

УДК 621.314.2

В.П.Разинкин<sup>1</sup>, Л.Г.Зотов<sup>1</sup>, А.Д.Мехтиев<sup>2</sup>, Н.Т.Исембергенов<sup>3</sup>, В.В.Югай<sup>3</sup>, Г.Б.Валеева<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Новосибирский государственный технический университет, Россия;

<sup>2</sup>Карагандинский государственный технический университет;

<sup>3</sup>Казахский национальный технический университет им. Сатпаева, Алматы  
(E-mail: slawa\_v@mail.ru)

### Высокоэффективный инвертор для автономных систем с распределительной нагрузкой

В статье проанализирован принцип построения распределенных АСЭ на основе каскадного соединения конденсаторных DC-DC и DC-AC конверторов с повышенным КПД, имеющих коэффициент преобразования больше единицы. Даны рекомендации для компенсации гармоник входного тока распределенных АСЭ, позволяющие введение фазового управления. Продемонстрирована целесообразность использования метода в комбинации с малогабаритным ФНЧ с граничной частотой среза несколько десятков килогерц. Проведен анализ принципа построения инверторов на основе изменяющихся структур с переключаемыми конденсаторами для повышения их КПД. Приведены формулы для расчета параметров инвертора.

**Ключевые слова:** автономная система электроснабжения, DC-DC и DC-AC конденсаторный преобразователь на основе изменяющихся структур, метод компенсации гармоник тока.

Важная особенность автономных (Photovoltaic) систем (АСЭ), предназначенных для энергообеспечения малоэтажных жилых комплексов от солнечных модулей, заключается в распределенности нагрузки, что оказывает влияние на принципы их построения.

Повышение КПД, улучшение массогабаритных показателей и уменьшение коэффициентов гармоник входного и выходного токов АСЭ переменного тока, питаемых от первичного источника постоянного тока, достигается если их строить также по распределенной схеме на основе структур с переключаемыми конденсаторами [1–8]. Структурная схема силовой цепи распределенной АСЭ изображена на рисунке 1.

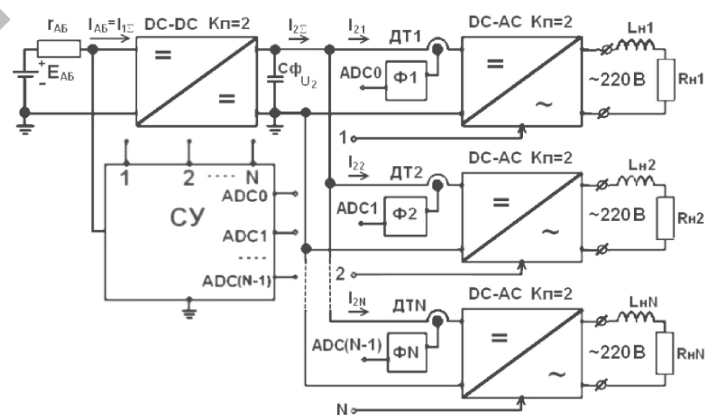


Рисунок 1. Структурная схема силовой цепи распределенной АСЭ

Она строится каскадным соединением конденсаторных многотактного, повышающего DC-DC [1] и распределенной системы из  $N$  одинаковых двухтактных мостовых DC-AC конверторов (рис. 5) на основе структур с переключаемыми конденсаторами, имеющих коэффициент преобразования  $K_{II} = 2$  каждый.

В результате коэффициент преобразования АСЭ увеличивается и оказывается равным четырем, что позволяет снизить напряжение аккумуляторной батареи (АБ) до величины  $E_{AB} = (14 \text{ В} \times 6) = 84 \text{ В}$ , нужной для создания выходного действующего напряжения сети переменного тока  $U_{нд} = 220 \text{ В}$ .

Заметим, что для  $K_{II} = 2$  упрощается выбор элементов силовой цепи входного DC-DC конвертора, так как электрические режимы их работы по току и напряжению оказываются одинаковыми, а напряжения на закрытых силовых ключах минимальны и равны напряжению аккумуляторной батареи —  $E_{AB}$ .

