где $f_T = 52$ кГц (третья и вторая субгармоники тактовой частоты f_T). Для этих частот характерен всплеск модуля входного сопротивления. Так, для частоты $f_n = 1/2$ модуль входного сопротивления имеет максимальное значение, равное 13,8 Ом.

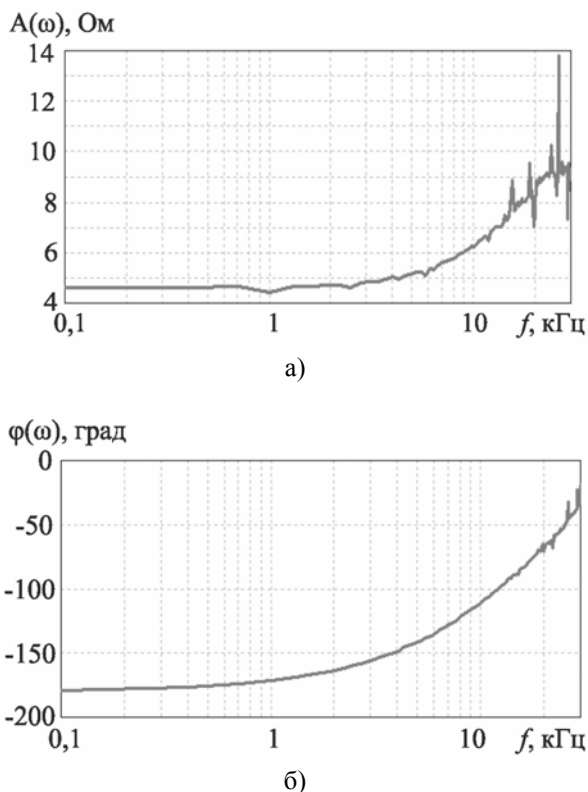


Рисунок 7. Частотные зависимости модуля $|Z_{вх}(j\omega)|$ и фазы $\arg Z_{вх}(j\omega)$ входного сопротивления замкнутого преобразователя

Рассмотрим частотную зависимость фазы входного сопротивления замкнутого преобразователя. На рис. 7 видно, что на низких по сравнению с тактовой частотах ($f/f_T < 0,01$) фаза входного сопротивления близка к -180° . При $f/f_T > 0,01$ происходит плавное изменение фазы. Таким образом, в диапазоне частот $0,001 < f/f_T < 0,5$ фаза входного сопротивления преобразователя $\arg Z_{вх}(j\omega) < -90^\circ$. Как следует из теории цепей [11], в указанном диапазоне частот вещественная часть комплексного входного сопротивления $U(\omega) = \text{Re } Z_{вх}(j\omega) < 0$, т.е. активная составляющая входного сопротивления отрицательна. Отметим, что именно в этом диапазоне частот возможна неустойчивость, например, системы сетевой фильтр – преобразователь и системы ведущий источник – ведомый [2].

Аналогично определяется комплексное выходное сопротивление замкнутого преобразователя. В выходную цепь вводится гармонический источник тока изменяемой амплитуды и частоты. Анализ установившегося тока в нагрузке позволяет определить комплексное выходное сопротивление $Z_{вых}(j\omega) = \dot{U}_m / \dot{I}_m$. Результаты расчёта частотных характеристик выходного сопротивления приведены на рис. 8. Как следует из рис. 8, частотная зависимость модуля выходного сопротивления имеет немонотонный характер. В кривой выходного сопротивления в общем случае наблюдается резонансный максимум $|Z_{вых}(j\omega)|_{\max} = 45$ Ом при резонансной частоте

$$\omega_\phi = 1/\sqrt{L2C2} \quad (f_p \sim 11 \text{ кГц}).$$

Если частота превышает частоту резонанса, то модуль выходного сопротивления плавно уменьшается, приближаясь к значению 3,0 Ом.

