

10. Levin J. A., Moore J. A. Dialogue-Games: Meta-Communication Structures for Natural Language Interaction // *Cognitive Science*. – 1977, Vol.1, №4. – P. 395-420.
11. McBurney P., Eijk R.M., Parsons S., Amgoud L. A Dialogue Game Protocol for Agent Purchase Negotiations// *Autonomous Agents and Multi-Agent Systems*. – 2003, Vol.7, №3. – P. 235-273.
12. Rescher N. *Dialectics. A Controversy-Oriented Approach to the Theory of Knowledge*. – Albany N.Y: State University of New York Press, 1977.
13. Sawamura H., Umeda Y., Meyer R.K. Computational Dialectics for Argument-Based Agents Systems // *Proceedings of ICMAS*. – 2000. – P. 271-278.
14. Nowakowska M. On a Formal Structure of Dialogue// *Dialogue: an Interdisciplinary Approach*/ Ed. by M.Dascal. – Amsterdam: Elsevier, 1985. – P. 135-145.
15. Скрипник К.Д. Логические модели диалога. – Ростов-на-Дону: Изд-во РГУ, 2001.
16. Walton D.N., Krabbe E.C.W. *Commitment in Dialogue: Basic Concepts of Interpersonal Reasoning*. – Albany N.Y: State University of New York Press, 1995.
17. Светлов В.А. Практическая логика. – СПб: Росток, 2003.
18. Шуман А.Н. Современная логика: теория и практика. – Минск: Экономпресс, 2004.
19. Финн В.К. Об одном варианте логики аргументации // *Научно-техническая информация. Серия 2. Информационные процессы и системы*. – 1996, №5-6. – С. 3-19.
20. Грифцова И.Н. Логика как теоретическая и практическая дисциплина. К вопросу о соотношении формальной и неформальной логики. – М.: Эдиториал УРСС, 1998.
21. Тарасов В.Б., Борисов А.В. Логическое моделирование когнитивных и коммуникативных характеристик агентов: единый подход // *Труды 10-й национальной конференции по искусственному интеллекту КИИ-2006 (Обнинск, 25-28 сентября 2006 г.)*. Т.3. – М.: Физматлит, 2006. – С. 916-928.
22. Ginsberg M. Multivalued Logics: a Unified Approach to Reasoning in AI // *Computer Intelligence*. – 1988, Vol. 4. – P. 256-316.
23. Fitting M. Bilattices and the Theory of Truth// *Journal of Philosophical Logic*. – 1989, Vol.19. – P. 225-256.

УДК 621.382

**В.В. Денисенко**

### **МЕТОДЫ ДЕКОМПОЗИЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ САПР СБИС**

**Введение.** Для моделирования цифровых КМОП цепей большей размерности (СБИС) используется ряд алгоритмов [1], основанных на различных комбинациях методов релаксации Якоби и Зейделя, методе Ньютона, Пикара и Ньютона-Канторовича, которые позволили повысить скорость моделирования на 1-2 порядка по сравнению с программой SPICE при почти линейной зависимости времени решения от размера цепи.

Для дальнейшего увеличения предельной размерности задачи используются методы декомпозиции СБИС на подсхемы, при которой решения для отдельных подсхем сшиваются между собой итерационными методами. Одной из проблем является медленная сходимость или ее отсутствие при сшивании сильносвязанных подсхем. Для ускорения сходимости используют многоцикловые итерационные алгоритмы [2], метод обратного обхода графа цепи [3], итерации одновременно током и напряжением [4], метод Ньютона-Канторовича [5] и др. Ускорение сходимости часто можно получить, подходящим образом выбрав сшивающий многополюсник (СМ) – алгоритмический блок, представленный в виде электрической цепи

с управляющими связями, указывающими направление передачи переменных в процессе итераций.

Известно несколько типов СМ [2, 4, 6-8] с различными свойствами. В настоящей работе предлагается метод синтеза сшивающих многополюсников, который позволяет получить, как уже известные, так и множество новых СМ. Выбор СМ определяется характеристиками сшиваемых подсхем.

