

(37) и (45) для различных вариантов групп основных кинематических переменных. В первой системе – это u, v, w, θ_x и θ_y , во второй – u, v, w, ψ_x и ψ_y . Эти системы путем несложных преобразований сводятся одна к другой. Но они имеют самостоятельное значение в ряде случаев. Допустим, если задача расчета пластины решается приближенными методами, например, методом Бубнова–Галеркина. Тогда при выборе в качестве одних из основных переменных углов наклона сечения θ_x и θ_y (это имеет смысл сделать при классических вариантах граничных условий) следует работать с системой (37). Если же

граничные условия нетрадиционные (зашемление со свободным сдвигом или шарнирное опирание с фиксированным сдвигом), то системой (37) нельзя воспользоваться, а нужно рассматривать систему (45), и в качестве основных угловых кинематических переменных назначить ψ_x и ψ_y .

Библиографическая ссылка

1. Васильев В. В. Механика конструкций из композиционных материалов. М. : Машиностроение, 1988.

V. A. Nesterov, A. V. Lopatin

DERIVATION OF RESULTING EQUATIONS OF BALANCE OF A PLATE WITH LOW TRANSVERSE SHEAR STIFFNESS

A variational statement of a problem of deformation of a plate with low value of transverse shear stiffness is considered in this article. The derivation of the resulting equations of balance and natural boundary conditions is performed in two optional variants of the basic angular variables: surface normal tilting angles and transverse shear angles.

Keywords: plate, transverse shear.

© Нестеров В. А., Лопатин А. В., 2010

УДК 621.791.72

С. В. Суковатенко, Н. Н. Горяшин, В. Д. Лаптенко

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ИСТОЧНИКА УСКОРЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ СВАРКИ НА БАЗЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Предложена математическая модель высоковольтного источника ускоряющего напряжения для электронно-лучевой сварки на базе мостового резонансного преобразователя с коммутацией ключевого элемента при нуле напряжения. Данная модель позволяет проводить динамический анализ подобных систем при больших возмущающих воздействиях.

Ключевые слова: резонансный преобразователь напряжения, электронно-лучевая сварка.

Известно, что к высоковольтному источнику ускоряющего напряжения (ВИУН) для электронно-лучевой сварки (ЭЛС) предъявляются особые требования по стабилизации и регулированию выходного напряжения, устойчивости к высоковольтным пробоям в электронной пушке, работе в импульсных режимах сварки [1]. Для обеспечения требований, предъявляемых к современным установкам ЭЛС, в качестве ВИУН используют высокочастотные инверторные преобразователи напряжения (ПН). Динамические характеристики таких ПН, как правило, оказывают существенное влияние на качество процесса сварки, что приводит к постановке задачи по поиску оптимальных решений при синтезе таких преобразователей с позиции повышения энергетической и динамической эффективности.

В статье предлагается рассмотреть ВИУН для ЭЛС на базе мостового резонансного преобразователя с подклю-

чением нагрузки к конденсатору резонансного контура (рис. 1) и переключением силовых ключей при нулевом значении напряжения (ПНН) [2]. Для анализа динамических характеристик и возможности выбора законов регулирования при управлении сварочным процессом задача сводится к адекватному математическому моделированию основных режимов рассматриваемого ПН.

Использование вышеуказанной топологии ПН вызвано большим коэффициентом передачи высоковольтного повышающего трансформатора, который обуславливает большие значения паразитных межвитковых, межслойных и межобмоточных емкостей вторичной обмотки, а большие габариты значительно повышают индуктивность рассеяния. Поэтому резонансной емкостью C_p является паразитная емкость вторичной обмотки, пересчитанная к первичной обмотке, а резонансной индуктивностью L_p является индуктивность рассеяния первичной обмотки и

дополнительная индуктивность дросселя, вводимая для обеспечения требуемой резонансной частоты контура.