Многотактный режим работы входного DC-DC позволяет существенно снизить коэффициент гармоник тока, потребляемого им от АБ, в результате разрежения спектра  $I_{AB}(t)$  путем частичной компенсации его высокочастотных составляющих [2–3]. Ток  $I_{AB}(t)$  является сложным и имеет не только высокочастотные составляющие  $I_{AB(ВЧ)}(t)$ , кратные частоте преобразования  $f_{II}$ , но и низкочастотные  $I_{AB(НЧ)}(t)$ , кратные частоте  $f_c$  сети, питающей нагрузки переменным током, т.е.  $I_{AB}(t) = I_{AB(ВЧ)}(t) + I_{AB(НЧ)}(t)$ . Понижение массогабаритных показателей (АСЭ) и повышение КПД достигается увеличением частоты преобразования  $f_{II}$  до нескольких сотен килогерц и употреблением резонансного режима работы входного DC-DC и выходных DC-AC конверторов с мягкой коммутацией силовых ключей.

Для уменьшения коэффициента гармоник тока  $I_{AB}(t)$  в АСЭ используется компенсация обеих его составляющих. Его резкое уменьшение эффектно достигается комбинированным способом, без использования громоздких низкочастотных сетевых фильтров. Его суть — в компенсации части гармоник в спектре  $I_{AB(ВЧ)}(t)$  при многотактном режиме работы входного DC-DC конвертора [2, 3]. При этом другая часть его гармоник фильтруется малогабаритным фильтром низких частот (ФНЧ) с граничной частотой в несколько десятков килогерц. Компенсация НЧ, составляющих  $I_{AB(НЧ)}(t)$ , достигается построением второго каскада АСЭ по распределенной схеме, с последующим введением оптимальных фазовых сдвигов в работе отдельных DC-AC конверторов [4].

Работа АСЭ происходит следующим образом. С выхода DC-DC конвертора напряжение  $U_2 \approx 2 \cdot E_{AB}$  поступает на вход распределенной системы из  $N$  отдельных мостовых DC-AC конверторов, обеспечивающих соответствующие нагрузки энергией переменного тока [5].

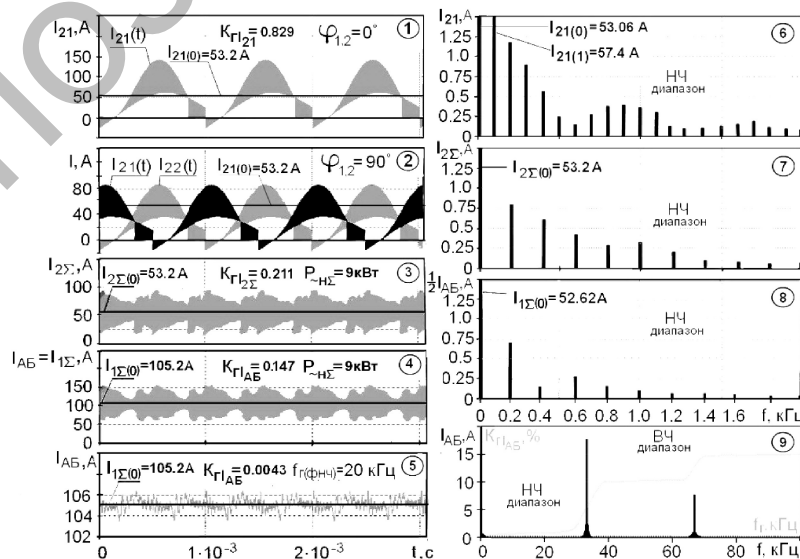


Рисунок 2. Диаграммы токов в АСЭ и их спектры

Поскольку DC-AC конверторы строятся по мостовой схеме, то частоты гармоник в спектре их входных токов  $I_{2j}(t)$  удваиваются и оказываются кратными  $\kappa \cdot 2 \cdot f_c$ , где  $\kappa = 1, 2, \dots$ . Добиться резкого уменьшения  $I_{\text{AB(НЧ)}}(t)$  простыми техническими средствами можно компенсацией нечетных гармоник в спектре суммарного входного тока второго каскада АСЭ  $I_{2\Sigma}(t) = \sum_{j=1}^N I_{2j}(t)$ . Временные диаграммы токов в АСЭ и их спектры, поясняющие ее работу, приведены на рисунке 2.

Сигналы с датчиков входных токов  $I_{2j}(t)$  — ( $DTj$ ) поступают на вход активных ФНЧ — ( $\Phi j$ ), формирующих выходные сигналы, пропорциональные амплитудам токов их первых гармоник  $I_{2j(1)}$ . Они поступают на вход контроллера ( $МК$ ), входящего в состав схемы цепи управления ( $СУ$ ) (рис. 3).