Предлагаемые в статье СМ могут быть использованы также для сшивания решений, полученных разнородными программными средствами. Например, если часть задачи моделирования выполнена программой SPICE, а вторая часть – с помощью Simulink, то полученные решения могут быть сшиты предлагаемыми методами. Аналогичная проблема возникает при моделировании систем методом "Hardware-In-the-Loop" [9,10], когда часть системы моделируется с помощью программы на компьютере, а в качестве второй части используется реально существующая часть системы.

**Постановка задачи.** Пусть имеется нелинейная динамическая электрическая цепь, которая разбита на части таким образом, что каждая из них моделируется независимыми методами или средствами. После разбиения электрической цепи между ее частями появляются гальванические связи (рис. 1). Каждая связь выполняет двусторонний обмен информацией, носителями которой являются две физические переменные: ток и напряжение. В результате естественного процесса уравновешивания токов и напряжений в каждой ветви, связывающей подсхемы, устанавливается равновесие в виде (рис. 2, а):  $i_1(t) = i_2(t)$ ,  $V_1(t) = V_2(t)$ .

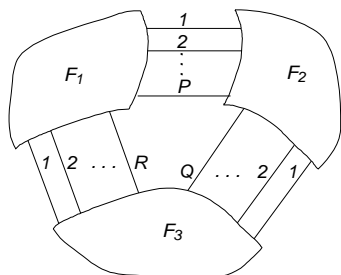


Рис. 1. Разбиение электрической цепи на части

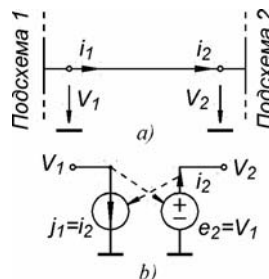


Рис. 2. Замена одной гальванической связи (а) двумя управляющими (b)

Простейший способ сшивания подсхем достигается путем замены одной гальванической связи двумя управляющими, как показано на рисунке (см. рис. 2, b). Передача переменных по направлению связей эквивалентна итерационному процессу. Управляемые источники здесь являются повторителями входного сигнала:  $e_2 = V_1$ ,  $j_1 = i_2$ . Цепи управления показаны на рисунке (см. рис. 2, b) штриховой линией. Такой подход позволяет разделить информационные связи между подсхемами на “входы” и “выходы” и выполнять анализ каждой из подсхем отдельно, разными программно-аппаратными средствами.

Будем предполагать, что каждая из  $M$  подсхем имеет  $n \in (1, N)$  ветвей, связывающих ее с другими подсхемами, и описывается моделью “черного ящика”, т.е. внутренние переменные подсхемы не участвуют в процессе декомпозиции электрической цепи. Каждая подсхема отображает вектор входных воздействий (токов

или напряжений)  $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$  в вектор выходных величин  $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^n$  с помощью отображения  $\mathbf{F}_m : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$ . Замена гальванической связи управляющими позволяет записать уравнение всей электрической цепи в переменных, соответствующих граничным узлам и ветвям подсхем виде:

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}(\mathbf{X}), \tag{1}$$

где  $\mathbf{X}$  – вектор, составленный из векторов  $\mathbf{x}$ . Решением уравнения (1) является неподвижная точка  $\mathbf{X} = \mathbf{X}^*$ , которая существует, если оператор  $\mathbf{F}(\cdot)$  является оператором сжатия [5]. Неподвижная точка может быть найдена итерационным процессом вида:

$$\mathbf{X}^{k+1} = \mathbf{F}(\mathbf{X}^k), \quad k = 0, 1, \dots, \tag{2}$$

скорость сходимости которого дается неравенством [5]:

$$\rho(\mathbf{X}^k, \mathbf{X}^*) \leq \frac{q^k}{1-q} \rho(\mathbf{X}^1, \mathbf{X}^0),$$

где  $\rho(\cdot, \cdot)$  – расстояние между двумя элементами пространства векторов  $\mathbf{X}$ ;  $q$  – положительное число, при котором выполняется равенство  $\rho(\mathbf{F}(\mathbf{X}), \mathbf{F}(\mathbf{X}^k)) = q\rho(\mathbf{X}, \mathbf{X}^k)$ ;  $0 < q < 1$ , называется коэффициентом сжатия.

