

УДК 621.314

**Павлов Геннадий Викторович**, д-р техн. наук, проф.**Обрубов Андрей Валерийович**, канд. техн. наук, доц.

Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова, м. Николаев, Украина; 54001, пр. Героев Сталинграда, 9; 0506809828; oscillon@rambler.ru; (0000-0001-9667-1703)

**РЕЗОНАНСНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ В ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ**

*Запропоновано силові схеми резонансних перетворювачів з підключенням декількох джерел живлення та навантажень для використання в системах комплексного електроживлення, визначено схеми заміщення та метод аналізу процесів на основі принципу накладення складових струму контуру. Метод дозволить по заданим послідовностям підключення еквівалентних джерел до контуру перетворювача отримати його динамічні характеристики.*

**Ключові слова:** резонансний перетворювач, резонансний контур, послідовність комбінацій джерел

**Павлов Геннадий Викторович**, д-р техн. наук, проф.**Обрубов Андрей Валерьевич**, канд. техн. наук, доц.

Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова, г. Николаев, Украина; 54001, пр. Героев Сталинграда, 9; 0506809828; oscillon@rambler.ru; (0000-0001-9667-1703)

**РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ**

*Предложены силовые схемы резонансных преобразователей с подключением нескольких источников питания и нагрузок для использования в системах комплексного электропитания, определены схемы замещения и метод анализа процессов на основе принципа наложения составляющих тока контура. Метод позволит по заданным последовательностям подключения эквивалентных источников к контуру преобразователя получить его динамические характеристики.*

**Ключевые слова:** резонансный преобразователь, резонансный контур, последовательность комбинаций источников

**Pavlov Gennady Victorovitch**, Dr. Eng. Sc., Prof.,**Obrubov Andrey Valerievitch**, Cand., Sc. (Eng.), Assoc. Prof.

National University of Shipbuilding named adm. Makarov, Nikolaev, Ukraine; 54037, Heroes of Stalingrad Avenue, 9; 0506809828; oscillon@rambler.ru; (0000-0001-9667-1703)

**RESONANT CONVERTER IN ENERGY EFFICIENT ELECTRICAL SYSTEMS**

*To improve energy efficiency of local systems of power supply scheme proposed resonant converters connecting multiple power sources and loads, which reduce the number of force elements compared to using separate transducers for each direction of energy. Defined equivalent circuit resonant converter with constant linear part containing passive elements and reactive resonant circuits. The structure of the converter varies only by changing the combination of the connected equivalent sources. Proposed a method for the analysis of processes converter based on the principle of addition components of the current loop. Method allows to specify the sequences of equivalent sources to connect the inverter circuit to get his transfer functions as a control object. This, in turn, will synthesize automatic control systems regulators resonant converters.*

**Key Words:** Resonant Converter, Resonant Circuit, Sequence combination of sources

**Постановка проблемы и анализ публикаций**

Энергоэффективность является показателем использования предоставляемых энергоресурсов в системах с существенной ценностью энергии. Энергоэффективными электротехническими системами будем называть системы накопления, преобразования и распределения электроэнергии с компонентами, обеспечивающими использование различных видов энергии – в том числе механической, тепловой, излучений и с компонентами, снижающими нежелательные побочные энергетические воздействия, например, перегрев, помехи, и прочие потери энергии на пути ее передачи к потребителям. Резонансные преобразователи электроэнергии в некоторых режимах работы имеют малые потери энергии и низкий уровень помех по сравнению с нерезонансными преобразователями. Поэтому с успехом могут быть использованы в качестве компонентов энергоэффективных электротехнических систем [1–5]. Мировая практика показывает, что к

системам, в которых целесообразно использовать резонансные преобразователи, относятся: специализированные системы электропитания, освещения, бесконтактной передачи энергии, высоковольтные источники, индукционные технологические системы, сварочные дуговые источники [3, 6, 8]. Благодаря использованию в них резонансных преобразователей достигаются снижение массы и габаритов систем, потерь энергии, излучаемых помех, формируются желаемые естественные внешние характеристики источников электропитания, реализуется принцип преобразования с использованием неустранимых реактивных параметров силовых элементов схем, осуществляется близкая бесконтактная передача энергии.

Однако существуют трудности, препятствующие внедрению резонансных преобразователей в электротехнические системы. Прежде всего, это трудность обеспечения желаемой динамики, точности и устойчивости регулирования. Также следует отметить, что силовые резонансные схемы более сложны и дорогостоящи по сравнению с нерезонансными за счет применения специальных высокочастотных силовых конденсаторов, сердечников и многожильных обмоточных проводов для создания особых магнитных систем [9]. Резонансные преобразователи обычно проектируются для конкретных нагрузок [7, 8, 10–12], поскольку сложно сделать резонансную схему, удовлетворительно работающую с различными нагрузками, особенно при формировании непостоянных выходных напряжений и токов. Схемы с резонансными контурами, как правило, характеризуются большой колебательностью процессов. Это относится к мгновенным величинам токов и напряжений и к огибающим вынужденных колебаний инверторов и импульсных коммутаторов преобразователей. Устойчивое управление такими объектами возможно только при точной компенсации полюсов эквивалентной передаточной функции либо при замедлении регулятора. Но компенсация полюсов затруднена из-за нестабильности параметров элементов силовых схем преобразователей.

В отличие от преобразователей постоянного напряжения, где сглаживание пульсаций напряжения питания и пульсаций преобразования в значительной степени осуществляется входным и выходным фильтрами с низкой частотой пропускания, в преобразователях переменного напряжения нельзя чрезмерно снижать частоту пропускания фильтров и в такой же мере использовать их сглаживающее действие. Пульсации и прочие нежелательные колебания напряжений, имеющие частотный спектр, близкий со спектром полезных составляющих, должны быть подавлены за счет регулирования [2, 6]. Еще одна проблема – питание реактивных нагрузок переменным напряжением. При емкостной либо индуктивной нагрузке пиковые токи и напряжения могут в разы превышать текущие средние значения, соответствующие активной составляющей нагрузки [10, 12].