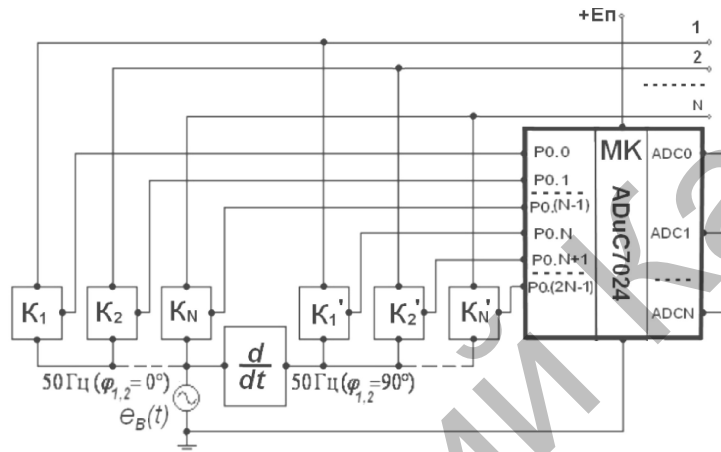


Рисунок 3. Структурная схема цепи управления распределенной АСЭ

$МК$  принимает данные о величинах амплитуд первых гармоник входных токов —  $I_{2j(1)}$  отдельных DC-AC конверторов и делит их на две группы, чтобы суммарные значения амплитуд указанных токов в них были приблизительно одинаковы. Затем контроллер вырабатывает сигналы, коммутирующие ключи ( $K1, \dots, KN$ ) и ( $K'1, \dots, K'N$ ), которые подают сигналы возбуждения  $e_a(t) = e_a \cdot \sin(\omega_c \cdot t - \varphi_{1,2})$  на сформированные группы отдельных мостовых DC-AC конверторов со сдвигом относительно друг друга на угол  $\varphi_{1,2} = 90$  градусов. В результате все нечетные гармоники в суммарных токах обеих групп оказываются в противофазе, что приводит к их компенсации в суммарном токе  $I_{2\Sigma}(t)$  и, следовательно, в  $I_{\text{AB(НЧ)}}(t)$  [6].

На слайдах 1 и 6 (рис. 2) показаны временная диаграмма и спектр входного тока  $I_{21}(t)$  отдельного DC-AC конвертора, работающего на централизованную индуктивно-активную нагрузку переменного тока мощностью 9 кВт. Аналогичные графики для эквивалентной децентрализованной АСЭ, состоящей из двух DC-AC конверторов, имеющих выходную мощность по 4,5 кВт каждый из работающих, со сдвигом по фазе  $\varphi_{1,2} = 90^\circ$ , даны на слайдах 2, 3 и 7. Их сравнение показывает, что для одинаковых средних значений входных токов  $I_{21(0)} = I_{2\Sigma(0)} = 53,2$  А их амплитуды уменьшаются в два раза, а коэффициент гармоник  $K_{Г2}$  снижается почти в 4 раза — от 0,829 до 0,211.

Увеличение коэффициента гармоник тока  $I_{\text{AB}}(t) = I_{\Sigma}(t)$  до значения  $K_{Г\text{AB}} = 0,147$  происходит ввиду резких выбросов его спектральных составляющих, расположенных в диапазоне ВЧ вблизи частот 34 и 68 кГц. Это объясняется компенсацией нечетных гармоник в спектре  $I_{2\Sigma}(t)$  и связанном с ней разрежением его спектра. Сглаживающие свойства входного DC-DC конвертора во временной и частотной областях наглядно иллюстрируют слайды 3, 4 и 7, 8. При этом коэффициент гармоник тока дополнительно уменьшается — от величины 0,211 до значения 0,147. С увеличением частоты среза  $f_r$  габариты ФНЧ снижаются. Ее выбор в каждом конкретном случае определяется зави-

симостью  $K_{Г_{AB}}(f_G)$ , приведенной на слайде 9, где изображен спектр тока  $I_{AB}(t)$  для области частот, захватывающей НЧ и ВЧ диапазоны от 0 до 100 кГц. Указанные выбросы гарантированно устраняются малогабаритным ФНЧ, имеющим граничную частоту среза  $f_{Г(ФНЧ)} = 20$  кГц и рассчитанным по методике ФНЧ, нагруженного с одной стороны [7]. При этом, как представлено на слайде 5, коэффициент гармоник тока  $I_{AB}(t)$  резко снижается и становится равным  $K_{Г_{AB}} = 0,0043$ .