Во многих случаях сильносвязанных цепей условие  $0 < q < 1$  не выполняется, что приводит к расходимости итерационного процесса. Для обеспечения сходимости в работах [2,4, 6-8] предложено несколько СМ, обеспечивающих различные скорости сходимости. Ниже будет предложен метод синтеза СМ, основанный на топологических преобразованиях электрических цепей [11-13].

**Топологические преобразования.** Топологические преобразования являются формализованными приемами, позволяющими изменять топологию (структуру) цепи без изменения ее уравнений. Приведенные ниже преобразования справедливы для любых физически реализуемых цепей.

**Преобразование управляемого источника тока в управляемый источник напряжения.** Рассмотрим электрические цепи, показанные на рис. 3. Управляемый источник тока (рис. 3, а) воспроизводит нелинейную зависимость  $i_{out} = j(i_{in})$ . Нетрудно проверить, что цепь, показанная на рис. 3, б, является идеальным управляемым источником тока, воспроизводящим функцию  $i_{out} = j(i_{in})$  при условии  $e(i_{in}, V_{out}) = r_o j(i_{in}) + V_{out}$ , где смысл обозначений понятен из рис. 3.

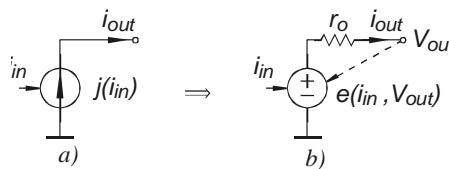


Рис. 3. Преобразование источника тока (а) в эквивалентную цепь с источником напряжения (б)

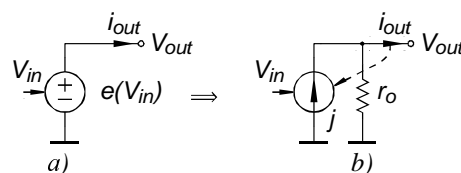


Рис. 4. Преобразование источника напряжения (а) в эквивалентную цепь с источником тока (б)

**Преобразование управляемого источника напряжения в цепь с управляемым источником тока.** Аналогичные преобразования справедливы для управляемого источника напряжения (см. рис. 4) Управляемый источник тока (см. рис. 4) воспроизводит функциональную зависимость  $j = e(V_{in})/r_o + i_{out}$ . Это преобразование является дуальным по отношению к предыдущему.

**Источники нулевого тока и напряжения, отрицательные сопротивления.** Все цепи, показанные на рис. 5, эквивалентны короткозамкнутой ветви. Здесь источники тока и напряжения имеют нулевые значения, а отрицательные сопротивления равны положительным по абсолютной величине и поэтому компенсируют друг-друга.

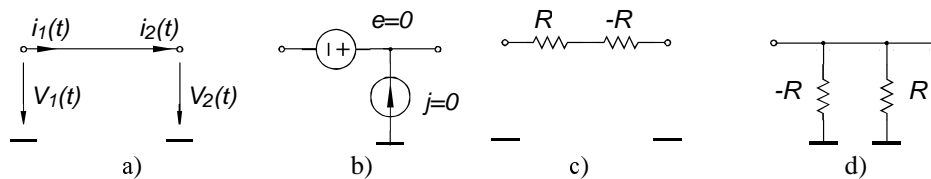


Рис. 5. Цепи, эквивалентные короткозамкнутой ветви

Очевидно, что существуют цепи, являющиеся зеркальным отражением рассмотренных, а также цепи, составленные путем их комбинирования.

**Синтез сшивающих многополюсников.** Процесс синтеза СМ состоит из следующих этапов.

Этап 1. Выбор исходной цепи для дальнейших преобразований. В качестве исходной может быть выбрана любая цепь, из представленных в табл. 1.

Этап 2. Использование предложенных выше, а также известных из теории электрических цепей топологических преобразований, таких как дуальное, теорема об эквивалентном генераторе, перенос источников тока через узел электрической цепи и др.

Этап 3. Перенос цепей управления при сохранении эквивалентности уравнений электрического равновесия.