Разрешение затруднений, связанных с внедрением в электротехнические системы резонансных преобразователей, может быть достигнуто путями совершенствования систем управления и синтеза схем преобразователей с желаемыми свойствами объектов управления. Поэтому с одной стороны, необходимы нелинейные и адаптивные регуляторы, реализованные с использованием сигнальных процессоров и основанные на интеллектуальных технологиях управления, с другой стороны, математические модели силовых схем резонансных преобразователей, позволяющие определить параметры преобразователей как объектов управления на основании входных данных, легко получаемых исходя из предполагаемого принципа работы силовой схемы и из эксперимента.

### **Постановка задачи**

Задачами работы являются:

- обзор и композиция силовых схем резонансных преобразователей последовательной топологии для обеспечения возможности расширения множества подключенных к преобразователю источников и потребителей электроэнергии. Это позволит оптимизировать количество дорогостоящих силовых компонентов;
- определение обобщенного подхода к анализу процессов и динамических свойств силовых схем резонансных преобразователей, позволяющего в перспективе

автоматизировать процесс проектирования систем управления резонансными преобразователями.

### Изложение основного материала

Рассмотрим локальную систему комплексного электропитания. Возможная концепция системы представлена в виде схемы на рис. 1 с обозначенными направлениями передачи электроэнергии. Система принимает энергию от  $n$  источников, накапливает ее излишки в накопителях-аккумуляторах либо возвращает в сеть и передает требуемое количество энергии к  $m$  нагрузкам-потребителям  $H1-Hm$ . Для различных потребителей создаются отдельные выходы со своими преобразователями, например, постоянного напряжения с номиналами 5, 12, 19 В и переменного напряжения с номиналом 220 В. Организация в единой системе нескольких выходов, согласованных с различными потребителями, позволяет в целом сократить расходы на привлечение промежуточных преобразователей электроэнергии. Управление потоками электроэнергии и преобразование ее параметров осуществляется с помощью коммутационно-распределительной схемы К-РС, набора преобразователей источников ПИ1-ПИ $n$ , преобразователей потребителей ПП1-ПП $m$ , сетевого блока питания СБП и рекуперированного преобразователя РП. Система управления СУ выполняет функции управления и мониторинга со стороны внешней системы через интерфейсы связи ИС.

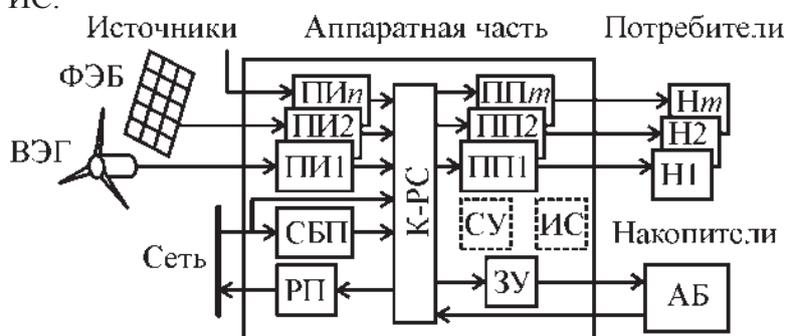


Рис.1. Функциональная схема системы комплексного электропитания:

ФЭБ – фотоэлектрическая батарея, солнечная батарея; ВЭГ – ветроэнергетический генератор; ПИ1, ПИ2, ПИ $n$  – преобразователи источников; СБП – сетевой блок питания; РП – рекуперированный преобразователь; К-РС – коммутационно-распределительная схема; ПП1, ПП2, ПП $m$  – преобразователи потребителей; H1, H2, H $m$  – нагрузки, потребители электроэнергии; СУ – система управления; ИС – интерфейс связи; ЗУ – зарядное устройство; АБ – аккумуляторная батарея

Понятно, что техническая реализация системы допускает исключение, объединение и разделение функциональных блоков на рис. 1 в соответствии с задачами системы. Для структурного объединения целесообразно перейти от концепции системы с отдельными преобразователями на рис. 2а, 2б к концепции системы на рис. 2в и использовать преобразователи, совмещающие в себе элементарные функции данной системы, другими словами, позволяющие наряду с преобразованием электроэнергии нескольких  $n$  источников еще распределять ее между несколькими  $m$  потребителями. Если источник электроэнергии способен принимать электроэнергию, в данной системе он может стать ее потребителем.

Структурное объединение системы позволит, вероятно, снизить материалоемкость силовой части, но потребует относительно сложных и надежных алгоритмов управления, реализуемых на базе сигнальных процессоров. Поэтому актуальной здесь является задача разработки алгоритмов управления резонансными преобразователями с множественным подключением. Для ее решения необходимо рассмотреть ряд схем резонансных преобразователей со схожей топологией и определить обобщенный метод анализа процессов в этих схемах для последующего определения динамических характеристик и разработки автоматических регуляторов выходных величин.