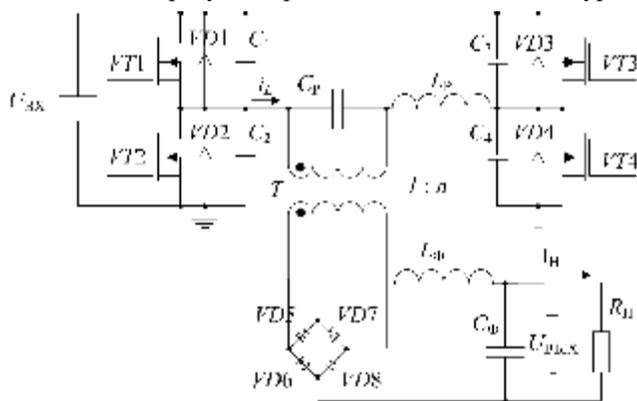


Рис. 1. Мостовой резонансный преобразователь напряжения с ПНН

Для анализа работы схемы необходимо сделать следующие допущения, принятые в работе [3]:

- элементы VT1–VT4, VD1–VD4, L_p , C_p , L_ϕ , C_ϕ и трансформатор считаем идеальными;
- элементы выходного фильтра L_ϕ , C_ϕ выбираем достаточно большими, чтобы пульсации на выходе ПН были в допустимых пределах;
- средний ток дросселя равен току нагрузки в установившемся режиме;
- частоту коммутации выбираем выше резонансной для обеспечения режима ПНН.

С этими допущениями один полупериод работы преобразователя в режиме непрерывного напряжения U_{cp} резонансного конденсатора можно разбить на 2 временных интервала (рис. 2), которые согласно [2] описываются кусочно-заданными функциями:

$$0 \leq t < T_\alpha \begin{cases} u_{cp}(t) = U_{вх} + [u_{cp}(0) - U_{вх}] \times \\ \times \cos(\omega_0 t) + [i_L(0) + nI_H] Z_0 \sin(\omega_0 t); \\ i_L(t) = -nI_H + [i_L(0) + nI_H] \cos(\omega_0 t) - \\ - \frac{[u_{cp}(0) - U_{вх}]}{Z_0} \sin(\omega_0 t); \end{cases} \quad (1)$$

$$T_\alpha \leq t \leq \frac{T_S}{2} \begin{cases} u_{cp}(t) = U_{вх} - U_{вх} \cos(\omega_0(t - T_\alpha)) + \\ + [i_L(T_\alpha) - nI_H] Z_0 \sin(\omega_0(t - T_\alpha)); \\ i_L(t) = nI_H + [i_L(T_\alpha) - nI_H] \cos(\omega_0(t - T_\alpha)) + \\ + \frac{U_{вх}}{Z_0} \sin(\omega_0(t - T_\alpha)), \end{cases} \quad (2)$$

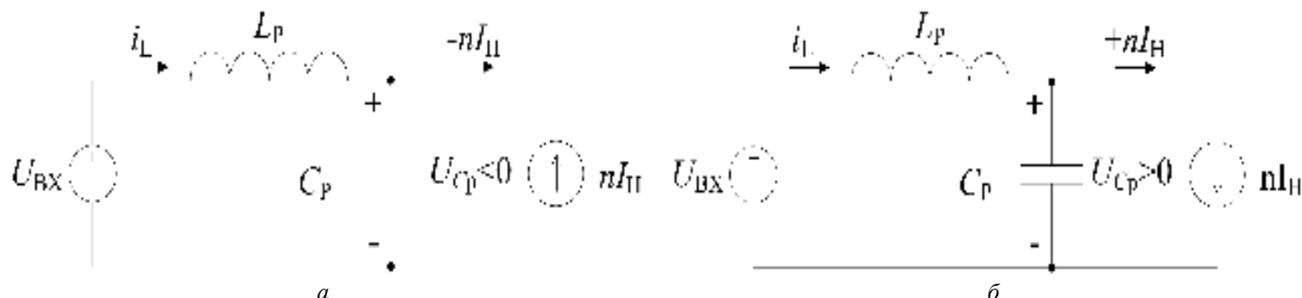


Рис. 2. Эквивалентные схемы преобразователя в течение двух интервалов одного полупериода: а – интервал времени от 0 до T_α ; б – интервал времени от T_α до $T_S/2$

где $u_{cp}(t)$ – напряжение на конденсаторе РК C_p ; $i_L(t)$ – ток через индуктивность РК L_p ; $U_{вх}$ – напряжение питания преобразователя; I_H – ток нагрузки, $Z_0 = (L_p/C_p)^{0.5}$ – волновое сопротивление РК; ω_0 – резонансная частота РК; T_S – период коммутации, T_α – интервал времени, к моменту которого напряжение $u_{cp}(t)$ достигает нулевого значения; n – коэффициент передачи трансформатора.

