

УДК 621.314.57

АНАЛИЗ ОДНОФАЗНОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА СО СТАБИЛИЗИРОВАННЫМ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПЯЖЕНИЕМ

Д.Н. Огородников, Е.В. Ярославцев

Томский политехнический университет

E-mail: ime@tpu.ru

Проведен анализ автономного однофазного параллельного резонансного инвертора. Получены аналитические выражения, описывающие законы изменения напряжений и токов инвертора. Выявлены зависимости параметров инвертора от добротности колебательного контура. Определены регулировочные характеристики для схемы со стабилизацией выходного напряжения при воздействии дестабилизирующих факторов. Полученные выражения позволяют произвести инженерный расчёт элементов силовой части резонансного инвертора, оценить их массу и габариты.

Ключевые слова:

Резонансный инвертор, колебательный контур, тиристор, регулирование выходного напряжения, добротность, установленная мощность.

Key words:

Resonance inverter, oscillating circuit, thyristor, control of output voltage, Q-factor, rated capacity.

Введение

Для питания радиоэлектронной аппаратуры вне промышленной сети переменного тока широко используют различные схемы инверторов, преобразующих постоянное напряжение первичного источника электроэнергии (аккумулятора, дизель-генератора, солнечной батареи и т. п.) в синусоидальное с требуемыми параметрами. Одним из перспективных видов преобразователей, реализующих указанную задачу, являются резонансные инверторы (РИ), принцип действия которых основан на импульсном возбуждении последовательного колебательного контура на частоте резонанса. Синусоидальный характер тока обеспечивает таким устройствам ряд преимуществ по сравнению с другими классами преобразователей: минимальные потери энергии на коммутацию силовых ключей; высокая надежность работы; малый уровень высокочастотных помех и перенапряжений на элементах; уменьшение несимметрии рабочих контуров в смежных полупериодах; возможность применения в инверторе ключей с неполной управляемостью, например, тиристоров и т. д. Кроме того, работа в режиме резонанса напряжений последовательного колебательного контура позволяет получить повышенное выходное напряжение относительно входного без применения трансформатора.

Несмотря на очевидные преимущества резонансных инверторов, в доступной литературе рассмотрены только их простейшие схемы, не нашедшие широкого применения на практике в качестве формирователей синусоидального напряжения из-за сильной зависимости величины выходного напряжения от добротности контура. Между тем, известны схемные решения, позволяющие достаточно просто стабилизировать выходное напряжение РИ при воздействии на устройство различных дестабилизирующих факторов [1–5].

В предлагаемой статье сделана попытка обобщить результаты многолетней работы авторов по

исследованию резонансных инверторов со стабилизацией выходного синусоидального напряжения [5–8]. На основе результатов анализа предлагается инженерная методика расчета РИ, позволяющая проектировать реальные устройства с требуемыми параметрами.

РИ со стабилизацией выходного напряжения

Схема резонансного инвертора, обеспечивающая регулирование потребляемой от входного источника энергии и, как следствие, возможность стабилизации выходного напряжения, приведена на рис. 1. Основой устройства является вентильный мост из тиристоров VS_1 – VS_4 и VS_2 – VS_3 , в диагональ переменного тока которого включен контурный конденсатор C с параллельно присоединенной к нему нагрузкой R_n . Мост через контурный дроссель L подключен к источнику постоянного напряжения E . Дроссель и конденсатор образуют последовательный колебательный контур с резонансной частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ и характеристическим сопротивлением $\rho = \sqrt{LC}$. Отличие данной схемы от классического нерегулируемого РИ заключается в наличии тиристора ввода энергии VS и обратного вентильного VD_0 , благодаря которым появляется возможность регулировать количество энергии, вводимой в контур от источника E на каждом цикле работы схемы, а, следовательно, и величину напряжения на конденсаторе (нагрузке). Принцип действия устройства поясняется диаграммами и заключается в следующем.