Покажем сначала, что предлагаемый метод синтеза позволяет получить известные схемы сшивающих многополюсников. Выполним ряд преобразований (см. рис. 5): заменим связь между подсхемами эквивалентной цепью с отрицательными сопротивлениями (см. рис. 5, а); между левым выводом этой цепи и резистором включим СМ (см. рис. 2, б), а затем источник тока, входящий в состав этого СМ, заменим эквивалентной цепью по рисунку (см. рис. 3, б). В результате этих преобразований получим цепь (см. рис. 5, рис. 5 d). Такая цепь была синтезирована эвристически ранее в работе [6], мы же получили ее путем синтеза. При переходе от цепи (см. рис. 5, с) к цепи (см. рис. 5, d) было выбрано  $r_o = R$ , что, в общем случае, необязательно, а также отрицательный резистор  $R$  был внесен внутрь первой подсхемы и выполнено следующее преобразование:

$$e_1 = R(-i_2) + V_1 = R(-(V_1 - V_2)/R) + V_1 = V_2.$$

Используя дуальное топологическое преобразование [12], можно получить СМ, дуальный по отношению к только что полученному (табл. 1, В4). Аналогично можно получить и другие СМ (табл. 1). В таблице оператор итерирования показан

символом  $\textcircled{k}$ , который означает, что если его выходная величина равна  $x^k$ , то входная равна  $x^{k+1}$ .

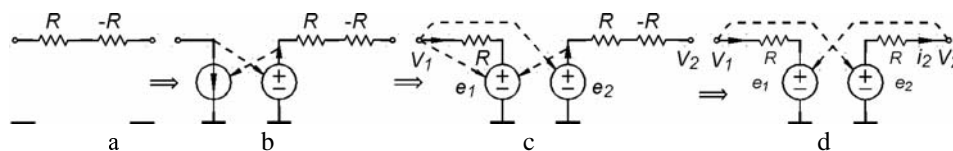


Рис. 6. Шаги синтеза СМ “с перекрытием”

Применяя к ветви с резистором (рис. 7, а) преобразование (см. рис. 2, б), получим рис. 7, б. Пользуясь тем, что последовательно с идеальным источником тока можно включить сопротивление любой величины, приходим к рис. 7, с. Добавив источник нулевого тока  $j_0 = 0$  (рис. 7, в) и преобразуя его в цепь с источником напряжения (см. рис. 3), получим рис. 7, е. В этой цепи управляющая связь, показанная пунктиром, может быть перенесена к правому зажиму сопротивления (как показано сплошной линией – управляющей связью), поскольку в установившемся режиме потенциалы обоих рассматриваемых узлов одинаковы. Таким образом, приходим к цепи, показанной в табл. 1, СЗ, ранее полученной в работе [2].

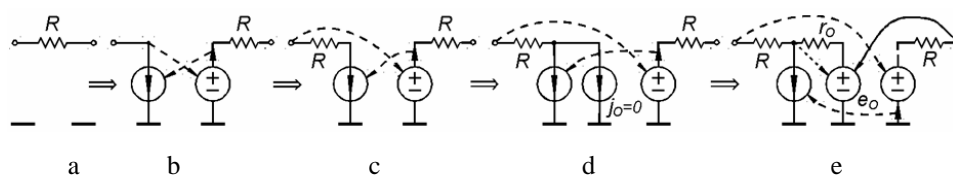


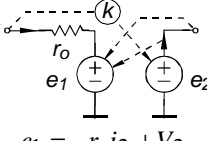
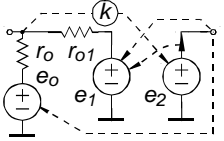
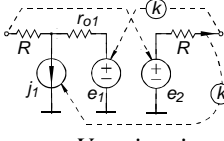
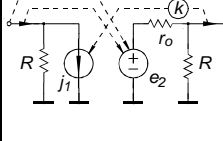
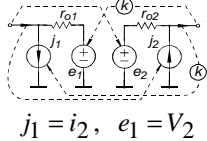
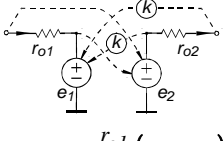
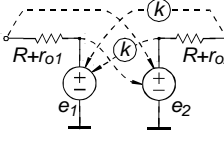
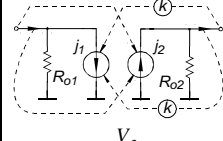
Рис. 7. Пример синтеза цепи СЗ из табл. 1

