### РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.376

МАРЧЕНКО С.В., ст.преподаватель СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор МОРОЗОВ В.М., к.ф.-м.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

# ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА ПРОНИЗЫВАЮЩЕЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ФАР С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

Введение. При математическом моделировании сложных электродинамических СВЧ-структур одним из подходов является метод интегрального уравнения (МИУ), позволяющий строить эффективные электродинамические алгоритмы [1]. Методы частичных соприкасающихся областей (МЧСО или метод "сшивания") и метод частичных пересекающихся областей, основанные на МИУ, требуют определения функции Грина с учетом диэлектрического плоскослоистого заполнения для каждой простой области, на которые разбивается сложная область определения электромагнитного поля. В методе интегрального уравнения на основе выделения пронизывающей области [2] необходимо определить с учетом диэлектрического заполнения функцию Грина только для одной области — пронизывающей. Несмотря на существующие подходы, разработанные рядом авторов и одним из авторов этой работы для метода частичных пересекающихся областей, учет диэлектрического заполнения в методе пронизывающей области имеет свои особенности, которые и были рассмотрены в этой работе.

**Постановка задачи.** Целью данной работы является показать особенности решения скалярных задач электродинамики СВЧ с учетом диэлектрического плоскослоистого заполнения методом пронизывающей области:

- представление функции Грина и функции источника стороннего поля для учета диэлектрического заполнения волноводной области;
  - пересчета тангенциальных компонент электрического поля в диэлектриче-

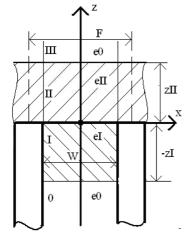


Рисунок 1 — Единичный излучатель бесконечной линейной ФАР с волноводной вставкой и слоем диэлектрического покрытия

ских слоях покрытия через тангенциальные компоненты внешнего пространства;

- определение коэффициента отражения волны в области ближайшей к источнику поля, через отраженные и прошедшие волны в диэлектрической вставке.

На рис.1 изображен центральный излучатель бесконечной ФАР с волноводной вставкой, относительная диэлектрическая проницаемость которой равна  $\epsilon I$ , и одним слоем диэлектрического покрытия с проницаемостью  $\epsilon II$ ,  $\epsilon 0=1$  при сканировании в Н-плоскости.

Разобьем сложную область определения электромагнитного поля (рис.1) на две простые частичные области.

Область 1 — регулярный волновод, продлённый в бесконечность (пронизывающая область) с диэлетрическим заполнением:

$$-\frac{W}{2} \le \tilde{o} \le \frac{W}{2}; -\infty < z < +\infty.$$

Область 2 — полубесконечный "канал Флоке", состоящий из двух подобластей: подобласть II — область 2, заполненная диэлектриком  $\epsilon$ II:

$$-\frac{F}{2} \le \tilde{o} \le \frac{F}{2}$$
;  $0 \le z \le zII$ .

подобласть III – область 2, заполненная диэлектриком ε0:

$$-\frac{F}{2} \le \tilde{o} \le \frac{F}{2}$$
;  $z \coprod \le z < +\infty$ .

*Алгоритм решения*. Используя вторую формулу Грина, запишем интегральное представление для полного поля пронизывающей области:

$$E_{y}^{l}(x,z) = E_{y_{exc}}^{l}(x,z) + \left[ \frac{z_{II}}{s_{ij}} \left[ \frac{E_{y}^{l(II)}(x',z') \frac{\partial G_{II}^{l}(x,z;x',z')}{\partial x'}}{\partial x'} \right]_{x'=-\frac{W}{2}} - E_{y}^{l(II)}(x',z') \frac{\partial G_{II}^{l}(x,z;x',z')}{\partial x'} \Big|_{x'=\frac{W}{2}} dz' + \left[ \frac{E_{y}^{l(III)}(x',z') \frac{\partial G_{III}^{l}(x,z;x',z')}{\partial x'}}{\partial x'} \right]_{x'=-\frac{W}{2}} dz' ,$$

$$x \in \left[ -\frac{W}{2}, \frac{W}{2} \right]; \quad x' \in \pm \frac{W}{2}; \quad z = 0; \quad z' \in [0,z_{II}] \cup [z_{II},+\infty),$$

$$(1)$$

где  $E_y^{1(j)}$ , j=II, III – у-компонента напряженности электрического поля соответствующей области или подобласти;

 $E_{y_{exc}}^{1}(x,z)$  – тоже для стороннего источника;

 $G_n^{-1}(x,z;x',z')$ , n=0, I,II, III – функция Грина бесконечного волновода с плоскослоистым диэлектрическим заполнением.