Переход между двумя интервалами происходит в момент времени T_α , когда напряжение на резонансном конденсаторе достигает нулевого значения и диоды VD5, VD8 начинают проводить, а диоды VD6, VD7 выключаются.

Резонансный контур (РК) возбуждается прямоугольными импульсами входного напряжения с частотой выше резонансной частоты контура. На первом полупериоде энергия, накопленная в контуре, возвращается в источник питания через открытые диоды VD2, VD3. Длительность открытого состояния диодов определяется временем достижения тока резонансного дросселя нулевого значения. При прохождении тока резонансного дросселя через нулевое значение выключаются антипараллельные диоды VD2, VD3 и включаются силовые транзисторы VT1, VT4 без потерь на переключение, поскольку шунтирующие конденсаторы C1, C4 полностью разряжены. С этого момента происходит нарастание тока резонансного дросселя и перезаряд резонансного конденсатора C_p . При выключении транзисторов VT1, VT4, в течение предусмотренной паузы между переключениями транзисторов [2], ток резонансного дросселя заряжает конденсаторы C1, C4 от нуля до напряжения питания и в то же время разряжает ранее заряженные конденсаторы C2, C3 от напряжения питания до нуля. При разряде конденсаторов C2, C3 до нуля открываются диоды VD2, VD3, и на РК подается прямоугольный импульс напряжения противоположной полярности. Далее процесс повторяется (рис. 3). Знакопеременное напряжение на конденсаторе РК через выпрямитель и двухполюсный LC-фильтр подается в нагрузку.

Таким образом, основываясь на принципе вольт-секундного баланса в дросселе фильтра L_ϕ и учитывая, что падение на выходных диодах постоянно и равно U_{D5} , можем записать уравнение для выходного напряжения:

$$U_{вых} = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S/2} [nu_{cp}(t) - 2U_{D5}] dt. \quad (3)$$

Используя выражения (1), (2) и метод фазового пространства [4], можно вычислить интеграл (3) и получить статический нелинейный коэффициент передачи по на-

пряжению как функцию от среднего тока дросселя выходного фильтра, равного току нагрузки, и относительной частоты коммутации силовых транзисторов в установившемся режиме при прочих фиксированных параметрах (рис. 4):

$$K(I_{L\phi}, F) = \frac{\sqrt{1 - \left[\frac{nI_{L\phi}Z_0}{U_{\text{вх}}} \sin\left(\frac{\pi}{2F}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2F}\right) \right]^2}}{\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)} \cdot \left(\frac{2F}{\pi}\right), \quad (4)$$

$$-\arccos\left[\frac{nI_{L\phi}Z_0}{U_{\text{вх}}} \sin\left(\frac{\pi}{2F}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2F}\right) \right]$$

где $I_{L\phi}$ – средний ток дросселя выходного фильтра, равный току нагрузки в установившемся режиме; $F = f_s/f_0$ – относительная частота коммутации; f_s – частота коммутации входного напряжения. Полученная функция приведена к удобному виду для решения поставленной задачи по сравнению с выражениями, приведенными в [3].

С учетом данного нелинейного коэффициента (4) выражение для выходного напряжения принимает следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = K(I_{L\phi}, F)n \cdot U_{\text{вх}}. \quad (5)$$

Анализ характеристик (рис. 4) показывает, что значение выходного напряжения будет существенно зависеть от тока нагрузки в установившемся режиме. Следовательно, для стабилизации выходного напряжения на заданном уровне в широком диапазоне нагрузок необходимо ввести контур отрицательной обратной связи по напряжению и изменять частоту коммутации входного напряжения в соответствии с функциональной схемой (рис. 5). Регулирование выходного напряжения в данной схеме осуществляется за счет изменения среднего значения напряжения на конденсаторе РК в зависимости от текущей частоты коммутации.

Для анализа поведения системы при больших возмущающих воздействиях на основании нелинейности коэффициента передачи (4) и модели выходного LC-фильтра [5] была синтезирована математическая модель ВИУН на базе резонансного преобразователя (рис. 6).