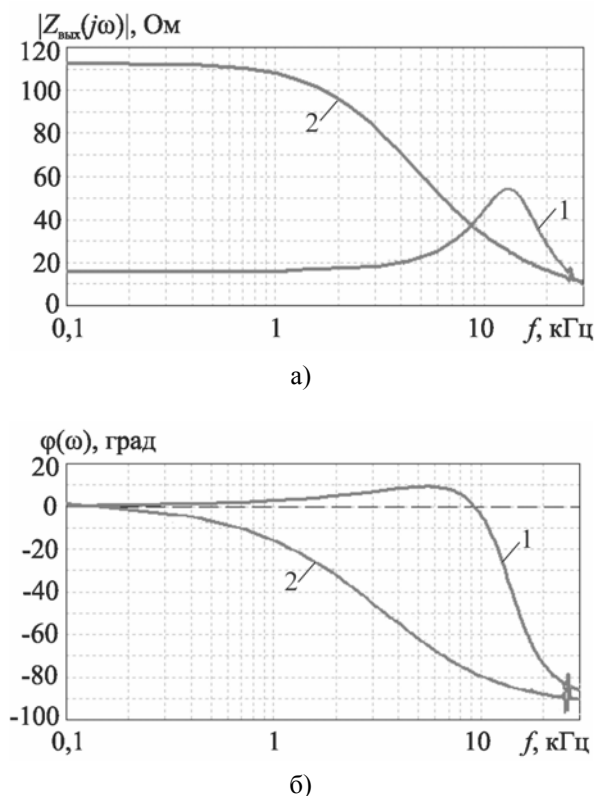


Рисунок 8. Зависимость выходного сопротивления ИП с замкнутой и разомкнутой ПОС по напряжению при $I_n = 100$ А; $U_0 = 170$ В; $R_{дф0} = -0,49$ Ом; $C_2 = 0,5$ мкФ; $k_u = 0,001$: 1 – без ПОС; 2 – с ПОС

Естественным способом увеличения выходного сопротивления и улучшения параметров переходного процесса ИП является применение положительной ОС по выходному напряжению [7]. Зависимость $Z_{вых}(f)$ для этого случая приведена на рис. 9. Как следует из сравнения результатов рис. 9, при отсутствии

ОС по напряжению в диапазоне 0..1 кГц - $Z_{\text{вых}}(f) \approx 17 \text{ Ом}$, а при наличии такой связи - $Z_{\text{вых}}(f) \approx 113 \text{ Ом}$, т.е. выходное сопротивление увеличивается почти в 7 раз. При этом $Z_{\text{вых}}$ носит монотонный характер и не имеет резонансного максимума. В целом частотная зависимость $Z_{\text{вых}}$ ИП с дополнительной ОС по напряжению более благоприятна в отношении динамики работы последнего.

Очевидно, лучший график зависимости выходного динамического сопротивления от частоты ИП с двухконтурной системой управления способствовал бы их продвижению на рынок для создания современных систем электропитания сложных электротехнических комплексов [7].

На рис. 9 приведены частотные зависимости выходного сопротивления преобразователя $Z_{\text{вых}}(f)$ с параметрами эквивалентной нагрузки $U_0 = 230 \text{ В}$, $R_{\text{дф0}} = -1,64 \text{ Ом}$ ($I_n = 20 \text{ А}$), существенно большими номинальной нагрузки $U_0 = 170 \text{ В}$, $R_{\text{дф0}} = -0,49 \text{ Ом}$ ($I_n = 100 \text{ А}$). В кривой выходного сопротивления ИП в этом случае наблюдается резонансный максимум при резонансной частоте