Для сравнения синтезированных СМ между собой будем считать, что левая подсхема представлена эквивалентным источником напряжения с внутренним сопротивлением  $R_1$ , а правая – с сопротивлением  $R_2$  (в общем случае, сопротивления могут быть комплексными). Тогда для коэффициента сжатия  $q$  получим выражения, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Схемы шивающих многополюсников

	1	2	3	4
В				
	$j_1 = i_2, e_2 = V_1$	$e_1 = V_2, j_2 = i_1$	$e_1 = V_2, e_2 = V_1$	$j_2 = i_1, j_1 = i_2$
	$q = -R_1/R_2$	$q = -R_2/R_1$	$q = \frac{R_1}{R_1 + R} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R}$	$q = \frac{R}{R_1 + R} \cdot \frac{R}{R_2 + R}$
	[6]	[6]	[6]	[6]

<p>C</p>  $e_1 = -r_o i_2 + V_2,$ $e_2 = V_1$ $q = \frac{R_1}{R_2} \frac{R_2 - r_o}{R_1 + r_o}$	 $e_1 = V_2 - r_{o1} i_2,$ $e_o = V_2, e_2 = V_1$ $q = \frac{R_1}{R_2} \frac{R_2 - r_o \parallel r_{o1}}{R_1 + r_o \parallel r_{o1}}$	 $e_1 = V_2, j_1 = i_2,$ $e_2 = V_1$ $q = \frac{R_2 - r_{o1}}{R_2 + R} \frac{R_1}{R_1 + R + r_{o1}}$ <p>[2]</p>	 $j_1 = i_2,$ $e_2 = r_o i_1 + V_1$ $q = \frac{R}{R_1 + R} \frac{R}{R_2 + R} \frac{r_o - R_1}{r_o + R \parallel R_2}$
<p>D</p>  $j_1 = i_2, e_1 = V_2$ $j_2 = i_2, e_2 = V_1$ $q = \frac{(R_2 - r_{o1})(R_1 - r_{o2})}{(R_2 + r_{o1})(R_1 + r_{o2})}$	 $e_1 = V_2 + \frac{r_{o1}}{r_{o2}} (V_2 - e_2)$ $e_2 = V_1 + \frac{r_{o2}}{r_{o1}} (V_1 - e_1)$ $q = \frac{(R_2 - r_{o1})(R_1 - r_{o2})}{(R_2 + r_{o1})(R_1 + r_{o2})}$	 $e_1 = V_2 + \frac{r_{o1}}{R + r_{o2}} (V_2 - e_2)$ $e_2 = V_1 + \frac{r_{o2}}{R + r_{o1}} (V_1 - e_1)$ $q = \frac{(R_1 - r_{o2})(R_2 - r_{o1})}{(R_2 + R + r_{o2})(R_1 + R + r_{o1})}$	 $j_1 = -\frac{V_2}{r_{o1}} + i_2$ $j_2 = -\frac{V_1}{r_{o2}} + i_1$ $R_{o1} = R \parallel r_{o1}, R_{o2} = R \parallel r_{o2}$ $q = \frac{(R_2 - r_{o1})(R_1 - r_{o2}) R_{o1} R_{o2}}{(R_1 + R_{o1})(R_2 + R_{o2}) r_{o1} r_{o2}}$

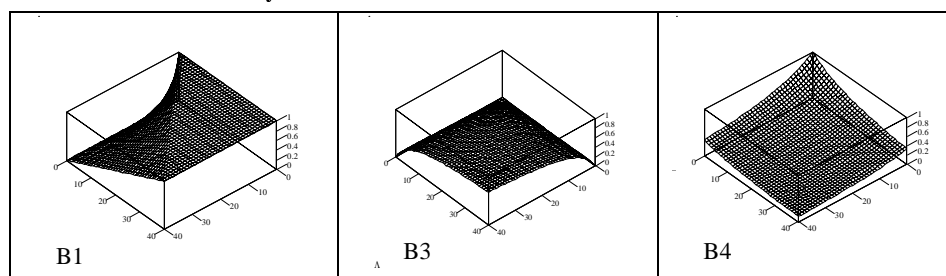
Зависимости  $q(R_1, R_2)$  представлены в табл. 2. Здесь ось координат в плане слева соответствует  $R_1$ , ось справа –  $R_2$ ; одно деление соответствует 250 Ом. Графики построены при следующих значениях параметров элементов:  $r_o = r_{o1} = r_{o2} = 2$  кОм,  $R = 5$  кОм для цепей В4, С4, D4 и  $R = 2$  кОм для В3, С3, D3. Для наглядности на графиках срезана часть поверхности  $q(R_1, R_2) > 1$ .