Результаты моделирования процессов в силовой части ВИУН без дополнительной коррекции с использова-

нием полученной непрерывной нелинейной модели и имитационной модели, созданной в пакете Micro-Cap 9,0, приведены на рис. 7. В этом пакете были реализованы все функциональные узлы резонансного ПН (см. рис. 5) с применением известных схемотехнических решений и учетом динамических свойств реальных элементов. Это позволяет дать адекватную оценку точности синтезированной непрерывной нелинейной модели.

Основной сложностью при анализе и проектировании ВИУН сварочной электронно-лучевой пушки, как следует из формулы (4), является нелинейная зависимость выходных параметров системы от тока нагрузки (5), которая объясняется изменением добротности РК $Q = R_H/Z_0$. Для решения данной проблемы применяют различные методы линеаризации, предложенные в [6–8]. Применимость данных методов ограничивается малой окрестностью рабочей точки установившегося режима. Однако анализ становится более сложным при возникновении больших отклонений от рабочего режима. В общем, «малосигнальная» модель резонансного преобразователя не позволяет предсказывать поведение системы, а также ее стабильность в широком диапазоне нагрузок.

Решить данную проблему можно, если отталкиваться от наихудшего случая линеаризованного варианта представленной системы (рис. 8) с точки зрения запаса устойчивости. Для того чтобы определить такой случай, построим семейство логарифмических амплитудно-частотных и логарифмических фазово-частотных характеристик (ЛАЧХ и ЛФЧХ) линеаризованной системы (рис. 9). Таким образом, всегда можно подобрать такую точку линеаризации, которая будет являться некоторым граничным режимом данного ПН с минимальным запасом по фазе.

Данный метод оправдывается тем, что резонансный ПН, инерционная часть которого представлена колебательным звеном, имеет повышенные демпфирующие свойства, по сравнению с традиционными ПН с широтно-импульсной модуляцией, что повышает его устойчивость при замкнутом регулировании. Это в свою очередь подтверждается аperiodическим переходным процессом (см. рис. 7).

На основании проведенных исследований и полученных результатов можно сделать следующие выводы:

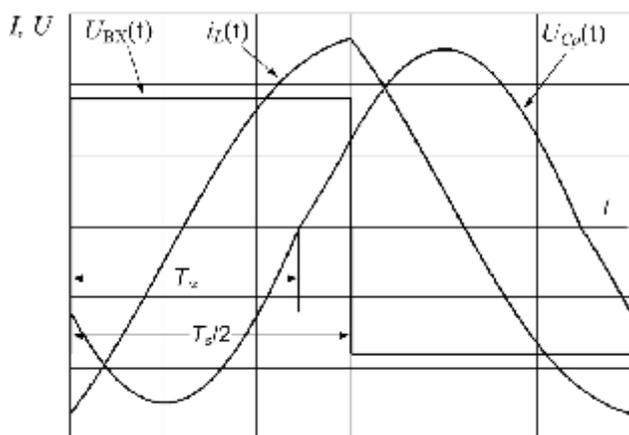


Рис. 3. Временные диаграммы работы резонансного преобразователя

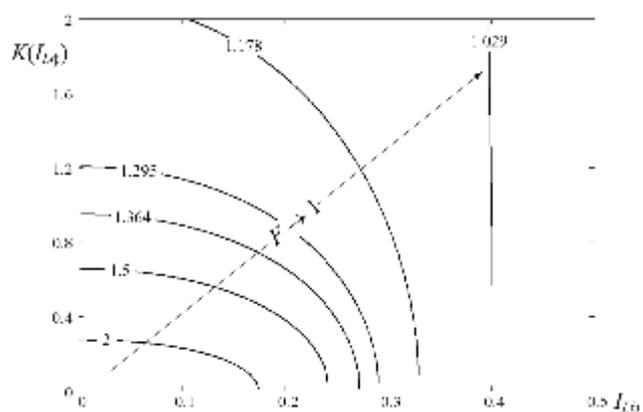


Рис. 4. Семейство характеристик, отображающих статическую зависимость коэффициента передачи резонансного преобразователя от среднего значения тока дросселя выходного фильтра при различных значениях относительной частоты коммутации F

– адекватность полученной модели при исследовании электромагнитных процессов преобразователя с использованием имитационной модели в формате P-Spice подтверждается высокой сходимостью с экспериментальными результатами при проектировании подобных систем;

– полученная математическая модель может быть использована для анализа динамических показателей качества ВИУН, построенного на базе мостового резонансного преобразователя с ПНН, и как основной инструмент методики выбора силовой части ВИУН и методики синтеза закона управления.