$$\omega_p \approx 1/\sqrt{L2C2} \quad (fp \approx 13 \text{ кГц}).$$

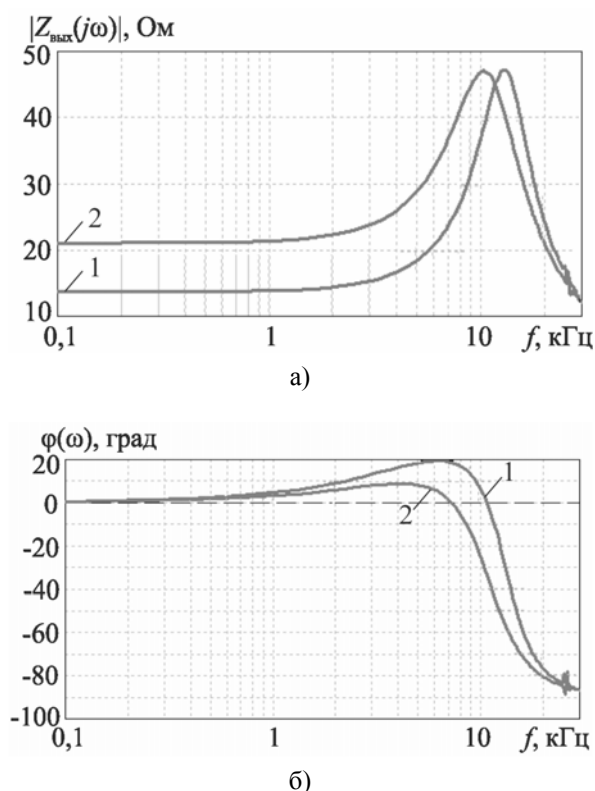


Рисунок 9. Зависимость выходного сопротивления ИП с замкнутой и разомкнутой ПОС по напряжению при $I_n = 20 \text{ А}$; $U_0 = 230 \text{ В}$; $R_{\text{дф0}} = -1,64 \text{ Ом}$; $C_2 = 0,5 \text{ мкФ}$; $k_u = 0,0005$: 1 – без ПОС; 2 – с ПОС

Расчёт ЧХ преобразователя с двухконтурной ОС. Преобразователь работает на тактовой частоте блока ШИМ 52 кГц и обеспечивает получение стабилизированного выходного тока 100 А при входном напряжении 540 В. Выходная мощность преобразователя составляет 12000 Вт. Используя программу *FASTMEAN*, выполним расчёты частотных зависимостей модуля и фазы петлевого усиления в диапазоне частот 0,1...30 кГц. Результаты расчётов приведены на рис. 10.

Как следует из анализа зависимостей, приведенных на рис. 10, частота нулевого усиления в этом случае соответствует 10 кГц, а запас устойчивости по фазе на этой частоте составляет $\sim 90^\circ$. Поскольку на второй субгармонике тактовой частоты (26 кГц) ФЧХ импульсной модели показывает резкое уменьшение значения фазы, то именно на этой частоте вероятно самовозбуждение системы.

Сопоставим исследуемый преобразователь с эквивалентной линейной системой (рис. 10).

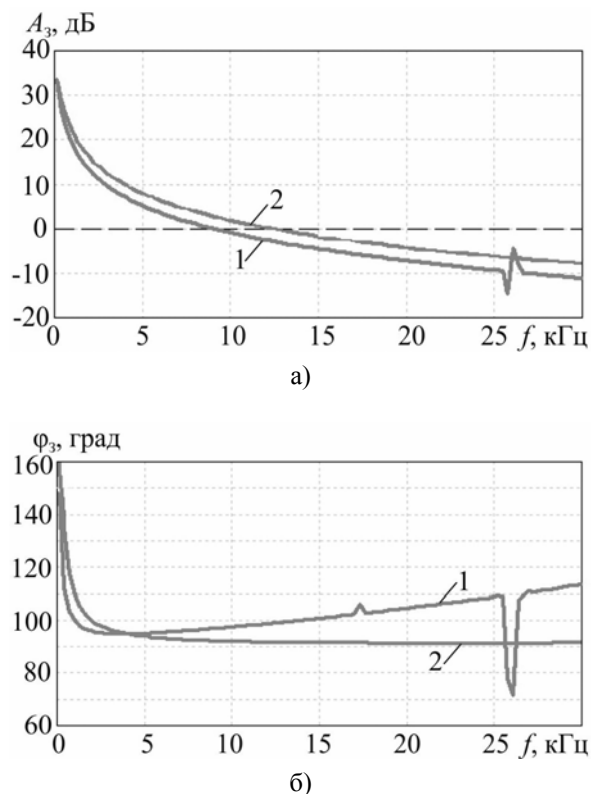
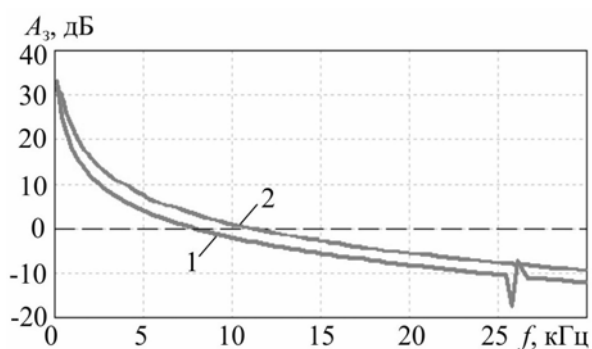