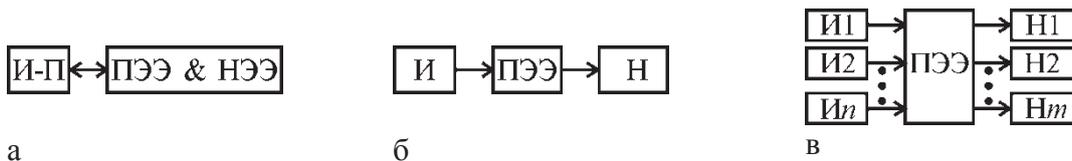


Рис. 2. Концепции преобразовательных систем: а – с одним подключением; б – типовая с двумя подключениями; в – с множеством подключений, где И-П – источник-потребитель, ПЭЭ – преобразователь электроэнергии, НЭЭ – накопитель электроэнергии, И – источник, Н – нагрузка

В качестве первого примера рассмотрим схему зарядного резонансного преобразователя на рис. 3а, позволяющего заряжать несколько аккумуляторных батарей АВ по индивидуальным графикам зарядных процессов. Подобные задачи возникают при эксплуатации аккумуляторного оборудования со сменными секциями. Силовая схема преобразователя содержит сетевой фильтр  $CY1, CY2, LF, CF1$ , однофазный выпрямитель с емкостным фильтром  $V, RV, CE$ , резонансный инвертор с элементами резонансной цепи  $VT1, VT2, Cr, Lr$ , трансформатор тока  $TA$ , трансформаторы напряжения  $TV1, TV2$ , выходные выпрямители  $VD1-VD4, Cq1$  и  $VD5-VD8, Cq2$  и регулирующие транзисторы  $VT3-VT6$ . К выходам подключены аккумуляторные батареи  $AB1$  и  $AB2$ , включенные последовательно между собой. Величина выходного напряжения  $Uq$  определяется количеством аккумуляторных батарей с трансформаторно-выпрямительными секциями. Полевые транзисторы управляются сигналами  $g1-g6$  в виде напряжений относительно соответствующих истоков. На рис. 3б показана эквивалентная схема с идеальными ключами и элементами резонансной цепи  $r, L, C$ . Трансформаторы также идеализированы и исключены из схемы. Их активные сопротивления отнесены к сопротивлению контура  $r$ , а индуктивности рассеяния отнесены к резонансной индуктивности  $L$ . Данная схема иллюстрирует топологию силовой схемы и переход к схеме замещения на рис. 3в, представляющей собой резонансный контур с эквивалентными источниками прямоугольных напряжений  $u_{g0}(t)...u_{g2}(t)$ . Эти источники замещают напряжение питания инвертора  $u_0$  и напряжения аккумуляторов  $u_1$  и  $u_2$ , коммутируемые силовыми ключами.

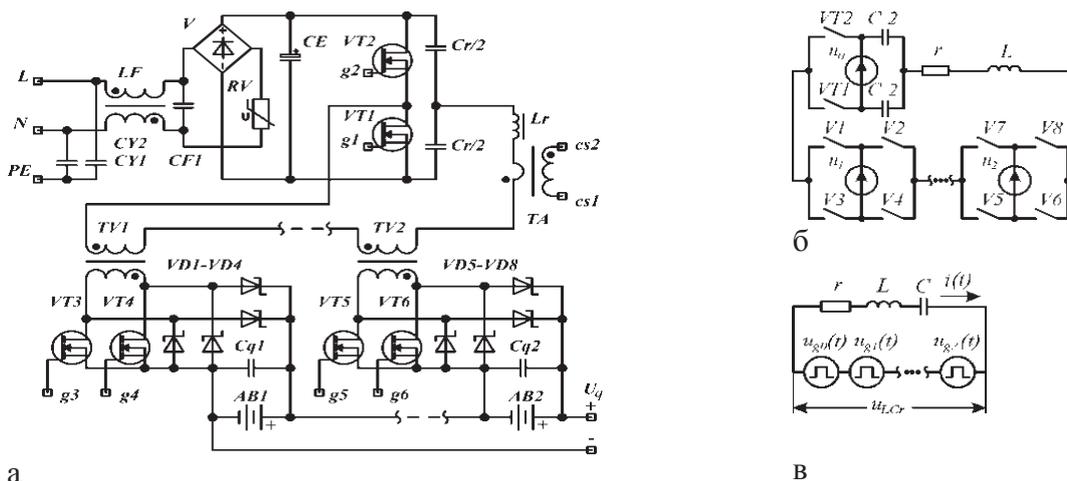


Рис. 3. Схемы зарядного резонансного преобразователя: а – силовая часть, б – эквивалентная схема с идеальными ключами и элементами резонансной цепи, в – схема замещения с эквивалентными генераторами

Инвертор работает в двухтактном режиме под управлением симметричных противофазных сигналов  $g_1$  и  $g_2$  и возбуждает резонансные колебания в контуре преобразователя. Представим, что резонансный ток пропорционально передается через трансформаторы TV1, TV2 во вторичные обмотки к коммутируемым выпрямителям. Если регулирующие транзисторы VT3, VT4 открыты, ток вторичной обмотки замыкается через них и не проходит через выходной выпрямитель в аккумулятор AB1. При закрытии этих транзисторов и при достаточной запасенной амплитуде резонансных колебаний диоды выпрямителя открываются, и ток вторичной обмотки проходит через аккумулятор AB1, заряжая его очередной порцией энергии. Также заряжается и аккумулятор AB2. Система управления управляет распределением заряжающей электроэнергии между аккумуляторами с помощью коммутации регулирующих транзисторов. Дополнительно регулирующие транзисторы могут участвовать в синхронном выпрямлении. Амплитуда резонансных колебаний в контуре преобразователя регулируется с помощью инвертора частотным либо фазовым способом.

Преобразователь фотоэлектрической установки, схема которого приведена на рис. 4а, также представляет собой пример преобразователя с множественным подключением. Он принимает энергию от двух источников – солнечной батареи SB, аккумуляторной батареи AB. Нагрузка  $L_q$ ,  $R_q$  питается низкочастотным переменным напряжением. Аккумуляторная батарея также выступает в роли потребителя электроэнергии при ее заряде излишками энергии солнечной батареи. На рис. 4б приведена идеализированная эквивалентная схема с допущениями, принятыми для схемы на рис. 3б. На рис. 4в приведена схема замещения с эквивалентными генераторами, подобная схеме на рис. 3в. Здесь эквивалентные источники прямоугольных напряжений  $u_{g0}(t) \dots u_{g2}(t)$  замещают коммутируемые силовыми ключами V1-V12 напряжение солнечной батареи  $u_0$ , напряжение аккумулятора  $u_1$  и напряжение нагрузки  $u_2$ , считающееся постоянным на протяжении межкоммутационного промежутка.