В первом цикле работы одновременно включаются тиристор ввода энергии и какая-либо из пар тиристоров, например, VS_1 – VS_4 , подключая колебательный контур LC к источнику питания. В цепи дросселя появляется ток $i_L(t)$, заряжающий конденсатор и частично ответвляющийся в нагрузку. Если добротность колебательного контура достаточно велика, то ток $i_L(t)$ и напряжение на конденсаторе $u_C(t) = u_{\text{вых}}(t)$ меняются по синусоидальному закону с

затуханием, обусловленным наличием нагрузки R_H и потерями в элементах схемы. Через полпериода затухающих колебаний ток контура снижается до нуля, и вентили VS , VS_1 – VS_4 , обладающие односторонней проводимостью, запираются. Напряжение на конденсаторе C к этому моменту времени достигло некоторого значения $U_{Cmax1} > E$. Разность напряжений $E - U_{Cmax1}$ с запирающей для вентилей полярностью равномерно распределяется между тиристорами VS_1 и VS_4 , поддерживая их в запорном состоянии.

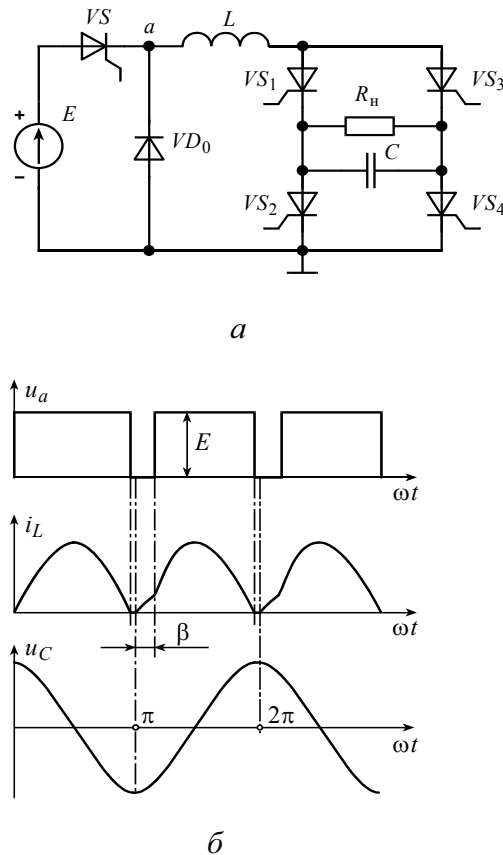


Рис. 1. Резонансный параллельный инвертор с однооперационным тиристором ввода энергии: а) схема силовой части; б) диаграммы работы

Через некоторое время, достаточное для восстановления тиристором ввода энергии VS запирающих свойств, система управления включает противоположную пару тиристоров VS_2 – VS_3 , находящихся под прямым смещением, обеспечиваемым напряжением конденсатора C . Конденсатор начинает перезаряжаться по контуру $C \rightarrow VS_2 \rightarrow VD_0 \rightarrow L \rightarrow VS_3 \rightarrow C$, причем ток дросселя и напряжение конденсатора, как и в первом цикле, меняются по синусоидальному закону с затуханием. Включение тиристора VS приводит к запираению диода VD_0 , и конденсатор будет продолжать перезаряжаться, но уже по цепи $C \rightarrow VS_2 \rightarrow E \rightarrow VS \rightarrow L \rightarrow VS_3 \rightarrow C$. Процесс перезаряда во втором цикле также продолжается полпериода затухающих колебаний и заканчивается при спадании тока до нуля. Очевидно, что изменяя фазу включения тиристора VS , можно

регулировать энергию, потребленную от входного источника, тем самым стабилизируя выходное напряжение инвертора при изменении как входного напряжения, так и сопротивления нагрузки.

В рассматриваемой схеме в качестве ключа VS целесообразно использовать однооперационный тиристор, поскольку в конце каждого полупериода формируемого напряжения осуществляется его естественная коммутация. В общем случае ключ может быть полностью управляемый. Система управления таким ключом более сложна, но позволяет более динамично реагировать на процессы, протекающие в инверторе, особенно в переходных режимах.

Используя классический метод расчёта переходных процессов, определим законы изменения напряжения на конденсаторе и тока в дросселе в установившемся режиме работы, когда в схеме присутствуют только локальные переходные процессы.