Для входного DC-DC конвертора его величина приближается к предельно достижимой благодаря использованию режимов мягкой коммутации для всех силовых ключей, сводящих к минимуму потери при их переключении. При создании АСЭ особое внимание уделяется увеличению их КПД.

КПД современных мостовых DC-AC ШИМ конверторов (рис. 4) занижен вследствие завышенных потерь мощности на коммутацию силовых ключей моста ( $V_{TM1}-V_{TM4}$ ). Это происходит из-за больших динамических перепадов напряжений на силовых ключах моста, равных  $2U_2 = 4 \cdot E_{AB}$ , и токов, идущих через них, действующих в течение всего периода частоты  $f_c$  сети  $-T_c = 20$  мс (слайды 1, 2 — рис. 4). Другой недостаток — наличие громоздкого высоковольтного конденсатора, имеющего удвоенное напряжение на обкладках, также равное  $2U_2 = 4 \cdot E_{AB}$ , необходимого для обеспечения режима мягкой коммутации разрядных ключей ( $V_{T3}, V_{T4}$ ).

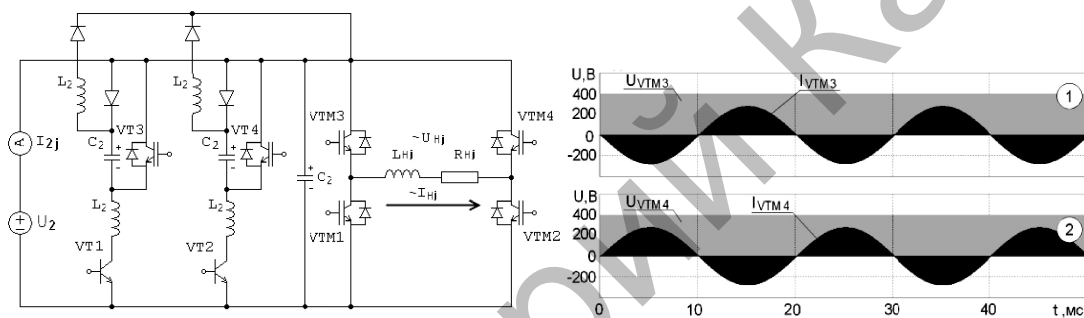


Рисунок 4. Принципиальная схема и временные диаграммы DC-AC ШИМ конвертора

Увеличение КПД достигается устранением указанных недостатков в конденсаторном DC-AC конверторе с меняющейся структурой. Принципиальная схема его силовой цепи и временные диаграммы токов и напряжений, объясняющие ее работу, показаны на рисунке 4. Рассматриваемый DC-AC конвертор является зависимым. Он состоит из двух ОКП и представляет собой двухтактный, повышающий, конденсаторный DC-AC конвертор с изменяющимся в такт с частотой образованной им сети коэффициентом преобразования. Управляемый независимым генератором  $e_g(t) = e_g \cdot \sin(\omega_c \cdot t - \varphi_{1,2})$  коэффициент преобразования последовательно принимает значения  $K_{II} = 0, 1, 2$ . При этом уровни  $K_{II} = 1, 2$  образуются коммутацией ключей  $V_{T3}, V_{T4}$  в ОКП (рис. 5), а нулевой уровень — коммутацией ключей моста ( $V_{TM1}, V_{TM4}$ ) и ( $V_{TM2}, V_{TM3}$ ) при изменении полярности выходного напряжения  $\sim U_H$ .