Данный преобразователь состоит из двух мостовых инверторов напряжения с транзисторами VT1-VT4 и VT5-VT8, зашунтированными диодами VD1-VD4 и VD5-VD8, и циклоконвертера с транзисторами VT9-VT12 и диодами VD9-VD12. Сигналы управления транзисторами  $g_1$ - $g_{12}$  подаются относительно их истоков. Шунтирование полевых транзисторов встречными диодами Шоттки применяется для облегчения коммутации транзисторов при реверсных токах. Емкости CE1, CE2 выполняют функции фильтрации и участвуют в энергообмене с резонансным контуром через инверторы и трансформаторы напряжения TV1, TV2. Резонансный контур с элементами  $L_r$ ,  $C_r$  и трансформатором тока TA находится на вторичной высоковольтной стороне силовой схемы. Циклоконвертер представляет собой две синхронные выпрямительно-инверторные стойки с накопительными емкостями CB1, CB2 и фильтрующей емкостью Cq. Разность потенциалов верхних точек стоек прикладывается к активно-индуктивной нагрузке  $L_q$ ,  $R_q$ . Инверторные мосты VT1-VT4 и VT5-VT8 могут работать в режимах инвертирования и синхронного выпрямления с поочередным включением диагональных пар транзисторов, и в режиме замыкания контура при включении смежных нижних либо верхних пар транзисторов. Если представить, что шины питания инверторов соединены с эквивалентными источниками напряжений, то каждый из этих источников может отдавать энергию в контур, принимать энергию контура либо не участвовать в энергообмене. Циклоконвертер также позволяет осуществлять энергообмен цепи нагрузки Cq,  $L_q$ ,  $R_q$  с резонансным контуром преобразователя, работая в выпрямительном либо в инверторном режимах. Управление потоками энергии в данном преобразователе осуществляется чередованием режимов работы инверторов и циклоконвертера, а также модуляционным регулированием огибающей резонансных колебаний.

Преобразователь светодиодного освещения на рис. 5а питает гальванически развязанные светодиодные матрицы LA1, LA2. Он может быть расширен для большего количества светодиодных матриц. Гальваническая развязка необходима для искрозащиты и электробезопасности осветительных систем ответственных объектов. Преобразователь

содержит выпрямитель V, CF0, квазирезонансный одноконтурный преобразователь VT0, VD0, с эквивалентной емкостью стока  $C_{de}$ , дросселем  $L_0$ , накопительной емкостью  $C_E$ , полумостовой инвертор напряжения VT1, VT2, CB1, CB2, трансформаторы TV1, TV2, резонансные цепи  $Lr1, Cr1, Lr2, Cr2$ , обеспечивающие мягкие внешние характеристики, выходные выпрямители VD1, VD2 и VD3, VD4, с фильтрующими емкостями  $Cq1, Cq2$  и  $Cq3, Cq4$ . На рис. 5б приведена схема замещения с двумя резонансными цепями  $r_1, L_1, C_1$  и  $r_2, L_2, C_2$  и эквивалентными генераторами прямоугольных напряжений.