Тангенциальные составляющие напряженности поля второй области:

$$E_{y}^{2(II)}(x,z) = \sum_{mf=-\infty}^{\infty} \left( T \coprod_{mf} e^{-CJ \cdot \gamma \coprod_{mf} \cdot (z-z\coprod)} + R \coprod_{mf} e^{CJ \cdot \gamma \coprod_{mf} (z-z\coprod)} \right) \cdot F D_{mf}(x) ,$$

$$E_{y}^{2(III)}(x,z) = \sum_{mf=-\infty}^{\infty} T \coprod_{mf} e^{-CJ \cdot \gamma \coprod_{mf} \cdot (z-z\coprod)} \cdot F D_{mf}(x) ,$$

где  $T\Pi_{mf}$ ,  $R\Pi_{mf}$ ,  $T\Pi_{mf}$  – комплексные амплитудные коэффициенты, подлежащие определению;

 $FD_{mf}(x)$  — ортонормированные поперечные собственные функции "канала Флоке";  $\gamma \Pi_{mf}$ ,  $\gamma \Pi_{mf}$  — продольные коэффициенты распространения волны во второй области. "Истокообразное" представление функции Грина:

$$G_n^1(x,z;x',z') = \sum_{MWG=1}^{\infty} WD_{MWG}(x) \cdot WD_{MWG}(x') \cdot f_{MWG}^{[n]}(z,z') \quad ,$$

где  $WD_{MWG}(x)$ ,  $WD_{MWG}(x')$  – поперечные собственные функции прямоугольного волновода, удовлетворяющие граничным условиям Дирихле;

 $f_{MWG}^{[n]}(z,z')$  — продольная компонента для соответствующей подобласти функции Грина первой области.

Продольные компоненты были найдены с учетом месторасположения точек источников поля и наблюдения в интегральном представлении и свойств симметрии функции Грина:

$$f_{MWG}^{[n]}(z,z') = \begin{cases} k0 \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z+zI)}, & z \in (-\infty; -zI], n = 0 ; \\ \frac{e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}} |z-z'|}{2 \cdot CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}} + kIt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot z} + \\ kIr \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot z}, & z \in [-zI;0], n = I ; \\ kIlt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)} + kIIr \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)} & z \in [0;zII], n = II ; \end{cases}$$

$$kIIIt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)}; & z \in [zII;+\infty), n = III ,$$

где  $CWL_{MWG}^{[n]}$  — продольный коэффициент распространения волны в соответствующей подобласти регулярного волновода.

"Сшивая" выражения для продольных компонент и их производных на границах раздела z=-zI; 0; zII, находим функцию Грина первой области.

Сторонний источник электромагнитного поля находится при  $z=-\infty$ , т.е. в области  $z\in \left(-\infty;-z\mathrm{I}\right]$ . Для определения электромагнитного поля в областях необходимо знать выражение для стороннего источника при z=0. Представление для стороннего источника в зависимости от координаты z:

$$E_{yexc}^{1}[^{n}](z) = \begin{cases} e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}(z+zI)} + h0 \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}\cdot(z+zI)}, & z \in (-\infty; -zI], n = 0 \\ hIt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}\cdot z} + hIr \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}\cdot z}, & z \in [-zI;0], n = I \\ hIIt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}\cdot(z-zII)} + hIIr \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}\cdot(z-zII)}, & z \in [0;zII], n = II \\ hIII \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}\cdot(z-zII)}, & z \in [zII;+\infty), n = III \end{cases}$$

$$(3)$$

"Сшивая" записанные выше представления и их производные при z=-zI; 0; zII, найдем выражение для стороннего источника при z=0.

Используя условия сшивания компонент напряженностей электрического поля и их производных при z=zII, находим выражения для  $TII_{mf}$   $\stackrel{.}{e}$   $RII_{mf}$  через коэффициен-

ты  $TIII_{mf}$ . Выражения для  $TII_{mf}$   $\dot{e}$   $RII_{mf}$ , функция Грина (2) и функция стороннего источника (3) подставляются в интегральное представление (1) при фиксировании точки наблюдения при z=0, что приводит к интегральному уравнению Фредгольма второго рода. Применяя метод Галеркина к интегральному уравнению, получаем систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), которая была решена методом редукции.

После определения неизвестных  $TIII_{MF}$  вычисляем компоненты напряженности электрического поля в диэлектрическом слое  $TII_{MF}$  и  $RII_{MF}$ , сшивая функции и производные выражений для напряженностей электрического поля подобластей II и III при z=z1. Выражаем поле падающей и отраженной волн области, ближайшей к источнику поля, через отраженные и прошедшие волны в диэлектрической вставке (рис.2).

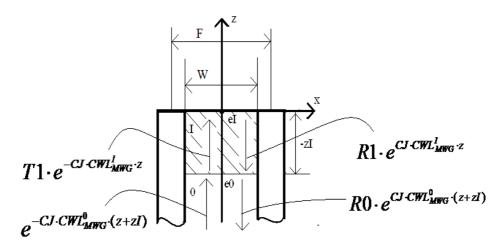


Рисунок 2 — Диэлектрическое заполнение волноводного канала для определения коэффициента отражения