При наличии угла регулирования β тиристор ввода энергии VS подключает источник питания E к контуру с некоторой задержкой, поэтому схема замещения инвертора на этапе $0 < \omega t < \beta$ будет иметь вид, показанный на рис. 2, а.

Конденсатор C заряжен в предыдущем полупериоде до значения $-U_0$ (полярность противоположна указанной на рис. 2, а), ток дросселя L равен нулю.

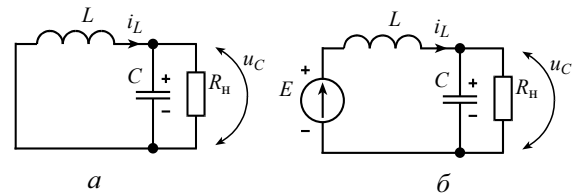


Рис. 2. Схемы замещения параллельного резонансного инвертора на различных этапах работы

Система дифференциальных уравнений, определяющих напряжение на конденсаторе и ток в дросселе контура, описывается на данном этапе выражениями:

$$\begin{cases} i_L(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R_H}; \\ u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}. \end{cases} \quad (1)$$

Решая систему относительно u_C , получаем дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2 u_C(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_H C} \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot u_C(t) = 0. \quad (2)$$

Решая данное уравнение известными методами, после преобразований находим закон изменения напряжения на конденсаторе:

$$u_C(t) = U_0 \cdot e^{-\alpha t} \cdot \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right), \quad (3)$$

где $\alpha = 1/(2R_H C)$ – декремент затухания; $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ – частота затухающих колебаний.

Аналогично получаем закон изменения тока дросселя:

$$i_L(t) = \frac{U_0}{\omega L} \cdot e^{-\alpha t} \sin \omega t. \quad (4)$$

В некоторый момент времени t_1 происходит включение тиристора ввода энергии VS . Значения $u_c(t_1)=U_1$ и $i_L(t_1)=I_1$ будут являться независимыми начальными условиями при анализе дальнейших процессов в схеме на этапе $\beta < \omega t < \pi$ (рис. 2, б).

Система дифференциальных уравнений, описывающих u_c и i_L в схеме по рис. 2, б, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_n C} \cdot \frac{du_c(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot u_c(t) = \frac{E}{LC}; \\ \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_n C} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot i_L(t) = \frac{E}{LCR_n}. \end{cases} \quad (5)$$

Решение данной системы классическими методами позволяет получить законы изменения напряжения на конденсаторе и тока в дросселе на втором этапе:

$$\frac{u_c(t)}{E} = 1 + \left(\frac{U_1}{E} + 1 \right) \times e^{-\alpha t} \left(\frac{\frac{2}{\frac{U_1}{E} + 1} \left(\frac{I_1 \rho Q}{E} + \frac{U_1}{E} \right) - 1}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \sin \omega t - \cos \omega t \right), \quad (6)$$

$$\frac{i_L(t) \cdot \rho}{E} = \frac{1}{Q} + \left(\frac{I_1 \rho}{E} - \frac{1}{Q} \right) \times e^{-\alpha t} \left(\frac{\frac{2Q^2 \left(\frac{U_1}{E} + 1 \right)}{\frac{I_1 \rho Q}{E} - 1} + 1}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \sin \omega t + \cos \omega t \right). \quad (7)$$

Здесь $Q = R_n / \sqrt{L/C}$ – добротность колебательного контура.

Выражения (6) и (7) достаточно сложны и неудобны для практического использования. Исследования показали, что при добротности $Q > 3$ с погрешностью не более 5 % можно принимать формы тока дросселя и напряжения на конденсаторе синусоидальными, что позволяет использовать для расчёта амплитуды тока дросселя приближённую формулу:

$$I_m \cong \frac{U_m}{\rho}, \quad (8)$$

где ρ – характеристическое сопротивление контура.