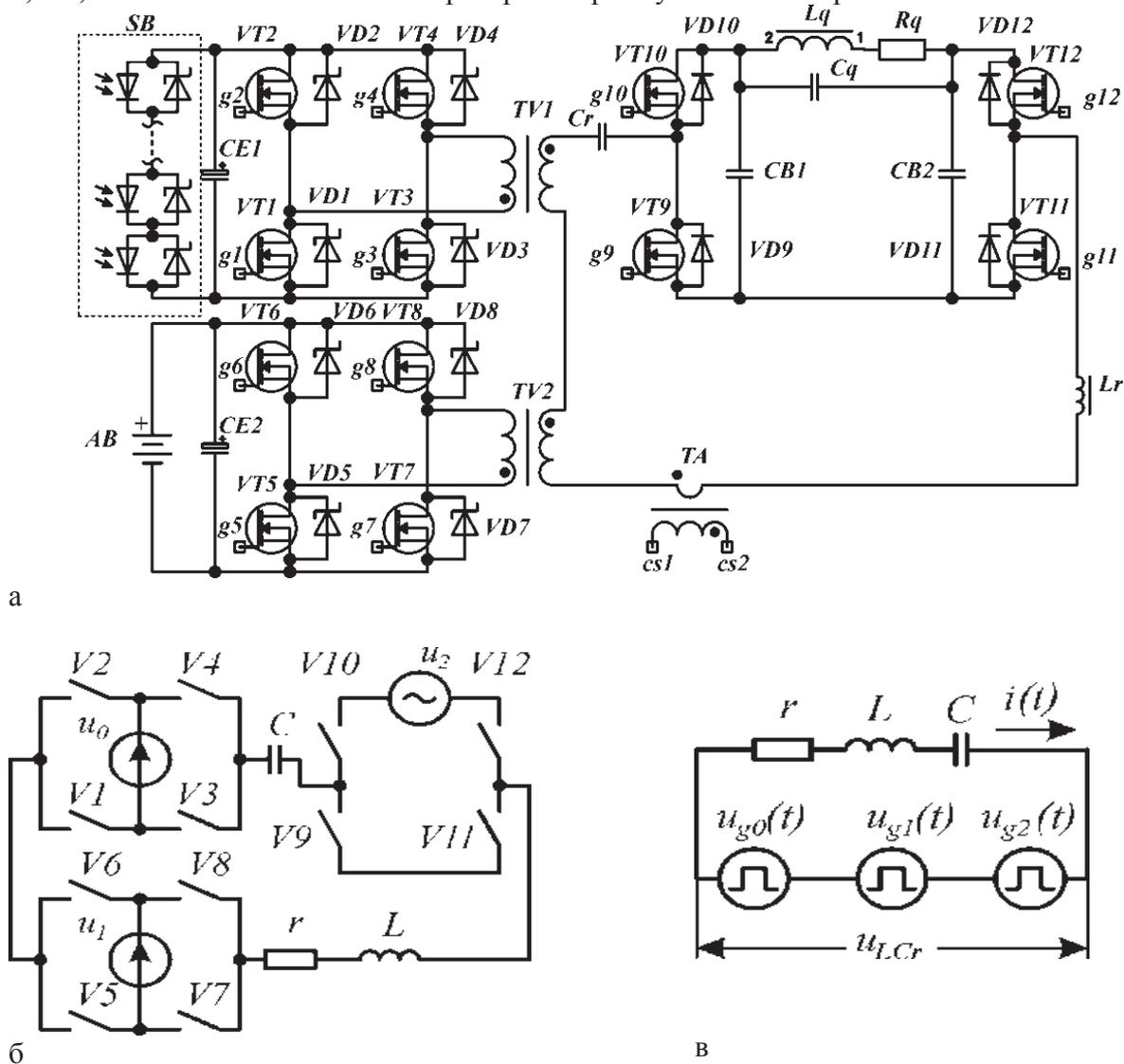


Рис. 4. Схемы преобразователя фотоэлектрической установки: а – силовая часть, б – эквивалентная схема с идеальными ключами и элементами резонансной цепи, в – схема замещения с эквивалентными генераторами

Транзисторы управляются сигналами  $g_0$ - $g_2$  относительно истоков. Квазирезонансная ступень осуществляет регулирование общей мощности при изменениях питающего напряжения. Инвертор работает в стабильном режиме с незначительной подстройкой частоты для позиционирования рабочей точки вторичных контуров на спадающем участке резонансной кривой. Рабочая частота инвертора настраивается выше резонансных частот контуров.

Рассмотренные резонансные преобразователи с множественным подключением имеют схожие схемы замещения на рис. 3в, рис. 4в. Схема замещения с параллельными цепями на рис. 5б может быть представлена двумя одноконтурными схемами.

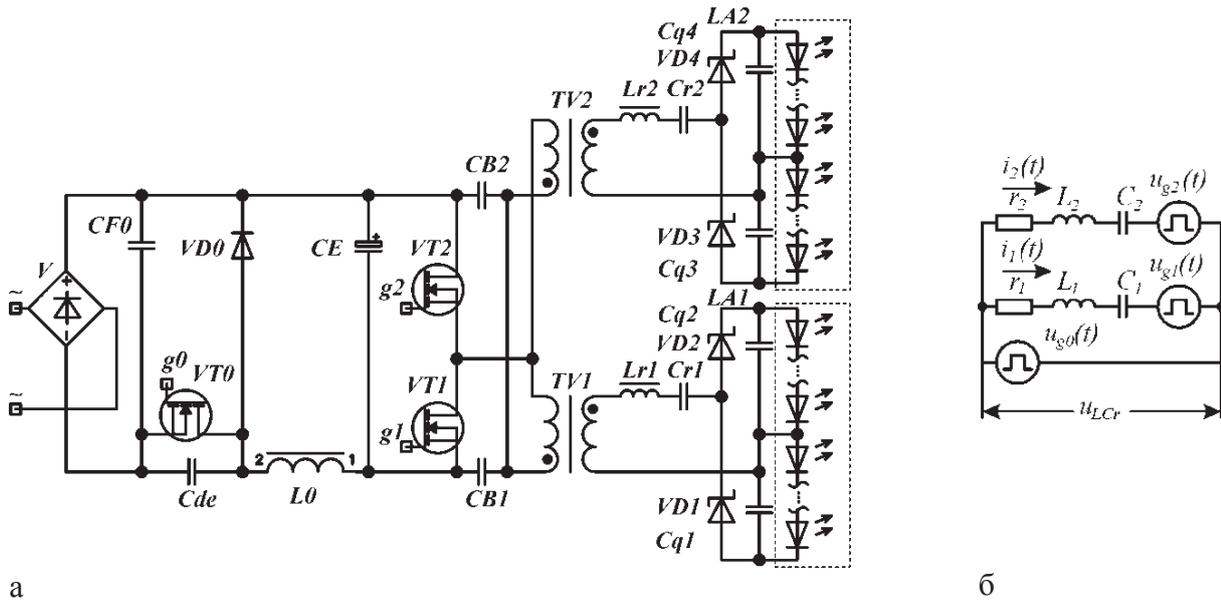


Рис.5. Схемы преобразователя светодиодного освещения: а – силовая часть, б – схема замещения с эквивалентными генераторами

В общем случае входные и выходные источники эквивалентной схемы преобразователя (см. рис. 3б, рис. 4б) могут быть источниками тока либо напряжения  $u_1(t) \dots u_N(t)$ , где  $N$  – максимальное число подключенных источников, и подключаться к резонансной цепи с различными полярностями и очередностями в соответствии с последовательностью комбинаций источников, задаваемой в системе управления. Силовая часть резонансного преобразователя соответствует структуре на рис. 5а с неизменной линейной цепью, содержащей пассивные элементы и резонансные цепи, и с подключаемыми к ней через ключи источниками напряжений  $u_1 \dots u_n$  и цепей нагрузок  $Cq_1, Zq_1 \dots Cq_m, Zq_m$ . Фильтрующие емкости  $Cq_1 \dots Cq_m$  должны быть достаточно велики, чтобы напряжения нагрузок  $u_{1+n} \dots u_{n+m}$  можно было считать постоянными в течение периодов высокочастотной коммутации, а сами нагрузки представить в виде эквивалентных источников напряжений. Изменение структуры силовой части происходит только за счет коммутации присоединенных источников. Последовательность комбинаций источников определяет моменты коммутации  $\varepsilon_n = t_n / T$  и комбинации подключаемых либо отключаемых от резонансной цепи источников в течение периода преобразования  $T$ . Каждый источник может подключаться к резонансной цепи только один раз с одним знаком либо два раза с различными знаками за цикл преобразования. Как отмечалось, при переходе к схеме замещения (см. рис. 3,в), коммутируемые источники напряжений  $u_1 \dots u_N$  преобразуются в эквивалентные генераторы прямоугольных ступенчатых напряжений  $u_{g1}(t) \dots u_{gN}(t)$  с одинаковой частотой  $\omega_g$  каждый в соответствии со своей коммутационной функцией вида

$$\psi_n(\varepsilon) = \pm pulse_1(\varepsilon) \mp pulse_2(\varepsilon), \tag{1}$$