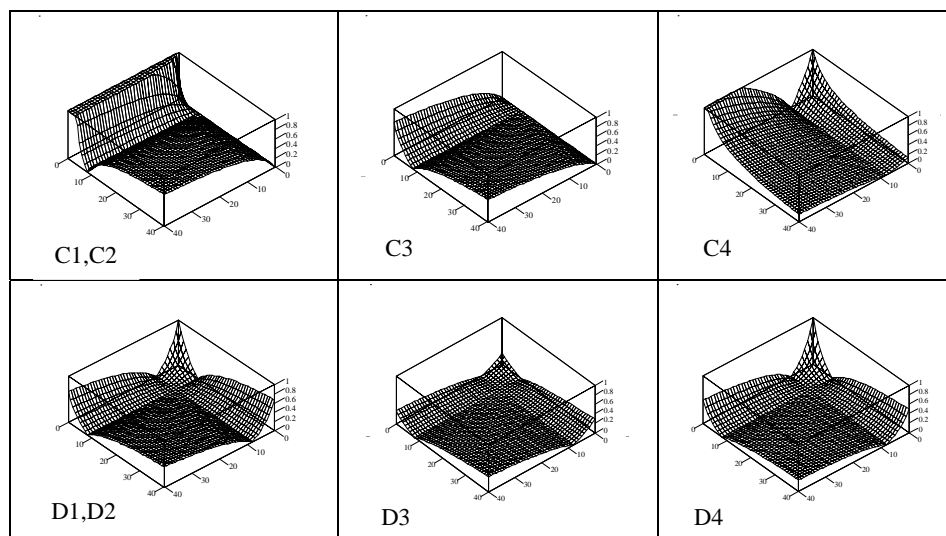
Принципиальное отличие цепей в колонках 3-4 от цепей 1-2 состоит в том, что они используют перекрытие подсхем. Вторым отличием между цепями В1-D1, В2-D2 и В3-D3 является количество итерационных параметров  $r_o, r_{o1}, r_{o2}$ . От их величин зависят значения сопротивлений  $R_1, R_2$ , при которых  $q = 0$  и процесс сходится за одну итерацию. Для цепей В1-В4 такими значениями являются 0 и  $\infty$ .

Результаты расчета выполнены в линейном приближении и могут быть использованы для качественной оценки сходимости в случае нелинейных динамических цепей.