Таким образом, поле в волноводе [-zI; 0] имеет следующий вид:

$$E_{y}^{I}(z=0) = R0_{MWG} \cdot \left[ \frac{e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{I} \cdot zI}}{2} \left( 1 - \frac{CWL_{MWG}^{0}}{CWL_{MWG}^{I}} \right) + \frac{e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{I} \cdot zI}}{2} \right]$$

$$\left( 1 + \frac{CWL_{MWG}^{0}}{CWL_{MWG}^{I}} \right) + \left[ \frac{e^{-CJ \cdot CWL_{1}^{I} \cdot zI}}{2} \left( 1 + \frac{CWL_{1}^{0}}{CWL_{1}^{I}} \right) + \frac{e^{CJ \cdot CWL_{1}^{I} \cdot zI}}{2} \left( 1 - \frac{CWL_{1}^{0}}{CWL_{1}^{I}} \right) \right].$$

Определив  $TII_{\it mf}$ ,  $RII_{\it mf}$ , а также компоненты поля в волноводе при z=0, сшиваем поля области I и области II при z=0 и получаем коэффициент отражения для волны  $H_{10}$ .

**Результаты работы.** На рис.3, 4 представлены известные результаты, полученные методом сшивания [1] (отмечены линиями) и полученные по рассмотренному алгоритму (отмечены крестиками). На рис.3 изображены кривые зависимости модуля коэффициента отражения для слоя с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$ =3.0625, а на рис.4 — кривые зависимости модуля коэффициента отражения для диэлектрической вставки с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$ =2. Нормированный поперечный размер канала Флоке —  $F/\lambda_0$  =0.5714; для плоскопараллельного волновода: W=F — для случая диэлектрического покрытия; W =0.937\*F — для диэлектрической вставки. Толщина диэлектрического покрытия zII определяется в длинах волн

 $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon}}$ , а толщина волноводной вставки zI определяется через поперечный размер

"канала Флоке". В табл.1, 2 приведены результаты сходимости решения задачи от учитываемых типов волн. При расчете на ПК учитывалось 29 гармоник Флоке и такое же количество типов волн в волноводе. Полученные результаты совпадают с графической точностью с известными данными.

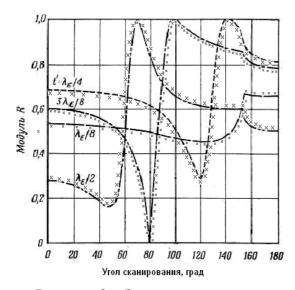


Рисунок 3 — Зависимость модуля коэффициента отражения от угла сканирования со слоем диэлектрического покрытия

Таблица 1 — Численная сходимость при наличии диэлектрического слоя покрытия для параметров решетки:  $W=F=0.5714\lambda_0,~\theta=60^\circ,~\epsilon II=3.0625,~zII=0.5\lambda$ 

Число		
учитываемых	Модуль R	Фаза R
типов волн		
3	0.43191	-68.002
5	0.46220	-68.246
7	0.47239	-68.460
9	0.47722	-68.599
11	0.47996	-68.694
13	0.48169	-68.762
15	0.48287	-68.812
17	0.48372	-68.852
19	0.48437	-68.883
21	0.48486	-68.908
23	0.48526	-68.929
25	0.48558	-68.946
27	0.48585	-68.962
29	0.48608	-68.974

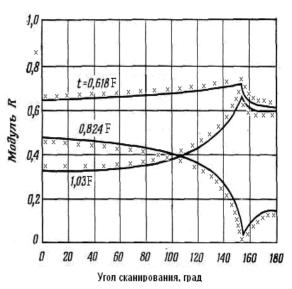


Рисунок 4 — Зависимость модуля коэффициента отражения от угла сканирования с диэлектрической вставкой

Таблица 2 — Численная сходимость при наличии диэлектрической волноводной вставки для параметров решетки:  $F=0.5714\lambda_0,~\theta=0^\circ,~W=0.937*F,~\epsilon I=2,~z I=0.824*F$ 

Число		
учитываемых	Модуль R	Фаза R
типов волн		
3	0.44230	203.260
5	0.44731	204.852
7	0.44924	205.195
9	0.45007	205.276
11	0.45047	205.274
13	0.45069	205.243
15	0.45081	205.204
17	0.45090	205.168
19	0.45096	205.138
21	0.45101	205.115
23	0.45105	205.102
25	0.45109	205.095
27	0.45113	205.095
29	0.45117	205.098

В волноводе и "канале Флоке" учитывалось одинаковое количество типов (гармоник "Флоке"), т.к. геометрические размеры областей практически одинаковы (правило Миттры).

Из табл.1, 2 сходимости алгоритма МПО при наличии диэлектрического заполнения решетки следует, что достаточно учитывать от 21 до 29 типов волн (гармоник "Флоке") в областях в зависимости от параметров заполнения. При этом не меняются 3 знака после запятой в модуле коэффициента отражения, а фаза определяется с точностью до целой величины.

**Выводы.** В работе представлена методика построения функции Грина для плоскослоистого диэлектрического заполнения в методе пронизывающей области. Показан подход для получения корректного итогового интегрального уравнения при наличии магнитодиэлектрического заполнения, связанный с правильным определением стороннего источника и представления полей одних областей через другие.