где  $N = n + m$  – число подключенных источников,  $pulse_i(\varepsilon) = stp(\varepsilon - \phi_{1i}) - stp(\varepsilon - \phi_{2i})$  – функция п-образного импульса,  $stp(\varepsilon)$  – единичная ступенчатая функция,  $\phi_{1i}, \phi_{2i}$  – фазы фронта и спада  $i$ -того импульса,  $\varepsilon = 0 \dots 1$  – фаза внутри периода  $T = 2\pi/\omega_g$ .

Для математического описания процессов схемы замещения преобразователя можно использовать принцип наложения. Энергообмен между подключаемыми источниками в установившемся режиме однозначно определяется последовательностью комбинаций источников и их величинами. В соответствии с принципом наложения эквивалентные генераторы напряжения  $u_{g1}(t) \dots u_{gN}(t)$  вызывают составляющие токов  $i_1(t) \dots i_N(t)$ , которые

$$i(t) = \sum_N i_n(t)$$

суммируются, и образуется ток контура. Структурная схема на рис. 5б показывает взаимодействие эквивалентных генераторов напряжений друг с другом через резонансную цепь и суммирование составляющих токов. Через каждый коммутируемый источник напряжения проходит только некоторая часть общего тока, определяемая коммутационной функцией  $i(t)\psi_n(\varepsilon T + kT)$ , где  $k$  – номер периода преобразования. При определении среднего значения тока источника за период общий ток интегрируется в пределах коммутационного “окна” данного источника напряжения.

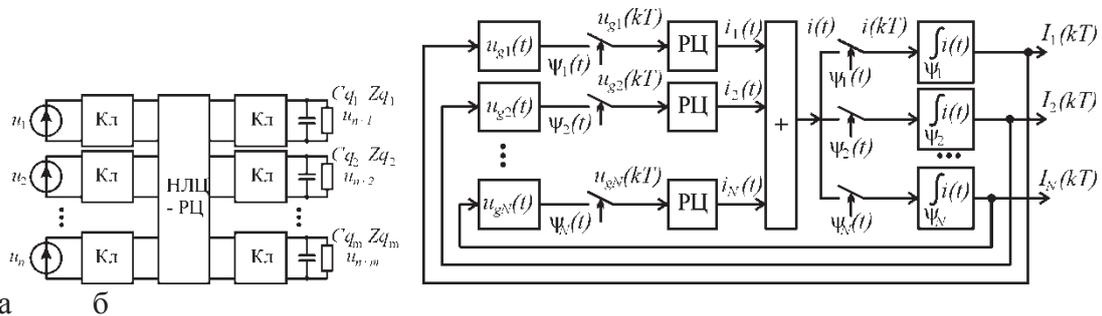


Рис. 5. Структурные схемы резонансного преобразователя с множественным подключением: а – топология силовой части, б – схема взаимодействий компонентов, где  $N = n + m$  – число подключений, Кл – силовые ключи, НЛЦ-РЦ – неизменная линейная цепь, содержащая резонансные цепи, РЦ – резонансная цепь

Каждый эквивалентный генератор прямоугольного напряжения схемы замещения создает свой ток и исполняет роль источника энергии. Остальные эквивалентные генераторы напряжений для данной составляющей тока формально являются проводниками и возможно потребителями энергии. Проводником своего же тока является и генератор, вызвавший его. Таким образом, любой эквивалентный генератор напряжения одновременно является источником и проводником тока, может являться источником и потребителем электроэнергии, переносимой всеми составляющими тока контура. Следовательно, все источники напряжения связаны друг с другом через ключи и динамические звенья, соответствующие передаче резонансной цепью составляющих тока контура и электроэнергии от одного источника к остальным. Поэтому динамика преобразователя может быть описана системой элементарных передаточных функций  $h_{mn}(z) = I_n(z)/u_m(z)$ , связывающих напряжение  $m$ -го источника с текущим средним током  $n$ -го источника напряжения,

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{H}(z)\mathbf{U}(z) + \frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_1} x_1(z) + \dots + \frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_i} x_i(z), \quad (2)$$

$$\mathbf{I}(z) = \begin{bmatrix} I_1(z) \\ I_2(z) \\ \dots \\ I_N(z) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}(z) = \begin{bmatrix} h_{11}(z) & h_{21}(z) & \dots & h_{N1}(z) \\ h_{12}(z) & h_{22}(z) & \dots & h_{N2}(z) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{1N}(z) & h_{2N}(z) & \dots & h_{NN}(z) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}(z) = \begin{bmatrix} u_1(z) \\ u_2(z) \\ \dots \\ u_N(z) \end{bmatrix}$$

где  $\mathbf{I}(z)$  – вектор дискретных  $z$ -изображений текущих средних токов, матрица передаточных функций и вектор изображений напряжений источников соответственно,  $\frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_i}$  – матрицы коэффициентов