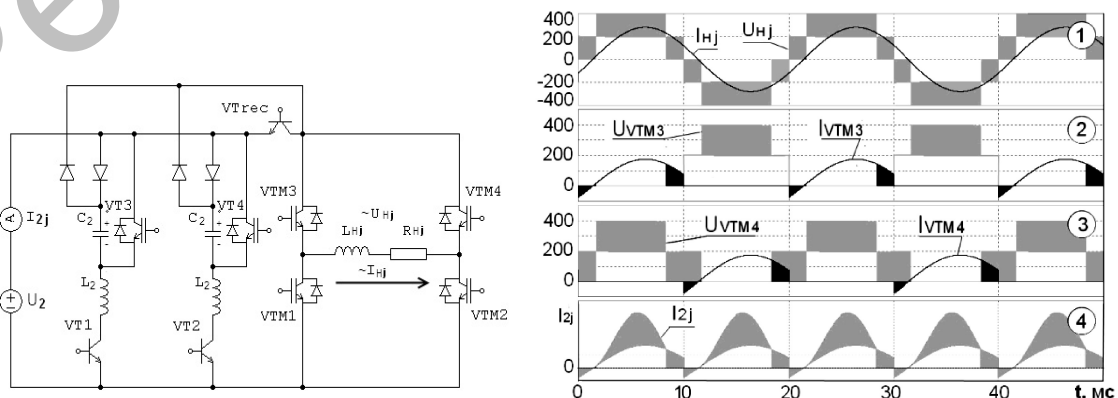


Рисунок 5. Принципиальная схема и временные диаграммы DC-AC конвертора с изменяющейся структурой

Синусоидальный ток нагрузки образуется с помощью ШИМ. При  $K_{II}=1$  она осуществляется ключами моста ( $VTM2, VTM4$ ), а при  $K_{II}=2$  — ключами ОКП ( $VT3, VT4$ ). Такое решение снижает коммутационные потери мощности в указанных силовых ключах моста путем уменьшения в два раза динамических перепадов напряжений на них до величины входного напряжения  $U_2 \approx 2 \cdot E_{AB}$  и уменьшения времени их воздействия до  $(1/6) \cdot T_c$  (слайды 2, 3 — рис. 5). Дополнительное снижение потерь мощности обеспечивается мягкой коммутацией зарядных ключей ОКП ( $VT1$  и  $VT2$ ), введением резонансного режима их работы. Расчеты по методикам, приведенным в [8, 9] для АСЭ (рис. 1) с двумя одинаковыми DC-AC конверторами во втором каскаде, отдающими в нагрузку по 4,5 кВт мощности переменного тока, показывают примерно одинаковый результат — увеличение КПД на 1,5–2 процента.

Величины емкости и индуктивности  $C_{2j}, L_{2j}$  силовой цепи  $j$ -того DC-AC конвертора рассчитываются исходя из обеспечения параметров технических условий по следующим формулам:

$$C_{2j} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot P_{\sim j \max}}{k_j \cdot \omega_k \cdot U_{н\delta} \cdot \Delta U_{C_{2j}}^*} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_j}, \quad L_{2j} = \frac{1}{\omega_k^2 \cdot C_{2j}},$$

где  $P_{\sim j \max}$  — максимальная мощность переменного тока  $j$ -той нагрузки;  $k_j$  — количество ОКП (тактность) в  $j$ -том DC-AC конверторе;  $\Delta U_{C_{2j}}^* = \frac{\Delta U_{C_{2j}}}{2 \cdot E_{AB}}$  — максимально допустимая относительная пульсация напряжения на конденсаторе  $C_{2j}$ ;  $\Delta U_{C_{2j}}$  — максимально допустимая абсолютная пульсация напряжения на конденсаторе  $C_{2j}$ ;  $U_{н\delta}$  — величина действующего напряжения на нагрузке;  $\cos \varphi_j$  — коэффициент мощности  $j$ -той нагрузки.

#### Выводы

Рекомендован метод построения распределенных АСЭ на основе каскадного соединения многотактных конденсаторных DC-DC и DC-AC конверторов, разрешающий увеличить коэффициент их преобразования.

Рекомендован метод компенсации гармоник входного тока распределенных АСЭ, позволяющий введением фазового управления существенно снизить коэффициент гармоник тока, потребляемого от первичной аккумуляторной батареи. Показана целесообразность использования предложенного метода в комбинации с малогабаритным ФНЧ с граничной частотой среза — несколько десятков килогерц.

Проанализирован принцип построения DC-AC конверторов на основе изменяющихся структур с переключаемыми конденсаторами, позволяющий повысить их КПД. Даны формулы для расчета параметров его элементов.