Библиографические ссылки

1. Электронно-лучевая сварка / О. К. Назаренко [и др.] ; под ред. Б. Е. Патона. Киев : Наук. думка, 1987.
2. Суковатенко С. В., Горюшин Н. Н., Лаптенко В. Д. Анализ коммутационных процессов в силовой части источника ускоряющего напряжения для электронно-лучевой сварки // Решетневские чтения : тез. докл. XIII Меж-

дунар. науч.-практ. конф. ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2009. С. 496–497.

3. Johnson S. D., Erickson R. W. Steady-state analysis and design of the parallel resonant converter // IEEE Trans. Power Electron. Vol. 3. 1988. № 4. P. 93–104.
4. Oruganti R., Lee F. C. State-Plane Analysis of the Parallel Resonant Converter // IEEE PESC Record. 1985. P. 56–73.
5. Dynamic analysis and control design of LCC resonant converter / E. X. Yang [et al.] // IEEE PESC. Vol. 1. 1992. P. 362–369.
6. Witulsky A. F., Hernandez A. F., Erickson R. W. Small Signal Equivalent Circuit Modeling of Resonant Converters // IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 6. 1991. № 1. P. 11–27.
7. Vorperian V. Approximate Small-Signal Analysis of the Series and Parallel Resonant Converters // IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 4. 1989. № 1. P. 15–24.
8. Yang E. X., Lee F. C., Jovanovic M. M. Small-Signal Modeling of LCC Resonant Converter // IEEE PESC. 1992. P. 941–948.

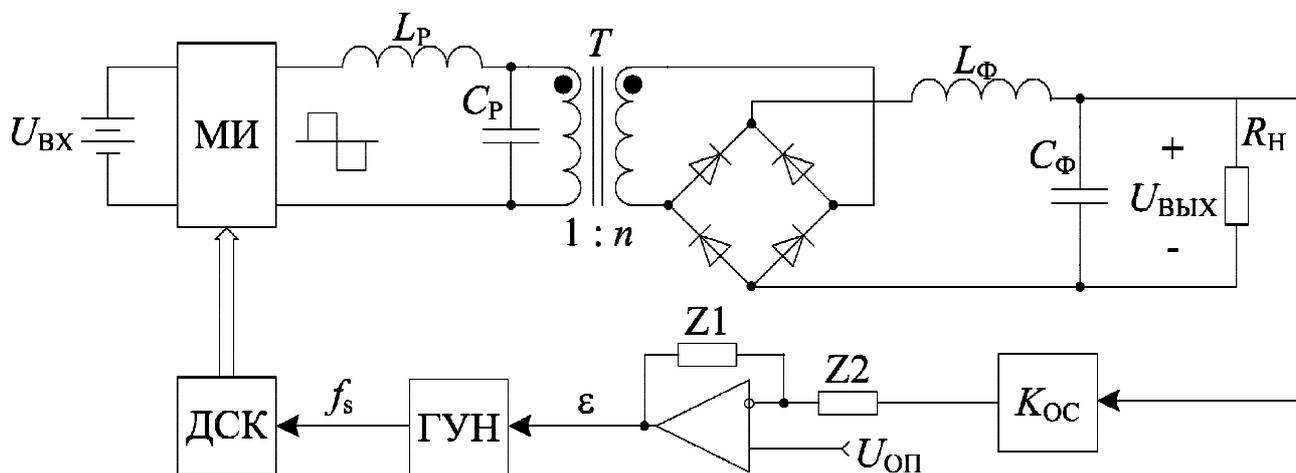


Рис. 5. Функциональная схема ВИУН на базе резонансного преобразователя: K_{oc} – коэффициент обратной связи; $U_{оп}$ – опорное напряжение; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ДСК – драйверы силовых ключей; МИ – мостовой инвертор; ε – сигнал ошибки