Рисунок 10. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) функции петлевого усиления для импульсной (1) и линейной (2) моделей преобразователя при $U_{\text{вх}} = 540 \text{ В}$ при $I_n = 100 \text{ А}$, $k_{\text{ОУ}} = 15$; $k_u = 0,0005$ с двухконтурной ОС

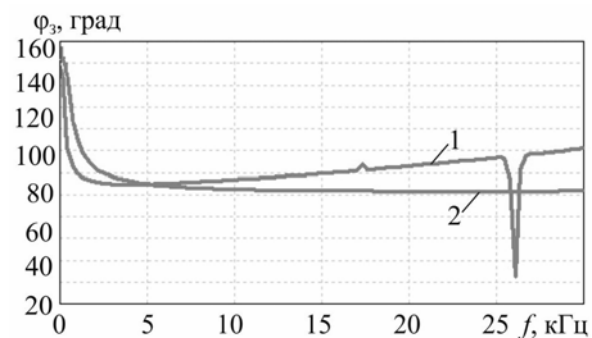
Из анализа характеристик для импульсной и линейной ($k_{\text{ОУ}} = 160$) моделей преобразователя (рис. 10) видно, что в данном случае заметно значительное расхождение ФЧХ импульсной и линейной моделей пре-

образователя в диапазоне частот более 5 кГц. Заметим, что найденные частотные зависимости аналогичны частотным зависимостям преобразователя с одноконтурной ОС.

Выполним аналогичные расчёты АЧХ и ФЧХ преобразователя при изменении величины его входного напряжения. Анализ характеристик (рис. 11) показывает, что с уменьшением входного напряжения преобразователя или коэффициента усиления ОУ ($k_{OU} = 120$) снижается глубина ООС и, соответственно, частота нулевого усиления уменьшается до 7...8 кГц, т.е. исследуемая импульсная система становится более узкополосной. Запас устойчивости по фазе превышает 90° , т.е. является достаточным для надёжного обеспечения устойчивости в реальных условиях работы.



а)



б)

Рисунок 11. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) функции петлевого усиления для импульсной (1) и линейной (2) моделей преобразователя при $U_{вх} = 460$ В, $I_n = 100$ А, $k_{OU} = 15$; $k_i = 0,0005$ с двухконтурной ОС

В. ВЫВОДЫ

Метод замкнутого контура позволяет определить частотные характеристики функции петлевого усиления преобразователя с ШИМ, адекватно отображающие условия устойчивости и возможные режимы генерации.

Дискретный набор частотных характеристик, полученный для нескольких режимов работы нелиней-

ного устройства, может не отражать наихудший случай (с точки зрения устойчивости). По этой причине при проектировании устойчивых систем питания необходимо брать большие запасы устойчивости в частотной области по модулю (на 3-6 дБ) и фазе (на 10-20 дБ), чем при проектировании линейных систем.