дифференциальной линеаризации по входам регулировок,  $x_1(z) \dots x_i(z)$  - изображения малых приращений входных регулирующих величин. Столбцы матрицы передаточных функций соответствуют источникам воздействий, т. е. эквивалентным генераторам, вырабатывающим токи. Строки соответствуют проводникам, т. е. эквивалентным генераторам, через которые проходят составляющие тока, вызванные другими генераторами. Регулирующие величины воздействуют на параметры эквивалентных генераторов напряжений, такие как относительная ширина импульса  $\gamma = t_p/T$ , фаза  $\varepsilon_p = \varphi_p T/\omega_g$ , частота преобразования  $\omega_g = 2\pi/T$ . Столбцы матриц коэффициентов дифференциальной линеаризации соответствуют номеру эквивалентного генератора, подвергающегося регулированию. Поэтому количество столбцов зависит от количества генераторов, чувствительных к данной регулирующей величине. Количество строк всегда соответствует количеству генераторов. Количество дифференциальных слагаемых в правой части (2) соответствует количеству регулирующих величин.

Значения коэффициентов дифференциальной линеаризации могут быть найдены из производных элементарных передаточных функций либо определены экспериментально следующим образом. Имитационная либо натурная модель преобразователя запускается в работу с одним генератором-источником и одним генератором-приемником. Производится снятие статической характеристики регулирования тока генератора-приемника. Затем определяются соотношения между малыми приращениями тока и регулирующей величины (наклон касательной к характеристике регулирования) при постоянной амплитуде

напряжения генератора-источника  $K_I = \partial I / \partial x|_{U_a = const}$  и отношение возможного приращения амплитуды напряжения генератора-источника к приращению тока генератора-приемника

при постоянной регулирующей величине  $K_U = \partial U_a / \partial I|_{x = const}$ . Под возможным приращением амплитуды напряжения подразумевается случай, когда приращение тока было бы вызвано не регулирующей величиной, а приращением напряжения генератора. Коэффициент дифференциальной линеаризации в данной точке статической характеристики будет равен произведению полученных соотношений  $K = K_I K_U$ .

Элементарные передаточные функции  $h_{mn}(z)$ , входящие в матрицу  $\mathbf{H}(z)$  в (2), будут иметь схожие выражения с различными коэффициентами, определяемые структурой неизменной линейной части с резонансными цепями. Они могут быть определены с использованием операторных уравнений неизменной линейной части преобразователя.

Математическое представление элементарной передаточной функции основано на суммировании переходных функций тока контура с последующим интегрированием на интервалах проводимости источника напряжения и нахождением z-изображения последовательности интегралов. Переходные функции вызваны единичными ступенями напряжения, составляющими импульс генератора. Первая ступень  $stp(t)$  вызывает составляющую тока  $h_1(t)$ , вторая ступень  $-stp(t - \gamma T)$  вызывает составляющую  $h_2(t) = h_1(t - \gamma T)$ .

Значит

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) = h_1(t) - stp(t - \gamma T)h_1(t - \gamma T). \quad (3)$$

Переходная функция определяется операторной проводимостью резонансной цепи

$$h_1(p) = Y_{rLC}(p)/p = C/(p^2 LC + prC + I), \quad (4)$$

где оригинал переходной функции равен  $h_1(t) = \frac{e^{-\lambda t}}{\omega_1 L} \sin(\omega_1 t)$ ,  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$  – частота свободных колебаний контура,  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – частота идеального резонанса,  $Q = \rho/r$  – добротность контура,  $\rho = \sqrt{L/C}$  – волновое сопротивление резонансной цепи,  $\lambda = r/2L$  – фактор затухания колебаний.

Допустим, что импульс напряжения и интервалы проводимости подключенного к резонансной цепи эквивалентного источника ограничены пределами  $a = kT$  и  $b = \gamma T + kT$ . Тогда элементарная весовая функция неизменной линейной цепи будет иметь вид

$$h_i(kT) = \frac{1}{b-a} \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \int_a^b h(t) dt \quad (5)$$

Эта передаточная функция описывает последовательность импульсов тока резонансной цепи, вызванную последовательностью импульсов эквивалентного генератора. При подстановке оригинала (4) в (3) и значений пределов в (5) получаем

$$h_i(kT) = \frac{1}{\omega_1 \gamma T L \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2}} \left[ e^{-\lambda kT} \sin(\omega_1 kT + \zeta) - e^{-\lambda(\gamma T + kT)} \sin(\omega_1 kT + \omega_1 \gamma T + \zeta) \right] \quad (6)$$

где  $\zeta = \arctg(\omega_1/\lambda) = \arctg(\sqrt{4Q^2 - 1})$ . Изображением (6) будет элементарная передаточная функция неизменной линейной цепи выше рассмотренных преобразователей

$$h_i(z) = \frac{z^2 (\sin(\zeta) - e^{-\lambda \gamma T} \sin(\omega_1 \gamma T + \zeta)) + z e^{-\lambda T} (\sin(\omega_1 T - \zeta) - e^{-\lambda \gamma T} \sin(\omega_1 T - \omega_1 \gamma T - \zeta))}{\omega_1 \gamma T L \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2} (z^2 - 2z e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T})} \quad (7)$$

Контур с несколькими источниками можно представить как наложение нескольких простых контуров. Тогда элементарные передаточные функции, входящие в уравнение (2), будут получены из (5) и будут иметь выражения вида (7) с пределами интегрирования, соответствующими промежуткам проводимости данного источника напряжения. Если данный источник напряжения входит в контур два раза за цикл с различными знаками, то в (3) добавляются еще два слагаемых от второго импульса и знаки учитываются в (5) при интегрировании функции тока. При рассмотрении преобразователей с иными схемами неизменной линейной необходимо соответствующее переопределение весовой функции контура. Введение источников тока в эквивалентную схему преобразователя потребует добавления в схему на рис. 5б связей по напряжению параллельных резонансных цепей, взаимодействующих с источниками тока и интегрированию напряжений контура.