Полученные численные результаты совпадают с графической точностью с известными, что свидетельствует о корректности методики построения функции Грина и электродинамического алгоритма в рассматриваемом методе интегрального уравнения.

### ЛИТЕРАТУРА

- 1. Амитей Р. Теория и анализ фазированных антенных решёток / Амитей Р., Галиндо В., Ву Ч.; пер с англ. под ред. Маркова Г.Т., Чаплина А.Ф. М.: Мир, 1974. 455с.
- 2. Прохода И.Г. Тензорные функции Грина и их приложения в электродинамике СВЧ / И.Г.Прохода, С.Г.Дмитрюк, В.М.Морозов. Днепропетровск: ДНУ, 1985. 63с.
- 3. Марченко С.В. Электродинамический расчет плоской волноводной ФАР методом пронизывающей области / С.В.Марченко, В.М.Морозов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. -2009. -№ 7. -C.28-33.

Поступила в редколлегию 20.05.2013.

УДК 621.391

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф-м.н., доцент КУЛИК М.В., ассистент СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор МАНУКЯН А.С., ассистент

Днепродзержинский государственный технический университет

### ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С $\pm\pi/2$ ФАЗОВЫМИ ВРЕЗКАМИ

**Введение.** В работах [1, 2] описан вариант модифицированной фазовой манипуляции и приведены результаты воздействия соответствующего сигнала на частотноселективные устройства (ЧСУ) для режимов резонанса токов или напряжения. В данной работе исследовались возможности выделения кодовой последовательности для сигнала  $c \pm \pi / 2$  фазовыми врезками (ФВ) и анализировалась канальная селективность для различных структур детекторов.

### Постановка задачи.

Целью работы являются:

1) разработка структур детекторов для сигнала с  $\pm \pi$  / 2 фазовыми врезками и возвратом к фазе, использование которого, как показано в [1, 2], может обеспечить вы-

сокую канальную селективность системы связи и высокую символьную скорость цифровых потоков при соответствующей структуре детекторов;

- 2) разработка и исследование различных вариантов структур детекторов с помощью моделирования в среде MatLab;
- 3) исследование односигнальной селективности разработанных детекторов с помощью моделирования в среде MatLab.

**Результаты работы.** В простейшем случае была предпринята попытка вообще отказаться от ЧСУ и осуществлять настройку на канал с помощью гетеродина, колебания которого когерентны колебаниям опорной части сигнала. Роль такого гетеродина может выполнять, например, гетеродинный приемник прямого преобразования. Как хорошо известно, колебания гетеродина такого приемника в режиме захвата устанавливаются практически в квадратуре со входным сигналом. Упрощенная структура показана на рис.1.

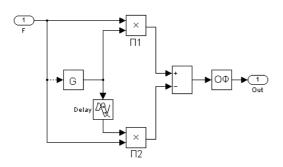


Рисунок 1 – Структурная схема бесконтурного детектора

Пунктир на рис.1 показывает, что гетеродин с помощью петли ФАПЧ управляется входным сигналом. Пусть, например, входной сигнал выбранного канала на опорной части  $\sim \cos \omega_0 t$ , тогда сигнал гетеродина в режиме захвата  $\sim \sin \omega_0 t$ , и на опорной части сигнала на выходах перемножителей П1 и П2 формируются противофазные сигналы удвоенной частоты, которые при вычитании складываются, но поскольку они не имеют постоянной составляющей, то легко отфильтро-

вываются оптимальным фильтром ОФ, имеющем обычную структуру с линией задержки на время интервала ФВ [1]. ОФ в данном случае выполняет роль определителя разности площадей под функцией сигнала при условии, что «скользящие» верхние пределы интегрирования по времени различаются на величину  $\tau_{\phi B}$ :

$$\int_{0}^{t+\tau_{\Phi B}} S(t)dt - \int_{0}^{t} S(t)dt = \int_{t}^{t+\tau_{\Phi B}} S(t)dt.$$

Исследования канальной селективности такого детектора показали, однако, что он пригоден только для одноканальной связи. Дело в том, что для соседних каналов на выходах  $\Pi 1$  и  $\Pi 2$  возникают разностные и суммарные комбинационные частоты  $\omega_i \pm \omega_0$  с соответствующими  $\Phi B$ , имеющие практически такой же размах, что и сигнал выбран-

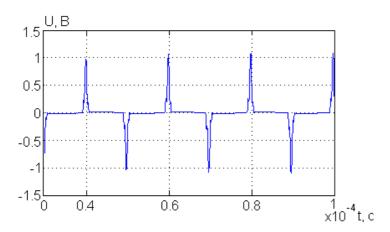


Рисунок 2 — Выходной сигнал «шахматной» последовательности

ного канала приема для частоты  $\omega_0$ . Таким образом для получения канальной селективности структура детектора должна быть дополнена ЧСУ. Используя данные работы [2], можно модифицировать детектор, показанный на рис.1, одним или несколькими ЧСУ, причем для большей общности следует отдать предпочтение режиму резонанса токов, т.к. роль ЧСУ в