Сравнительный анализ частотных характеристик преобразователей с различными видами обратной связи с характеристиками линейной модели показывает, что степень их соответствия определяется отношением частоты нулевого усиления к тактовой частоте блока ШИМ.

Частотные характеристики линейной модели преобразователя значительно отличаются от характеристик импульсной модели и не предсказывают возможность самовозбуждения системы.

Анализ частотных характеристик в области высоких частот позволяет сделать вывод о потенциальной возможности выполнения условий генерации при дальнейшем увеличении модуля петлевого усиления не только для частоты $f_T/2$, но одновременно для группы частот вблизи $f_T/2$. Эта гипотеза объясняет возникновение хаотических колебаний в исследуемом преобразователе.

Для отношений частоты нулевого усиления к тактовой частоте $f_0/f_T < 0,08-0,12$ частотные зависимости модуля и фазы петлевого усиления замкнутой импульсной модели практически совпадают в широком диапазоне частот с аналогичными зависимостями линейной модели.

Радикальным способом увеличения выходного сопротивления таких ИП является применение положительной ОС по напряжению нагрузки.

Дополнительная положительная ОС по напряжению нагрузки всегда приводит к существенному повышению выходного сопротивления и снижению резонансного пика, что часто весьма желательно.

Среднее значение выходного сопротивления для ИП с двухконтурной ОС может быть в 6-7 раз больше, чем для ИП с одноконтурной ОС, поэтому частотные зависимости для первого случая более благоприятны в отношении динамики, чем для второго.

Найденные эквивалентные частотные характеристики петлевого усиления позволяют с высокой точностью определить реальные запасы устойчивости по амплитуде и фазе и возможные режимы генерации в широком диапазоне частот.

Дальнейшие исследования связаны с получением точных зависимостей для промышленных стабилизированных ИП в заводских условиях экспериментально с помощью прибора «Измеритель частотных характеристик», синтезом робастного управления ИП. Синтезированный регулятор должен сочетать в себе простоту технической реализации со слабой чувствительностью к наличию неопределённостей.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Александров А.Г. Частотная теория автоматического управления (частотное управление): Учебное пособие. – Кн. 1. – Электросталь: ЭПИ МИ-СиС, 2010. – 320 с.
- [2] Коржавин О.А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. – М.: Радио и связь, 1977. – 360 с.
- [3] Bode Henrik W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design, New York: D. Van Nostrand Company, Inc. 1946.
- [4] Верещаго Е.Н. Анализ электромагнитных процессов в FB-ZVS-PS DC-DC конвертере с LCC-контурами / Е.Н. Верещаго, В.И. Костюченко, И.Ф. Фельдшер // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – № 2. – Т. 1. – С. 225 – 229.
- [5] Верещаго Е.Н. Квазирезонансные инверторы в устройствах электропитания для воздушно-плазменной резки / Е.Н. Верещаго, В.И. Костюченко, И.Ф. Фельдшер // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2007. Ч. 4. – С. 8 – 11.
- [6] Jovanovic M. Zero- Voltage- Switching Technique in High-Frequency off-line Converters // IEEE Proceedings of APEC, 1988, pp. 23-32.
- [7] Схемотехніка інверторних джерел живлення для дугової навантаження: [учеб. пособие] / Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницький, Л.Н. Мирошніченко, И.В. Пентегов. – Николаев: УГМУ, 2000. – 283 с.
- [8] Middlebrook R.D. Input filter consideration in design and application of switching regulators. – IEEE PESC, 1977, pp. 36-57.
- [9] Horowitz I.M. Synthesis of Feedback Systems, Academic Press, 1963. - 740 p.
- [10] Верещаго Е.Н. Чувствительность характеристик модели электрической дуги к изменению параметров элементов [Текст] / Е.Н. Верещаго, В.И. Костюченко // Електротехніка та електроенергетика. – 2019. – №1. – С. 22 – 31. DOI: 10.15588/1607-6761-2019-1-2
- [11] Дмитриков В.В. Основы теории цепей. – М.: Горячая линия, 2008. – 424 с.
- [12] Ghetty P.P.K. Switch-mode power supply design. TAB Books Inc., 1986.
- [13] Arif A. Load Modeling – A Review [Text] / A. Arif, Z. Wang, J. Wang, B. Mather, H. Bashualdo, D. Zhao // IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, Vol. 9, Issue: 6, p. 5986–5999. DOI: 10.1109/TSG.2017.2700436
- [14] Krein P.T. Types of instabilities encountered in simple power electronics circuits: Unboundedness, chattering and chaos [Text] / P.T. Krein, R.M. Bass // Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., 1990, p. 191–194. DOI: 10.1109/APEC.1990.66411
- [15] Lowke J.J. A simplified unified theory of arcs and their electrodes [Text] / J.J. Lowke, R. Morrow, J. Haidar // Journal of Physics D: Applied Physics, 1997, Vol. 30, P. 2033–2042. DOI: 10.1088/0022-3727/30/14/011
- [16] Mayer E.A. An improved sampled-data current-mode-control model which explains the effects of control delay [Text] / E.A. Mayer, R.J. King // IEEE Trans on Power Electronics, 2001, Vol. 16, Issue: 3, p. 369 – 374. DOI: 10.1109/63.923769
- [17] Лоос А.В. Источники питания для импульсных технологических процессов [Текст] / А.В. Лоос, А.В. Лукутин, Ю.Н. Сараев. – Томск: Издательско-полиграфическая фирма ТПУ, 1998. – 160 с.
- [18] Милютин В.С. Источники питания для сварки [Текст] / В.С. Милютин, М.П. Шалимов, С.М. Шанчуров. – М.: Айрис-пресс, 2007. – 376 с.