Из выражения (6) с учетом принятых допущений получим коэффициент передачи схемы по напряжению. Под коэффициентом передачи будем понимать отношение:

$$K_U = \frac{U_{m \text{ вых}}}{E}. \quad (9)$$

Приравнивая мощность, потребляемую от источника питания, и активную мощность нагрузки, а также используя приближённую формулу (8) для расчёта амплитуды тока дросселя, получим зависимость коэффициента передачи инвертора от угла регулирования (угла включения) тиристора ввода энергии VS :

$$K_U = \frac{2Q}{\pi} \cdot (\cos \beta + 1). \quad (10)$$

Видно, что зависимость коэффициента передачи от β подчиняется косинусоидальному закону (рис. 3), а максимальный коэффициент передачи наблюдается при нулевом угле включения тиристора ввода энергии и равен $K_{U_{\max}} = 4Q/\pi$.

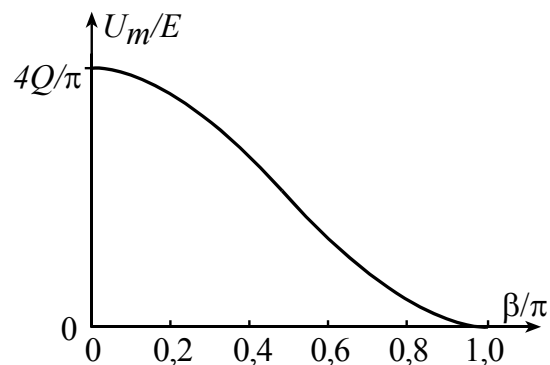


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи по напряжению от угла включения тиристора ввода энергии при постоянных входном напряжении и мощности в нагрузке

Закон управления тиристором ввода энергии отражает регулировочная характеристика инвертора при постоянном требуемом коэффициенте передачи по напряжению и воздействию внешних дестабилизирующих факторов. В данном случае такими факторами являются изменение уровня входного напряжения и изменение нагрузки преобразователя. Выражение, описывающее требуемую регулировочную характеристику, легко получается из формулы (10):

$$\beta = \arccos \left(\frac{U_m \pi \rho}{2ER_n} - 1 \right). \quad (11)$$

Семейства зависимостей угла включения тиристора ввода энергии при воздействии дестабилизирующих факторов приведены на рис. 4 и 5. В данном примере входное напряжение инвертора постоянное 50 В, выходное – 220 В, 50 Гц.

Видно, что с ростом напряжения входного источника питания, как и с ростом добротности контура (из-за уменьшения нагрузки инвертора), ди-

апазон изменения угла включения β тиристора ввода энергии уменьшается, а значение этого угла приближается к π .

Исследования показали, что существует критическое значение добротности контура ($Q_{кр}=2,6$), при котором ток дросселя к концу полупериода спадает до нуля. При уменьшении добротности ниже критической ток дросселя становится непрерывным, сохраняя при этом колебательный характер. Поэтому при использовании однооперационных тиристорных инверторов необходимо обеспечить добротность контура не ниже критической.

Выясним зависимость частоты резонансного контура от сопротивления нагрузки. Наличие конечного сопротивления нагрузки приводит к снижению частоты колебаний. Частота затухающих колебаний определяется по формуле:

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}. \quad (12)$$

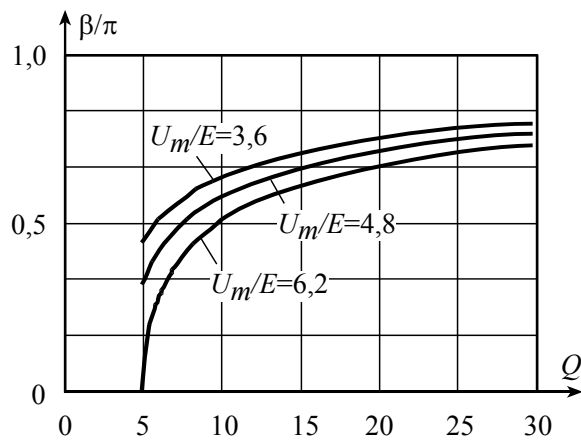


Рис. 4. Зависимость угла включения тиристора ввода от добротности контура (мощности нагрузки) при постоянном коэффициенте передачи схемы для различных значений входного напряжения