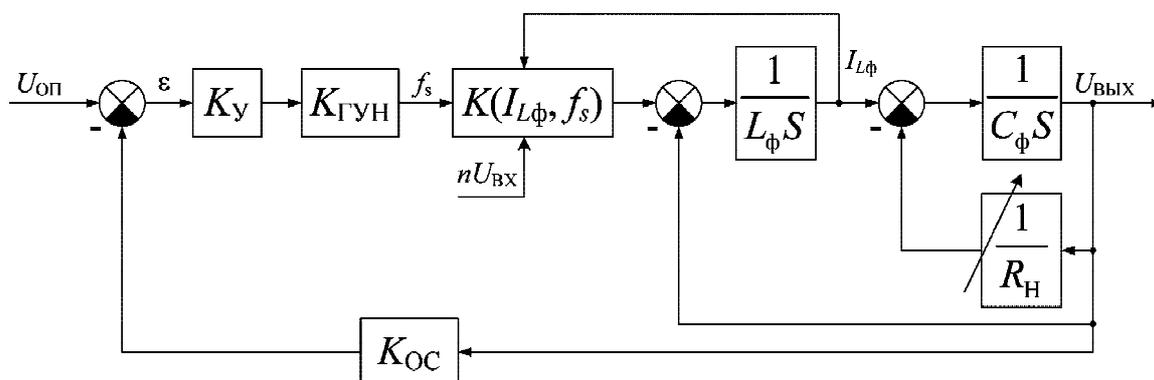


Рис. 6. Структурная схема непрерывной нелинейной модели ВИУН на базе резонансного преобразователя: $U_{оп}$ – опорное напряжение, K_{oc} – коэффициент обратной связи; K_y – коэффициент усиления операционного усилителя; $K_{гун}$ – коэффициент усиления генератора, управляемого напряжением