Стаття надійшла до редакції 29.01.2019

ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ І ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЮВАЧА НАПРУГИ З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ, ЩО ПРАЦЮЄ НА ДУГОВЕ НАВАНТАЖЕННЯ

ВЕРЕЩАГО Є. М. *канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри морського приладобудування Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, Україна, e-mail: ventkua@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. Забезпечення підвищення якості регулювання імпульсних перетворювачів енергії з одночасним виключенням з його динаміки небажаних динамічних режимів. Побудова імітаційної моделі мостового перетворювача з фазовим керуванням і м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження, дослідження статичних і динамічних характеристик, аналіз статичних і динамічних режимів функціонування замкнутої системи стабілізації струму, вивчення нелінійних динамічних властивостей розглянутого перетворювача з

ШИМ, порівняльний аналіз частотних характеристик реальної замкнутої імпульсної системи з характеристиками її лінійної моделі.

Методи дослідження. Фундаментальні принципи теорії зворотного зв'язку, частотного аналізу стійкості електричних ланцюгів і управління, математичного моделювання та спектрального аналізу процесів в нелінійних дискретних системах, цифрової обробки сигналів і експериментального визначення характеристик і параметрів систем автоматичного управління. Застосування інженерної методики та універсальної комп'ютерної програми, що базуються на нових рішеннях матричних рівнянь ланцюгів, що дозволяють на якісно іншому рівні в автоматичному режимі виконувати трудомісткі розрахунки частотних характеристик, що враховують нелінійний характер процесів в замкнутих сучасних потужних імпульсних системах.

Отримані результати. Запропонована система регулювання струму на основі перетворювача з м'якою комутацією транзисторів володіє достатньою надійністю і терміном служби, дозволяє отримати високий ККД і показники якості і точності в умовах невизначеності параметрів об'єкта і збурень. Розроблено методику проектування оптимальних за Бодє частотних характеристик петлевого посилення розглянутого перетворювача з ШИМ, в можливості регулювання статичної та виборі динамічної нестійкості вихідного струму, в забезпеченні стійкої роботи і виключення автоколивального режиму стабілізованого перетворювача, що працює на довільне комплексне навантаження.