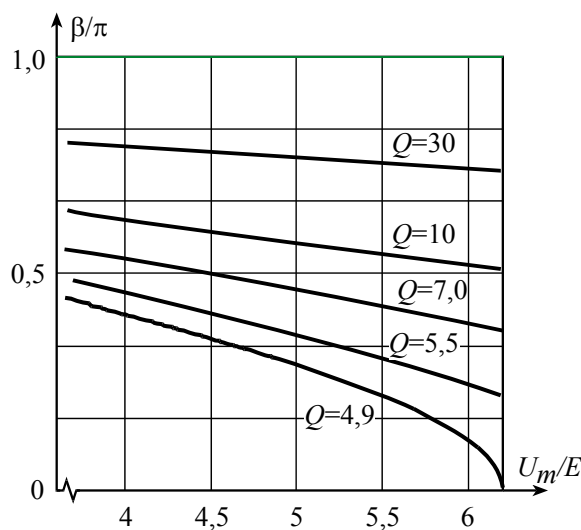


Рис. 5. Зависимость угла включения тиристора ввода энергии от входного напряжения при постоянном коэффициенте передачи схемы для различных значений добротности (мощности в нагрузке)

Преобразуя (12) с учётом выражений для коэффициента затухания и добротности контура, получаем относительную частоту колебаний:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \quad (13)$$

Из (13) следует, что значение частоты затухающих колебаний контура незначительно отличается от резонансной частоты контура при добротности выше критической, так например, при $Q=Q_{кр}$ разница не превышает 2 %, а погрешность в 1 % обеспечивается при добротности $Q \approx 3,5$. С ростом добротности значение относительной частоты уменьшается. Следует также учитывать, что величина ω всегда меньше ω_0 , поэтому для обеспечения требуемого значения выходной частоты инвертора резонансную частоту контура необходимо задавать выше выходной частоты.

Для оценки массогабаритных показателей элементов колебательного контура используем коэффициенты расчётных мощностей дросселя и конденсатора, определяемых соотношениями [5]:

$$Kp_L = \frac{I_m I_d L f_L}{2P_n}, \quad (14)$$

$$Kp_C = \frac{U_m^2 C f_C}{2P_n}, \quad (15)$$

где I_m, I_d – амплитудное и действующее значение тока дросселя, P_n – активная мощность нагрузки, f – частота работы соответствующего элемента контура.

Преобразовав формулы (14) и (15), получим, что коэффициенты расчётных мощностей прямо пропорциональны максимальному коэффициенту передачи по напряжению инвертора:

$$Kp_L = \frac{\sqrt{2}}{8} K_{U_{\max}}, \quad (16)$$

$$Kp_C = \frac{1}{8} K_{U_{\max}}. \quad (17)$$

Таким образом, коэффициенты расчётных мощностей элементов колебательного контура полностью определяются требуемым максимальным коэффициентом передачи схемы по напряжению. Это связано с тем, что максимальный коэффициент передачи прямо пропорционален добротности контура, а от добротности зависят и значения тока дросселя, и значения индуктивности и ёмкости элементов контура.

Известно, что массогабаритные параметры элементов колебательного контура напрямую определяются габаритной энергией дросселя и конденсатора [9]:

$$Wg_L = I_m I_d L, \quad (18)$$

$$Wg_C = U_m^2 C. \quad (19)$$

После преобразования с учётом (8), (10) формула для расчёта габаритной энергии дросселя принимает вид:

$$W_{g_L} = \frac{\sqrt{2} U_m^2}{4\pi \rho f}.$$

Из последнего выражения следует, что если увеличивается:

- 1) добротность контура Q из-за роста требуемого максимального коэффициента передачи инвертора при постоянной мощности в нагрузке P_n , то габаритная энергия дросселя увеличивается пропорционально Q ;
- 2) мощность в нагрузке P_n , а коэффициент передачи инвертора остаётся постоянным, то характеристическое сопротивление контура ρ уменьшается и, следовательно, габаритная энергия дросселя увеличивается.