Таблица 2

Условия устойчивости шивающих многополюсников





**Заключение.** Предложен метод синтеза сшивающих многополюсников, который позволяет получить не только известные СМ, но и множество новых цепей с различными свойствами. Приведенные в таблице (см. табл. 1) цепи являются лишь примерами. Общий класс СМ, которые могут быть синтезированы с помощью топологических преобразований, очень широк и его размер трудно оценить без применения автоматизированных (компьютерных) методов синтеза.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Денисенко В.В.* Проблемы схемотехнического моделирования КМОП СБИС // Компоненты и технологии. – 2002, №3. – С. 74-78; продолжение: Компоненты и технологии.– 2002, №4. – С. 100-104.
2. *Dmitriev-Zdorov V.B.*, Multicycle Generalization of Relaxation-Based Algorithms for Circuit and System Simulation. – GMD – Forschungszentrum Informationstechnik GmbH, Sankt Augustin, 1997. – 158 p.
3. *Chen C.-J., Lee C.-J., Yu J.-L., Yang T.-N.* A Backward-Traversing Method for Subcircuit Scheduling of Relaxation-Based Circuit Simulation // First International Conference on Innovative Computing, Information and Control, ICICIC '06, vol. 3, 30-01 Aug. 2006, pp. 157-160.
4. *Gander M.J., Ruehli A.E.* Solution of large transmission line type circuits using a new optimized waveform relaxation partitioning // 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, 18-22 Aug. 2003, p. 636-641.
5. *Канторович Л.В., Акилов Г.П.* Функциональный анализ. – М.: Наука, 1977. – 742 с.
6. *Circuit Analysis, Simulation and Design. VLSI Circuit Analysis and Simulation.* Edited by A.E. Ruehli. – Elsevier Science Publishers B.V., New York, 1987. – 282 p.
7. *Wang R., Wing O.* Waveform relaxation on tightly coupled systems // IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, 1991, pp. 2280-2283.
8. *Liu Y., Steurer M., Woodruff S., Ribeiro P.F.* A novel power quality assessment using real time hardware-in-the-loop simulation // 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004, pp. 690-695.
9. *Denisenko V.V.* Spice-like simulation using real devices instead of their mathematical models // Proc. 1998 Intern. Conf. on Modeling and Simulation of Microsystems, Semiconductors, Sensors and Actuators, Santa Clara, CA, USA, April 6-8, 1998, pp. 257-262.
10. *Ren, W., Steurer M., Baldwin T.L.* Improve the Stability and the Accuracy of Power Hardware-in-the-Loop Simulation by Selecting Appropriate Interface Algorithms // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, No. 4, 2008, pp. 1286-1294.

11. Денисенко В.В. Топологическое преобразование источников тока в цепи с источниками напряжения (прямое и дуальное) // Методы и средств аналоговой и цифровой обработки информации. – Таллин: АН ЭССР, 1988. – С. 164-169.
12. Денисенко В.В. Частично-дуальное топологическое преобразование электрических цепей // Электронное моделирование. – 1987, №1. – С. 90-93.
13. Денисенко В.В. Топологический синтез обратимых электронных цепей // Электронное моделирование. – 1988, №3. – С. 22-27.

УДК 658.512.2.011.5

**В.В. Лисяк, Н.К. Лисяк**

### **ОБЗОР ЕВРОПЕЙСКИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ САПР РЭА**

В обзоре рассмотрено программное обеспечение (ПО) в области САПР радиоэлектронной аппаратуры европейских производителей (кроме России), которое имеет хождение в России на 2008 год и информацию о котором можно найти в открытой печати. На рис.1 показаны доли участия основных стран производителей ПО САПР в мировом производстве. Как видно из диаграммы основным производителем ПО являются США, а доля европейских стран вместе с Россией составляет примерно 11%.

Примерное распределение стран основных производителей САПР в области радиоэлектроники по доли их участия в мировом производстве САПР. На диаграмме учтена только область радиоэлектроники. По производству САПР в других областях применения возможно другое распределение.

Несомненным лидером являются США, чей столбик вынуждены ограничить по высоте.

Ниже приводится краткий обзор программного обеспечения САПР радиоэлектроники Великобритании, Германии, Бельгии, Дании и Грузии.

#### **Программные продукты САПР РЭА Великобритании**

**CircuitWorks** (Производитель: Priware Limited, Великобритания) [2].

Программа предназначена для конвертации данных из OrCAD, PCAD, Protel и других программ проектирования электронных схем в трехмерные модели SolidWorks и является двухсторонним транслятором данных в формате IDF между системами проектирования печатных плат и SolidWorks.

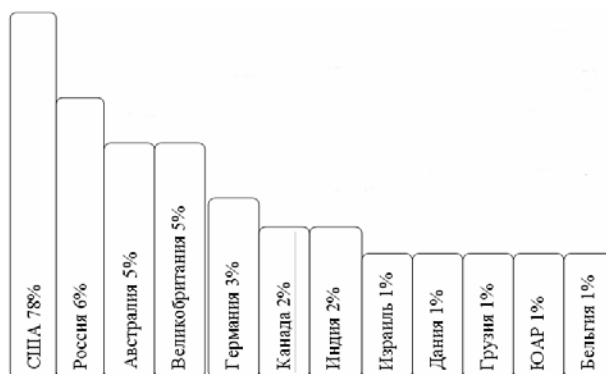


Рис. 1. Доли участия стран в мировом производстве САПР РЭА