#### Список литературы

- 1 Зотов Л.Г. Многотактные, резонансные DC-DC конверторы на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных систем энергоснабжения // Вопросы радиоэлектроники. — 2011. — № 1. — С. 32–35.
- 2 Зотов Л.Г. Анализ импульсных помех в бестрансформаторных системах вторичного электропитания // Научный вестник НГТУ. — 2005. — № 1(19). — С. 83–88.
- 3 Зотов Л.Г. Понижающие преобразователи постоянного напряжения на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных энергосистем // Научный вестник НГТУ. — 2011. — № 1(42). — С. 151–158.
- 4 Зотов Л.Г. Конденсаторные повышающие преобразователи с изменяющейся структурой для автономных энергосистем // Электротехника. — 2011. — № 4. — С. 46–50.
- 5 Зотов Л.Г. Патент RU № 2394345. Регулируемый повышающий преобразователь постоянного напряжения. Оубл. БИ № 19. — 10.07.2010.
- 6 Зотов Л.Г. Автономная система энергоснабжения от солнечных модулей RZMP-240-T для объектов сельского хозяйства // Ползуновский вестник. — 2011. — № 2/1. — С. 87–94.
- 7 Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. — М.: Связь, 1971. — Т. 1. — С. 440.

8 Nunez C., Jlira, Visairo N. Analysis of the Boundaries to Compensate Voltage Sag Events Using a Single Phase Multi-Level Rectifier // *EPE Journal*. — 2010. — Vol. 20, № 4. — С. 5–11.

9 Брованов С.В., Дыбко М.А. Расчет динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с емкостным делителем напряжения // Доклады АН ВШ РФ. — 2011. — № 2(17). — С. 46–56.

В.П.Разинкин, Л.Г.Зотов, А.Д.Мехтиев, Н.Т.Исембергенов, В.В.Югай, Г.Б.Валеева

### Автономды жүйеге арналған бөлгіш жүктемесі бар жоғарғы нәтижелі инвертор

Мақалада бірден көп өзгеру коэффициенті бар, ПӘК-і жоғары DC-DC және DC-AC конденсаторларының каскадты байланысу негізінде алынған бөлгіш ЭАЖ-нің құрылу принципі баяндалған. ЭАЖ-нің кіріс тогы тербелісі фазалық басқару үшін ұсыныстар жасалған. Шекті кесу жиілігі бірнеше ондық килогерц аз габаритті ТЖФ-ің комбинациясы әдісін қолданудың мақсаты көрсетілген. ПӘК-ін көтеретін ауыспалы конденсаторлары бар құрылымдар негізіндегі инверторларды құру принципі талданған. Инвертордың көрсеткішін есептеу формулалары келтірілген.

V.P.Rasinkin, L.G.Zotov, A.D.Mehtiyev, N.T.Isembergenov, V.V.Yugay, G.B.Valeyeva

### Highly efficient inverter for stand-alone systems with load distribution

Analyzed the principle of building distributed autonomous power supply system based on cascade capacitor DC-DC and DC-AC converters with high efficiency, with a conversion factor greater than one. Recommendations for compensation of harmonics of the input current distributed autonomous power supply system, allowing the introduction of phase control. Demonstrate the feasibility of using the method in combination with a small-sized low-pass filter with a cutoff frequency cutoff — a few tens of kilohertz. The analysis of the principle of construction of inverters based on changing patterns switched-capacitor, allowing to increase their efficiency. The formulas for calculating the parameters of the inverter.

#### References

- 1 Zotov L.G. *Questions radionics*, 2011, 1, p. 32–35.
- 2 Zotov L.G. *Scientific Bulletin of the NSTU*, 2005, 1(19), p. 83–88.
- 3 Zotov L.G. *Scientific Bulletin of the NSTU*, 2011, 1(42), p. 151–158.
- 4 Zotov L.G. *Electrical Engineering*, 2011, 4, p. 46–50.
- 5 Zotov L.G. *Patent RU № 2394345*. Regulated DC boost converter. Publ. BI № 19.–10.07.2010.
- 6 Zotov L.G. *Polzunov HERALD*, 2011, 2/1, p. 87–94.
- 7 Mattei G.L., Young L., Jones E.M.T. *Microwave filters, matching circuits and communication*, Moscow: Communication, 1971, 1, p. 440.
- 8 Nunez C., Jlira, Visairo N. *EPE Journal*, 2010, 20, 4, p. 5–11.
- 9 Brovanov S.V., Dybko M.A. *Reports of Russian Higher Education*, 2011, 2(17), p. 46–56.