этом случае может играть практически любой резонатор (в модели это параллельный LCR – контур с резонансной частотой, равной частоте выбранного канала  $f_0 = 1.0 \text{ M}$ Гц и добротностью Q = 100), а токовый сигнал, в котором присутствует  $\Phi B$ , снимается с балластного резистора. Из результатов этой работы следует, что в случае  $\pm \pi / 2 \Phi B$ сигнал оказывается таким образом согласованным с ЧСУ, что его селективные свойства и символьная скорость потока расщепляются за счет того, что  $\pm \pi / 2$  ФВ непосредственно накладываются на токи в ветвях контура, находящиеся в квадратуре с напряжением сигнала в состоянии резонанса. При отклонении от резонанса квадратурность резко нарушается. Кроме того, как следует из этой же работы, токовый сигнал при резонансе токов приобретает дополнительно амплитудную модуляцию на интервале ФВ, которая исчезает при отклонениях от резонанса, т.е. на интервале ФВ имеет место комбинированная АМ-ФМ. Стоит отметить, что частотную селективность обычно связывают с амплитудным фуръе-спектром. В данном же случае используются фазовые соотношения между сигналом  $c \pm \pi / 2 \Phi B$  и колебаниями в ЧСУ, которые в результате превращаются в амплитудные изменения и не связаны с инерционностью осциллятора, т.е. с его релаксационными свойствами. Наоборот, как показывают результаты моделирования и данные работы [2], увеличение добротности и, соответственно, времени релаксации осциллятора увеличивает коэффициент АМ и обеспечивает резкое его убывание при отклонении от резонанса.

С учетом изложенного, структура детектора на рис.1 была не только дополнена ЧСУ, а вообще видоизменена таким образом, что состоит из двух функциональных частей — амплитудной и фазовой, поскольку токовый сигнал ЧСУ промодулирован по амплитуде и по фазе. Структура такого варианта детектора изображена на рис.3.

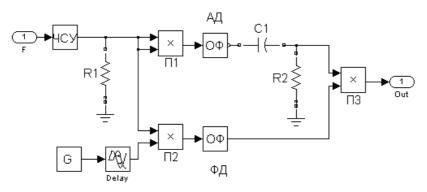
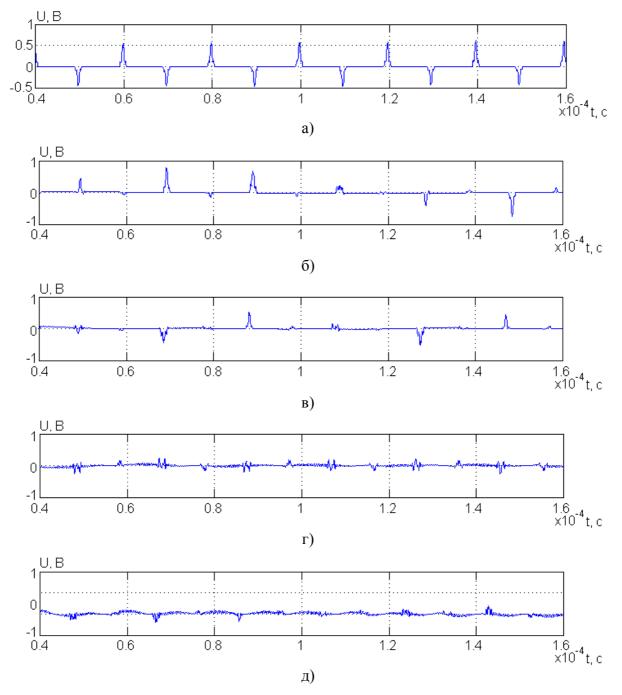


Рисунок 3 – Одноконтурный детектор

Как видно из рис.3, верхняя ветвь представляет собой амплитудную часть, а нижняя — фазовую. Перемножитель П1 является по существу квадратором, с помощью ОФ выделяется огибающая токового сигнала, а

переходная RC цепочка удаляет бесполезную постоянную составляющую опорной части. Перемножитель П2 и вся нижняя ветвь представляет собой фрагмент детектора на рис.1. Смысл введения перемножителя П3 заключается в том, что выделенный П2 сигнал ФВ умножается на тактовый однополярный сигнал амплитудной части, так что для опорного фрагмента имеет место практически «умножение на нуль», чем достигается существенное уменьшение влияния на выходной сигнал выбранного канала комбинационных частот соседних каналов.

На рис.4 приведены осциллограммы выходных сигналов детектора при различных величинах расстройки относительно частоты выбранного канала  $f_0$ , полученные в результате моделирования в MatLab (односигнальная селективность).



а) — частота несущей канала; б), в), г), д) — сигналы со смещением по частоте на 10к $\Gamma$ ц Рисунок 4 — Выходные сигналы для односигнальной селективности

Осциллограммы на рис.4, а соответствуют частоте выбранного канала 1МГц, а все последующие сдвинуты соответственно на 10 КГц.