Наукова новизна. Отримала подальший розвиток теорія частотного управління шляхом її поширення на новий клас об'єктів - джерела живлення для електротехнологій з поліпшеними показниками якості і точності, що дозволяє підняти зварювальні та суміжні з нею технології на більш високий рівень, вирішити багато проблем, в тому числі проблему поліпшення якості кінцевого продукту.

Практична цінність. Розглянуті в статті аналіз статичних і динамічних характеристик і застосування нових методик розрахунку і засобів вимірювання еквівалентних частотних характеристик перетворювальних пристроїв з ШИМ слід вважати як один з етапів створення інженерних методик синтезу регуляторів джерела живлення, який би розглядав останні як істотно нелінійні системи і враховуючи можливість виникнення небажаних динамічних режимів. Метод замкнутого контуру дозволяє визначити частотні характеристики функції петлевого посилення перетворювача з ШИМ, адекватно відображаючи умови стійкості та можливі режими генерації.

Ключові слова: якість стабілізації; імпульсний перетворювач постійного струму; комбіноване управління.

RESEARCH OF STATIC AND DYNAMIC CHARACTERISTICS OF A VOLTAGE CONVERTER WITH SOFT SWITCHING RUNNING ON ARC LOAD

VERESCHAGO E.N. *PhD, Associate professor, Associate professor of Department of Marine Instrument of National University of Shipbuilding named after Admiral Makarov, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: venmkua@gmail.com;*

KOSTYUCHENKO V.I. *PhD, Associate Professor of the Department of Marine Electric Power Systems of the National University of Shipbuilding named after Admiral Makarov, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: vikmkua@gmail.com.*

Purpose. The purpose of the work is to ensure the improvement of the regulation quality of pulsed energy converters with simultaneous exclusion of undesirable dynamic modes from its dynamics. Construction of a simulation model of a bridge converter with phase control and soft switching operating on an arc load, studying static and dynamic characteristics, analyzing static and dynamic modes of a closed current stabilization system, studying the nonlinear dynamic properties of the considered converter with PWM, comparative analysis of the frequency characteristics of a real closed pulse system with the characteristics of its linear model.

Methodology. Fundamental principles of feedback theory, frequency analysis of electrical circuit stability and control, mathematical modeling and spectral analysis of processes in nonlinear discrete systems, digital signal processing and experimental determination of characteristics and parameters of automatic control systems. The use of engineering techniques and universal computer programs based on new solutions of the matrix equations of circuits, which allow to perform time-consuming calculations of frequency characteristics that take into account the nonlinear nature of processes in closed modern high-power pulse systems at a qualitatively different level.

Findings. The proposed current control system based on a converter with soft switching transistors has sufficient reliability and service life, allows to obtain high efficiency as well as quality and accuracy indicators in conditions of uncertainty of object parameters and disturbances. A technique has been developed for designing the Bode-optimal frequency characteristics of the loop gain of the considered converter with PWM, in the possibility of controlling the static and choosing the dynamic instability of the output current, in ensuring stable operation and eliminating the self-

oscillating mode of the stabilized converter operating on an arbitrary complex load.

Originality. The theory of frequency control has been further developed by extending it to a new class of objects — power sources for electrical technologies with improved quality and accuracy indicators, which makes it possible to raise welding technologies and related technologies to a higher level, to solve many problems, including the problem of improving the final product quality.

Practical value. The analysis of static and dynamic characteristics considered in the article and the use of new methods for calculating and measuring the equivalent frequency characteristics of converting devices with PWM should be considered as one of the stages of creating engineering methods for synthesizing power supply regulators, considering the latter as essentially nonlinear systems and taking into account the possibility of undesirable dynamic modes. The closed-loop method allows to determine the frequency characteristics of the loop gain function of a PWM converter that adequately reflects the stability conditions and possible lasing modes.

Keywords: quality of stabilization; pulse converter of a direct current; combined control.