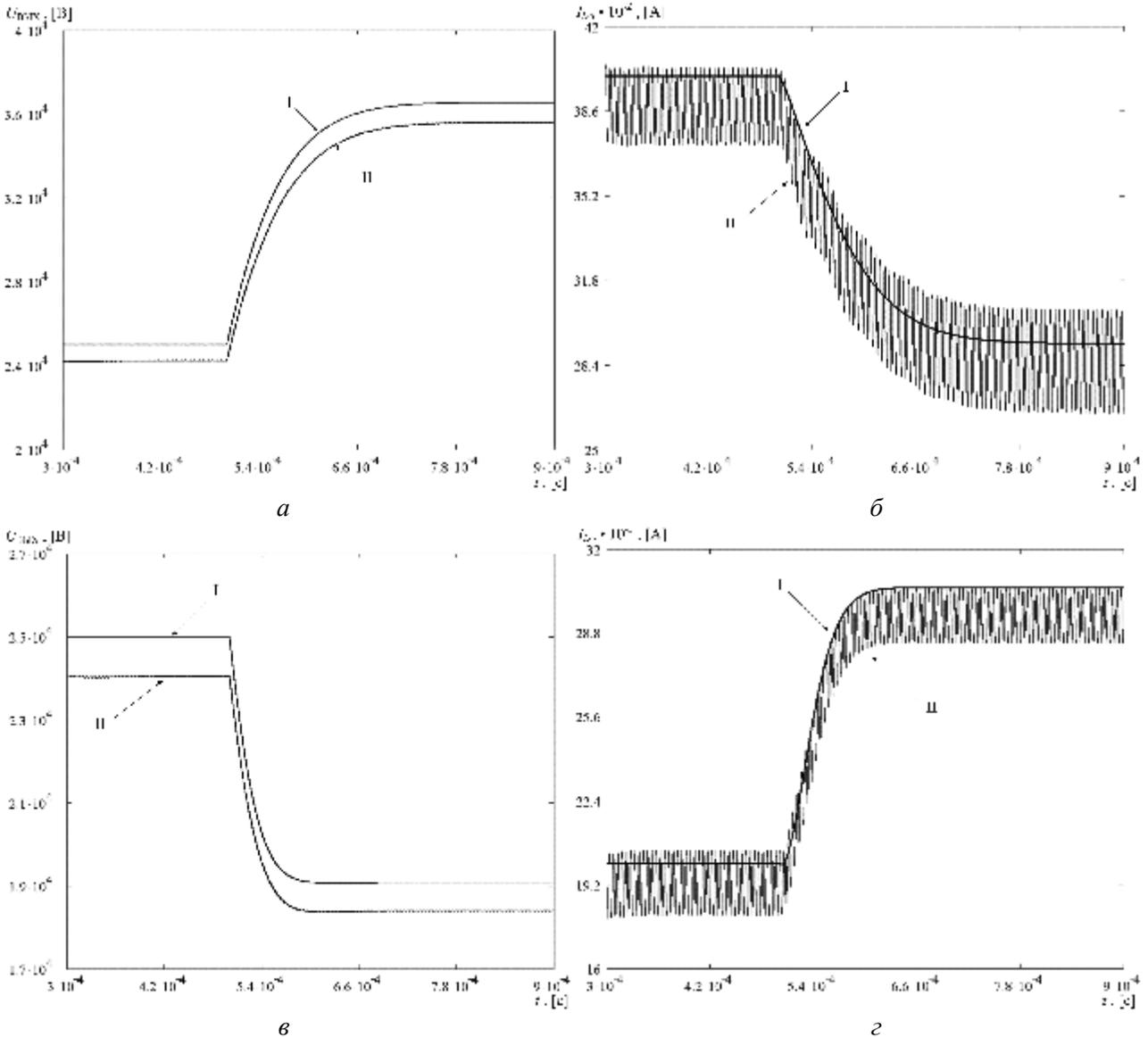


Рис. 7. Переходные процессы на выходе ВИУН на базе резонансного преобразователя при ступенчатом изменении сопротивления нагрузки от 62,5 до 125 кОм (а–б); от 125 до 62,5 кОм (в–г), полученные при помощи математического моделирования непрерывной модели (I) и имитационного моделирования в формате P-Spice (II)

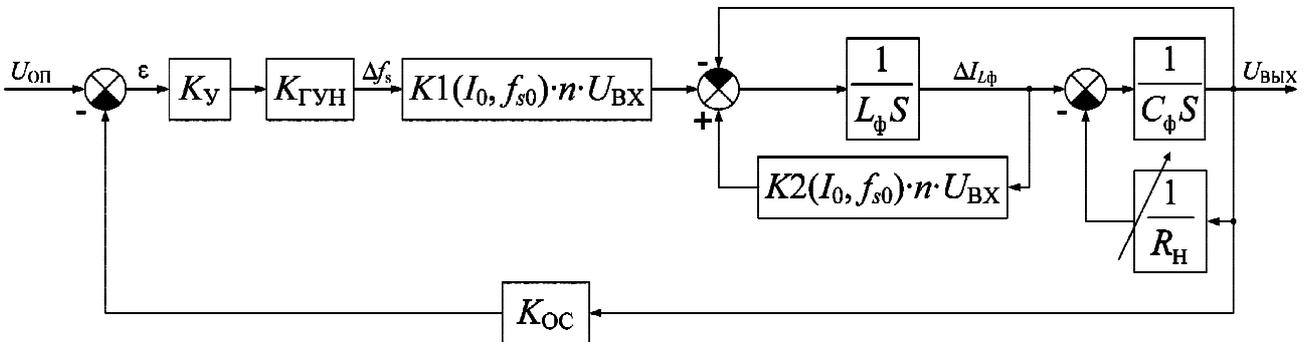


Рис. 8. Структурная схема непрерывной линейризованной модели ВИУН на базе резонансного преобразователя: I_0 – ток нагрузки в установившемся режиме, в окрестности значения которого линейризуется система резонансного ПН; f_{s0} – частота преобразования, соответствующая I_0 ; ΔI_{ϕ} и Δf_s – малые приращения тока и частоты; $K1(I_0, f_{s0})$ – значение производной нелинейного коэффициента (4) по частоте преобразования в окрестности линейризуемого значения; $K2(I_0, f_{s0})$ – значение производной нелинейного коэффициента (4) по среднему току дросселя в окрестности линейризуемого значения