Как видно из рис.4, канальную селективность детектора по сравнению с первоначальным вариантом удалось существенно повысить. В результате, при частоте несущей выбранного канала 1,0 МГц, амплитудном фуръе-спектре сигнала «шахматной» последовательности около 700 КГц и символьном потоке 100 кбит/с полоса, занимаемая каналом, может иметь ширину  $\approx 50$  кГц, что в два раза меньше, чем по традиционным оценкам. Кроме того, как видно из этого же рисунка, влияние разностных комбинационных частот все же отрицательно сказывается на селективности данного варианта детектора, в связи с чем была предпринята попытка вообще отказаться от источника возникновения этих частот — синхронного гетеродина, т.е. построить «пассивный» детектор, настраиваемый на нужный канал только с помощью ЧСУ. Структура такого детектора показана на рис.5.

В этом случае роль гетеродинного сигнала играет токовый сигнал ЧСУ, снимае-

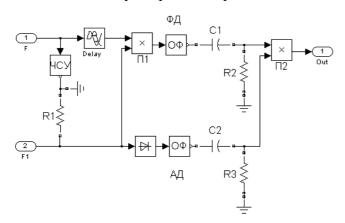
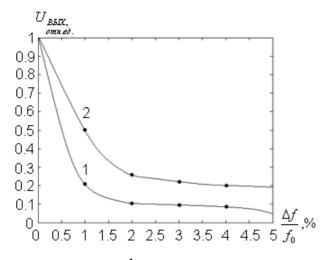


Рисунок 5 – Детектор с клапанным устройством

мый с R, имеющий комбинированную АМ-ФМ. В состоянии резонанса (для выбранного канала) сигналы напряжения на ЧСУ и тока приводятся к квадратуре и в верхней ветви детектора с помощью ОФ и переходной RC-цепочки выделяется полезный информационный сигнал. Для выделения огибающей токового сигнала использован обычный АМ-детектор, и на выходе нижней ветви формируется тактовый сигнал, который,

как и в предыдущем гетеродинном варианте, умножается на информационный перемножителем П2. При отклонении от резонанса квадратурность сомножителей П1 резко нарушается, уровень сигнала произведения падает, а возникающая бесполезная постоянная составляющая отфильтровывается переходной RC-цепочкой.



кривая 1 — для детектора, кривая 2 — для контура Рисунок 6 — Графики односигнальной селективности

На основании результатов моделирования такого детектора в MatLab была построена функция односигнальной селективности, показанная на рис.6 (кривая 1). Для сравнения на этом же рисунке показана АЧХ ЧСУ (кривая 2).

Как видно из рис.6, односигнальная селективность такого детектора оказывается выше, чем одиночного контура, за счёт введения операции перемножения на  $\Pi 2$ . Полученная при этом форма выходного сигнала идентична показанной на рис.4 для случая  $f = f_0$ . По сравнению с предыдущим вариантом детектора канальная селективность улучшилась в пять раз, т.е. ширина полосы канала при указанных ранее условиях может составлять всего 10 кГц.

#### Выволы.

- 1. В результате моделирования в среде MatLab установлено, что наиболее подходящей структурой для выделения сигнала с  $\pm \pi / 2$  фазовой врезкой является детектор, показанный на рис.5.
- 2. Показано, что односигнальная селективность может быть в 10 раз меньше, чем величина символьного потока при добротности ЧСУ, равной 100, и соответственно в 100 раз меньше, чем частота несущей. При этом техническая ширина амплитудного Фурье-спектра приблизительно равна частоте несущей.

### ЛИТЕРАТУРА

- 1. Рязанцев О.В. О некоторых особенностях радиоприёма цифровых сигналов / А.А.Андреев, А.Ю.Михацкий // Сб. научных трудов ДГТУ (технические науки). Днепродзержинск: ДГТУ. 2009. Выпуск 1(11). С.163-165.
- 2. Рязанцев О.В. Цифровые сигналы с использованием фазовых врезок  $\pm \pi / 2$  и их некоторые особенности / О.В.Рязанцев, М.В.Кулик, А.М.Съянов // Радиотехника: всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. 2011. Вып. 167. С.143-147.

Поступила в редколлегию 26.06.2013.

УДК 539.216.2

ТАРАН В.Г., к.ф.-м.н., доцент ТОМИНА А.В., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

# ВЛИЯНИЕ ПОСЛЕРОСТОВОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ НА СВОЙСТВА КРИСТАЛЛОВ ВаТіО₃, ПОЛУЧЕННЫХ С РАЗЛИЧНЫМИ СКОРОСТЯМИ КРИСТАЛЛИЗАЦИИ

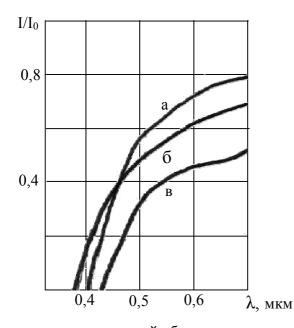
Введение. Титанат бария, как один из перовскитовых сегнетоэлектриков, представляет большой интерес для исследователей в связи с достаточно широкими возможностями его технического применения в электронике, нелинейной оптике, гидроакустике, а также различных областях измерительной и вычислительной техники [1]. Кроме того, титанат бария является одним из основных модельных кристаллов для решения фундаментальных вопросов электрофизики и физики фазовых превращений. Реализация такого рода прикладных и фундаментальных задач требует наличия достаточно крупных монокристаллов этого соединения с заданными электрическими и оптическими характеристиками.