REFERENCES

- tems, Academic Press, 740.
- [1] Aleksandrov, A.G. (2010) Chastotnaja teorija avtomaticheskogo upravlenija (chastotnoe upravlenie). Jelektrostal': JePI MISiS, 320.
- [2] Korzhavin, O.A. Dinamicheskie harakteristiki impul'snyh poluprovodnikovyh preobrazovatelej i stabilizatorov postojannogo naprjazhenija. (1977). Moscow, Radio and communication, 360.
- [3] Bode, Henrik W. (1946). Network Analysis and Feedback Amplifier Design. New York: D. Van Nostrand Company, 642.
- [4] Vereshhago, E.N., Kostjuchenko, V.I., Fel'dsher, I.F. (2007). Analiz jelektromagnitnyh processov v FB-ZVS-PS DC-DC konvertore s LCC-konturami [Analysis of electromagnetic processes in FB-ZVS-PS DC-DC converter with LCC circuits]. *Visnyk of the Khmelnytsky National University*. 2 (1), 225-229.
- [5] Vereshhago, E.N., Kostjuchenko, V.I., Fel'dsher, I.F. (2007). Kvazirezonsantnye invertory v ustrojstvah jelektropitanija dlja vozdušno-plazmennoj rezki [Quasiresonant inverters in power supply devices for air plasma cutting]. *Technical electrodynamics. Thematic issue "Power Electronics and Energy Efficiency"*. 4, 8-11.
- [6] Jovanovic, M. (1988). Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency off-line Converters. *IEEE Proceedings of APEC*, 23-32.
- [7] Vereshhago, E.N., Kvasnickij, V.F., Miroshnichenko, L.N., Pentegov, I.V. (2000). Shemotehnika invertornyh istochnikov pitaniya dlja dugovoj nagruzki. Nikolaev: UGMTU, 283.
- [8] Middlebrook, R.D. (1977). Input filter consideration in design and application of switching regulators. *IEEE PESC*, 36-57.
- [9] Horowitz, I.M. (1963). Synthesis of Feedback Sys-
- [10] Vereshhago, E.N., Kostjuchenko, V.I. (2019). Chuvstvitel'nost' harakteristik modeli jelektricheskogo dugi k izmeneniju parametrov jelementov [Sensitivity of characteristics of model of the electric arc to change of parameters of elements]. *Electrical Engineering And Power Engineering*, 1, 22-31. DOI: 10.15588/1607-6761-2019-1-2
- [11] Dmitrikov, V.V. (2008). Osnovy teorii cepej, Moscow, Gorjachaja linija, 424.
- [12] Ghetty, P.P.K. (1986). Switch-mode power supply design. TAB Books Inc., 326.
- [13] Arif, A., Wang, Z., Wang, J., Mather, B., Bashualdo, H., Zhao, D. (2017). Load Modeling A Review. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9, 6, 5986-5999. DOI: 10.1109/TSG.2017.2700436
- [14] Krein, P.T., Bass, R.M. (1990). Types of instabilities encountered in simple power electronics circuits: Unboundedness, chattering and chaos. *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, 191-194. DOI: 10.1109/APEC.1990.66411
- [15] Lowke, J. J., Morrow, R., Haidar, J. (1997). A simplified unified theory of arcs and their electrodes. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 30, 2033-2042. DOI: 10.1088/0022-3727/30/14/011
- [16] Mayer, E. A., King, R. J. (2001). An improved sampled-data current-mode-control model which explains the effects of control delay. *IEEE Trans on Power Electronics*, 16, 3, 369-374. DOI: 10.1109/63.923769
- [17] Loos, A. V., Lukutin, A. V., Saraev, Ju. N. (1998). Istochniki pitaniya dlja impul'snyh tehnologicheskikh processov. Tomsk: Izdatel'sko-poligraficheskaja firma TPU, 160.
- [18] Miljutin, V. S., Shalimov, M. P., Shanchurov, S.M. (2007). Istochniki pitaniya dlja svarki. Moscow.: Ajris-press, 376.