Подобные выводы справедливы и для габаритной энергии конденсатора W_{g_C} .

За энергетические показатели качества использования элементов преобразовательного устройства принимают их относительные (к активной мощности нагрузки) установленные мощности [10]. Определим установленные мощности элементов силовой части резонансного инвертора, рис. 1.

Установленная мощность дросселя характеризуется запасенной энергией при заданной частоте и уровне пульсаций тока:

$$S_L^* = \frac{S_L}{P_n} = \frac{LI_L^2 \omega}{P_n},$$

где S_L — установленная мощность дросселя, L — его индуктивность, I_L — действующее значение тока дросселя, ω — частота.

После преобразования с учетом выражения для добротности, получим:

$$S_L^* = 2Q,$$

где Q — добротность контура, необходимая для обеспечения коэффициента передачи инвертора при номинальной нагрузке.

Установленная (реактивная) мощность конденсатора в цепи синусоидального напряжения рассчитывается как произведение действующих значений напряжения и тока конденсатора [10]:

$$Q_C^* = \frac{Q_C}{P_n} = \frac{U_n I_C}{P_n}.$$

Ток конденсатора имеет фазовый сдвиг относительно напряжения на конденсаторе, которое совпадает по фазе с током нагрузки (при её активном характере). С помощью векторной диаграммы, построенной для токов контура, легко показать, что амплитуда тока конденсатора будет определяться выражением

$$I_{C_m} = I_{n_m} \sqrt{Q^2 - 1},$$

где I_{n_m} — амплитуда тока нагрузки.

Тогда, после преобразования с учетом (18), формула для установленной мощности конденсатора принимает вид

$$Q_C^* = \sqrt{Q^2 - 1}.$$

Следует отметить, что точный анализ преобразователей на базе резонансных структур затруднён [2, 11]. Получаемые при анализе выражения, как правило, носят трансцендентный характер и решаются с использованием ЭВМ. Однако, данная работа позволяет произвести расчёт элементов контура параллельного инвертора с допустимой инженерной погрешностью.

Выводы

Исследована схема автономного параллельного резонансного инвертора. Получены аналитические выражения, описывающие законы изменения напряжений и токов инвертора. Выявлены зависимости параметров инвертора от добротности колебательного контура. Получены регулировочные характеристики для схемы со стабилизацией выходного напряжения при воздействии дестабилизирующих факторов. Полученные выражения позволяют произвести инженерный расчёт элементов силовой части резонансного инвертора, оценить их массу и габариты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розанов Ю.К., Никифоров А.А. Высокочастотная коммутация электрических цепей с резонансными контурами — перспективное направление преобразовательной техники // Электротехника. — 1991. — № 6. — С. 20–28.
2. Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Тиристорные генераторы и инверторы. — Л.: Энергоиздат, 1982. — 223 с.
3. Бальян Р.Х., Обрусник В.П. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. — Томск: Изд-во Томского ун-та, 1987. — 168 с., ил.
4. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е.И. Беркович и др. — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 208 с., ил.
5. Багинский Б.А. Разработка и исследование систем стабилизации питания импульсных бестранзисторных: Дис. ... канд. техн. наук. — Томск, 1974. — 213 с.
6. Буркин Е.Ю. Индуктивно-ключевые формирователи тока заряда ёмкостных накопителей: Дис. ... канд. техн. наук. — Томск, 1998. — 125 с.
7. Св-во на ПМ 10299 РФ. МПК⁶ H02M 7/515. Параллельный инвертор / Б.А. Багинский, Д.Н. Огородников, Е.В. Ярославцев. — № 98119564/20; Заяв. 21.10.98; Опубл. 16.06.99, Бюл. № 6. — 1 с.: ил.
8. Огородников Д.Н., Ярославцев Е.В. Резонансный тиристорный преобразователь напряжения с тиристором ввода // Приборы и техника эксперимента. — 1999. — № 3. — С. 105–107.
9. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1982. — 496 с., ил.
10. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. — Изд. 2-е, испр. и доп. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. — 664 с.
11. Шипило В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 312 с.

Поступила 09.07.2009 г.