Постановка задачи. Предыдущими исследованиями [2, 3] показано, что при выращивании кристаллов титаната бария из расплава системы BaTiO<sub>3</sub>-KF существенным фактором влияния на электрофизические свойства является скорость снижения температуры маточного раствора, влекущая в свою очередь изменение скорости процесса кристаллизации. Установленные закономерности дают возможность, изменяя режим выращивания, получать монокристаллы BaTiO<sub>3</sub> с наперед заданными свойствами. В этом плане актуальной является задача исследования влияния послеростовой обработки кристаллов, полученных в различных режимах, на их электрофизические свойства с целью оптимизации последних для практического применения.

**Результаты работы.** Для исследования использовались монокристаллы титаната бария, полученные в лаборатории кафедры по технологии [3] со скоростями сниже-

ния температуры в интервале  $3,6\div43$  К/м. Высокотемпературный отжиг кристаллов после выращивания производился в атмосфере воздуха при температуре  $900^{0}$ С с регулированием времени выдержки  $10\div35$  часов. Для исключения возникновения механических напряжений в образцах разогрев и охлаждение производились программным регулятором со скоростью 60 К/час. В процессе выдержки температура в печи поддерживалась с точностью  $\pm 2$  К.

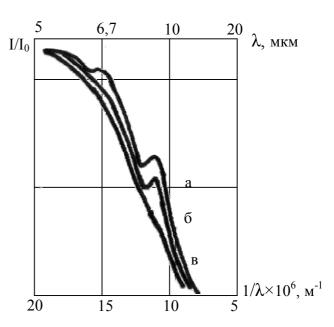
В результате отжига при указанных режимах образцы ВаТіО3, имеющие первоначально светло-желтый цвет, становились более темными, приобретая серо-зеленый отлив. Для определения оптического качества монокристаллов и установления области их прозрачности проведено исследование их оптического пропускания в зависимости от времени отжига в спектральном диапазоне  $\lambda = 0.35 \div 15$  мкм. Установлено, что в видимой области спектра, включая край фундаментального поглощения, отжиг значительно снижает относительный коэффициент пропускания (рис.1). При этом наблюдается смещение края собственного оптического поглощения примерно на 0,04÷0,05 мкм в сторону меньших длин волн. В инфракрасной (ИК) области спектра коэффициент пропускания остается примерно на том же уровне, и в диапазоне  $\lambda = 0.35 \div 15$  мкм прозрачность как контрольных, так и отожженных образцов постепенно падает (рис.2). Таким образом область прозрачности кристаллов составляет оптический диапазон  $\lambda = 0.42 \div 10$  мкм, обеспечивая возможность создания на основе титаната бария электрооптических устройств в достаточно широком спектре. Уменьшение светопропускания образцов ВаТіО3 и изменение их цветности при отжиге обусловлено, по всей видимости, образованием в кристаллической решетке вакансий по кислороду и дополнительных центров окраски [4].





- б отожженный 10 час.;
- в отожженный 30 час.

Рисунок 1 – Спектр оптического пропускания образцов BaTiO<sub>3</sub> в видимой области спектра



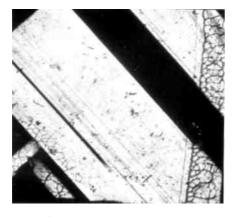
а – контрольный образец;

б – отожженный 10 час.;

в – отожженный 30 час.

Рисунок 2 – Спектры оптического пропускания в ИК области спектра

Доменная структура кристаллов  $BaTiO_3$  в результате отжига значительно видоизменяется. Как правило образцы, имевшие в исходном состоянии преимущественно с-доменную структуру, после отжига становятся, в основном, а-доменными (рис.3).



а) исходный образец

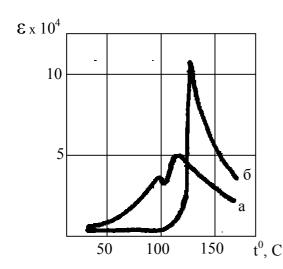


б) отожженный

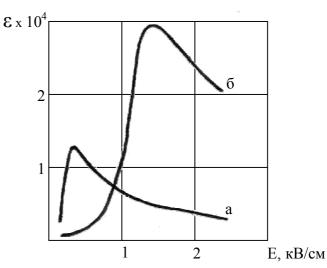
Рисунок 3 — Доменная структура образцов  $BaTiO_3$  до и после высокотемпературного отжига при температуре  $900^{0}$ C на протяжении 30 часов

Отожженные кристаллы содержат преимущественно  $180^{0}$ -ые домены, вектор спонтанной поляризации которых ориентирован в плоскости образца. Приложение внешнего измерительного поля, перпендикулярного плоскости образца, производит в отожженных образцах 90-градусную реориентацию вектора поляризации  $\vec{P}_{S}$ , а в исходных образцах — 180-градусное переключение. Это, на наш взгляд, объясняет наблюдаемые различия температурной  $\epsilon(t^{0})$  и полевой  $\epsilon(E)$  зависимостей диэлектрической проницаемости в исходных и отожженных кристаллах. В отожженных образцах отсутствует характерный максимум температурной зависимости диэлектрической проницаемости в области 80- $90^{0}$ C, связанный с активной перестройкой доменной структуры Ва $10^{0}$ 3 в этом диапазоне температур (рис.4). Кроме того, отжиг приводит к увеличению основного пика зависимости  $\epsilon(t^{0})$  и его смещению в сторону более высоких температур.