### Выводы

Использование резонансных преобразователей с множественным подключением в электротехнических системах позволит повысить их энергоэффективность и улучшить электромагнитную совместимость по сравнению с преобразовательными системами, в которых каждое направление энергообмена обеспечивается отдельным преобразователем. Общая силовая схема преобразователя для нескольких источников электроэнергии и нагрузок будет содержать меньше силовых компонентов по сравнению с несколькими отдельными преобразователями.

Одним из факторов, сдерживающих использование преобразователей с множественным подключением, были сложные принципы управления, которые требовали создания специальных систем управления и разрешения сопутствующих проблем надежности и помехоустойчивости. Развитие и ценовая доступность сигнальных процессоров в значительной степени разрешают проблемы аппаратной реализации систем управления.

Актуальной становится задача разработки обобщенной математической модели преобразователя на основе предложенного метода наложения, учитывающей топологию неизменной линейной части, и алгоритмов управления ключами в соответствии с заданными последовательностями комбинаций источников.

#### Список использованной литературы

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника, [Текст] / В. И. Мелешин – Москва: Техносфера, 2005. – 632с. ISBN 5-94836-051-2.
2. Семенов Б. Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов [Текст] / Б. Ю Семенов – Москва: Солон-Р, 2001. – 327с. ISBN 5-93455-089-6.
3. Справочник типовых решений с применением светодиодов, IV квартал 2009 г. [Электронный ресурс] / Режим доступа: \www/ URL: [www.ti.com/led](http://www.ti.com/led) — Загл. с экрана.
4. A single transistor three phase resonant switch for high quality rectification [Text] Power Electronics Specialists Conference / Ismail, E., Erickson, R.W. — PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE (Cat. No.92CH3163-3).
5. Chien-Ming Wang, A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives [Text] / Chien-Ming Wang, Guan-Chyun Hsich, Senior member, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 16, No. 3, May 2001, pp. 325-334.
6. Feng Weiyi, Optimal Trajectory Control of LLC Resonant Converter for LED PWM Dimming [Text] / Feng Weiyi, Lee Fred C., Wu Haoran, Ji Alex, CPES Conference 2012, Blacksburg, VA, April 1-3, 2012.
7. Huang Daocheng, High-Frequency, High-Efficiency CLL Resonant Converters with Synchronous Rectifiers [Text] / Huang Daocheng, Fu Dianbo, Lee Fred C, Kong Pengju, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 8, pp. 3461-3470, August 2011.
8. Power Electronics Handbook (Second Edition). Devices, Circuits, and Applications [Text] Copyright © 2007 Elsevier Inc. All rights reserved, Edited by: Muhammad H. Rashid, Ph.D., Fellow IEE, Fellow IEEE ISBN: 978-0-12-088479-7.
9. Ren Yuancheng, A Novel Simple and High Efficiency DC/DC Transformer [Text] / Ren Yuancheng, Xu Ming, Yao Gary, Meng Yu, Lee Fred C., CPES Seminar 2002: Blacksburg, VA (04/14/02), 2002. – P. 173-177.
10. Steigerwald R.I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies [Text] / R.I. Steigerwald, IEEE APEC, 1987 Record, P. 135–144.
11. TPS92020 Resonant-Switching Driver Controller for LED Lighting [Электронный ресурс] / Texas Instruments Incorporated — Режим доступа: \www/ URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92020.pdf> — Copyright © 2013 — Загл. с экрана.
12. Vorperian V. A complete DC analysis of the series resonant converter [Text] / V. Vorperian, S Cuk, IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1982. – P. 85–100,

#### References:

1. Meleshin, V. I., (2005), Transistor converter equipment [Transistornaja preobrasovatel'naja tehnika], Technosfera, Moscow, 632 p.
2. Semenov, B. J., (2001), Power electronics for amateurs and professionals [Silovaja elektronika dlja ljubitelei i professionalow], Solon-R, Moscow, 327 p.
3. Reference standard solutions using LEDs, IV quarter of 2009\www/ URL: [www.ti.com/led](http://www.ti.com/led)
4. A single transistor three phase resonant switch for high quality rectification, Power Electronics Specialists Conference / Ismail, E., Erickson, R.W. — PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE (Cat. No.92CH3163-3).
5. Chien-Ming, Wang; Guan-Chyun, Hsich; (2001), A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 16, No. 3, P. 325–334.
6. Feng, Weiyi; Lee, Fred, C.; Wu, Haoran; Ji, Alex; (2012), Optimal Trajectory Control of LLC Resonant Converter for LED PWM Dimming, CPES Conference 2012, Blacksburg, VA.
7. Huang, Daocheng; Fu, Dianbo; Lee, Fred, C.; Kong, Pengju; (2011), High-Frequency, High-Efficiency CLL Resonant Converters with Synchronous Rectifiers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 8, P. 3461-3470.
8. Power Electronics Handbook (Second Edition). Devices, Circuits, and Applications, (2007), Elsevier Inc. All rights reserved, Edited by: Muhammad H. Rashid, Ph.D., Fellow IEE, Fellow IEEE ISBN: 978-0-12-088479-7.
9. Ren, Yuancheng; Xu, Ming; Yao, Gary; Meng, Yu; Lee, Fred, C.; (2002), A Novel Simple and High Efficiency DC/DC Transformer, CPES Seminar 2002: Blacksburg, VA (04/14/02), P. 173–177.
10. R. I. Steigerwald, (1987), A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies [Text] / IEEE APEC, P. 135–144.
11. TPS92020 Resonant-Switching Driver Controller for LED Lighting / Texas Instruments Incorporated —\www/ URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92020.pdf> — Copyright ©.
12. V. Vorperian; S, Cuk; (1982), A complete DC analysis of the series resonant converter [Text] / IEEE Power Electronics Specialists Conf., P.85–100.

Поступила в редакцию 03.01 2016 г.