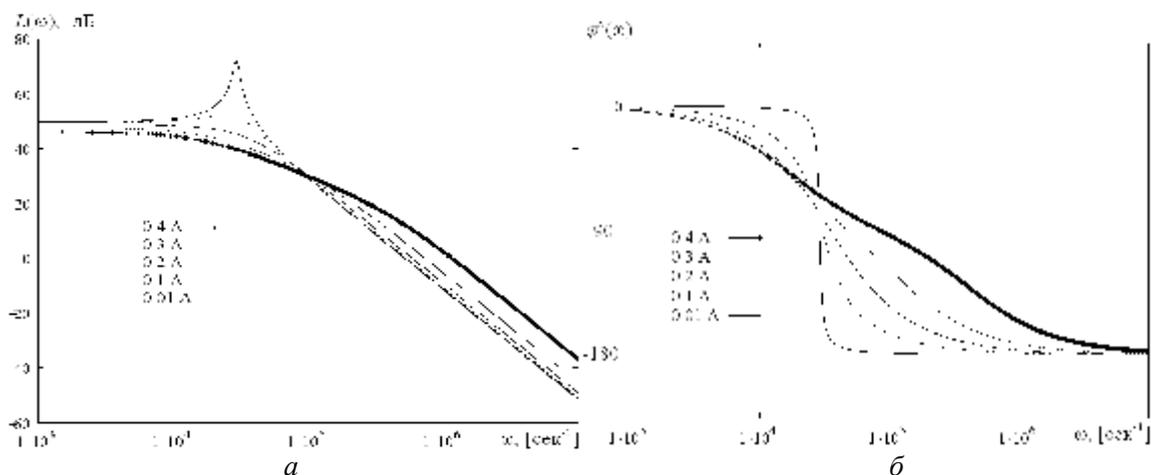


Рис. 9. Семейство ЛЧХ линейризованной системы для различных рабочих режимов без дополнительной коррекции: *a* – семейство ЛАЧХ; *б* – семейство ЛФЧХ

S. V. Sukovatenko, N. N. Goryashin, V. D. Laptenok

MATHEMATICAL MODELING OF HIGH-VOLTAGE ACCELERATING POWER SUPPLY FOR ELECTRON-BEAM WELDING BASED ON PARALLEL RESONANT CONVERTER WITH ZERO VOLTAGE SWITCHING

This article proposes mathematical model of high-voltage accelerating power supply for electron-beam welding based on parallel resonant converter with zero voltage switching which allows to carry out dynamic analysis of such systems under considerable excitations.

Keywords: parallel resonant converter, electron-beam welding.

© Суковатенко С. В., Горяшин Н. Н., Лаптенко В. Д., 2010

УДК 621.391

С. Н. Назаров, А. А. Шагарова

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕХАНИЗМА РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА В ГИБРИДНОЙ СЕТИ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Рассматриваются возможности реализации алгоритмов разнесенного приема в гибридных сетях беспроводной передачи информации. В основе алгоритмов разнесенного приема лежит тот факт, что при решении задач оптимальной обработки полей их корреляционные характеристики являются определяющими для описания как гауссовских, так и стохастических полей произвольного вида.

Ключевые слова: гибридная сеть беспроводной передачи информации, алгоритм разнесенного приема, коэффициент корреляции, оптимальный прием.

Дальнейшее развитие беспроводных сетей передачи информации заключается в обеспечении охвата абонентов различными телекоммуникационными услугами по принципу «где угодно, что угодно, когда угодно». Решать задачу построения такого вида сетей возможно на основе принципа конвергенции стандартов, обеспечивая совместимость по целям управления. Для обеспечения эффективной работы беспроводных сетей разработаны международные стандарты, протоколы и рекомендации, которые специфицируют физический уровень и уровень

управления доступом (MAC): IEEE 802.15, 11, 16, 20, 21 сотовой и декаметровый радиосвязи. Применение совокупности данных стандартов позволяет строить гибридные сети беспроводной передачи информации (ГСБПИ), для этого необходимо решать множество задач, одной из которых является применение в ГСБПИ разнесенного приема.

Анализ способов разнесенного приема сигналов. Применение разнесенного приема сигналов в радиоканале является эффективным средством повышения достовер-