Отжиг образцов приводит к более выраженной зависимости величины диэлектричесой проницаемости от значения измерительного поля (рис.5).



а — исходный образец; б) — отожженный Рисунок 4 — Температурная зависимость низкочастотной диэлектрической проницаемости  $BaTiO_3$  исходного образца и отожженного при температуре  $900^0$ C



а – исходный образец; б) – отожженный

Рисунок 5 — Зависимость диэлектрической проницаемости от величины измерительного электрического поля образцов  $BaTiO_3$  до и после высокотемпературного отжига при температуре  $900^{0}$ С в течение 30 часов

Возрастающая ветвь зависимости  $\varepsilon(E)$  обусловлена включением в поляризационный процесс свободных доменов, которые вносят свой вклад в диэлектрическую проницаемость до 1 кГц. Смещение максимума  $\varepsilon(E)$  в сторону более высоких полей связано с тем, что высокотемпературный отжиг, по всей видимости, уменьшает подвижность доменных границ и стабилизирует а-доменную структуру кристаллов BaTiO<sub>3</sub>.

Для установления особенностей кинетики переполяризации кристаллов титаната бария исходных и термически обработанных образцов проведены исследования их импульсного переключения в электрическом поле. Анализ наблюдаемых осциллограмм тока переполяризации по методике [5] показал (табл.1), что высокотемпературный отжиг подавляет механизм бокового движения доменных стенок при переполяризации, в результате чего возрастает доля переключаемого заряда  $Q^*$  за счет механизма зародышеобразования и фронтального прорастания антипараллельных доменов. Объем кристалла, переключаемый за счет механизма бокового движения доменных стенок, коррелирует с типом доменной конфигурации образцов (табл.1). Чем больше область с-доменов, тем активнее процесс бокового движения стенок. В а-доменных образцах вышеуказанный механизм маловероятен. Эта закономерность прослеживается как в исходных, так и отожженных образцах. Отжиг повышает степень а-доменности кристаллов и, следовательно, подавляет механизм бокового движения стенок.

Таблица 1 –	Заряд	переполяризации	BaTiO <sub>3</sub>	за	счет	механизма	бокового	движения
	домен	ных стенок						

No	Толщина	Исходный кристалл		Отоженный к	ристалл
п/п	образца,	Тип доменной	1-Q*	Тип доменной	1-Q*
	<b>d</b> , м	структуры		структуры	
1	0,5	c	0,9	a-c	0,61
2	0,4	c	0,65	a-c	0,48
3	0,25	a-c	0,63	a-c	0,36
4	0,12	a-c	0,42	c	0,22
5	0,1	a-c	0,38	c	0,22

**Выводы.** Экспериментально установлено, что послеростовой высокотемпературный отжиг монокристаллов  $BaTiO_3$  приводит к стабилизации преимущественно а-доменного состояния образцов независимо от режимов выращивания.

Отожженные кристаллы имеют, как правило, более высокое значение диэлектрической проницаемости, а процесс их переполяризации осуществляется в основном фронтальным прорастанием антипараллельных доменов, что коррелирует с доменной структурой исходных и отожженных образцов.

Термическая обработка снижает оптическую прозрачность образцов, практически не влияя на оптический диапазон прозрачности.

### ЛИТЕРАТУРА

- 1. Барфут Дж. Полярные диэлектрики и их применение / Дж.Барфут, Дж.Тейлор. М.: Мир, 1981.-526c.
- 2. Таран В.Г. Влияние скорости кристаллизации на метрические характеристики кристаллов ВаТіО<sub>3</sub> при выращивании из раствора в расплаве солей / В.Г.Таран, А.Т.Кугай // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Днепродзержинск: ДГТУ. 2005. С.274-277.

- 3. Таран В.Г. Особенности доменной структуры и переполяризации монокристаллов ВаТіО<sub>3</sub>, выращенных при различных скоростях кристаллизации /В.Г.Таран, К.А.Примакова // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Днепродзержинск: ДГТУ. 2012. С.99-103.
- 4. Фридкин В.М. Сегнетоэлектрики-полупроводники / В.М.Фридкин. М.: Наука, 1976. 408с.
- 5. Gonzales-Jbeas J. Commutision de ferroelectricos con tiempo de trancito frontal muy grande / J.Gonzales-Jbeas // An. Fis. Real. Soc.esp. y guim. 1970. W. 64. P.225-228.

Поступила в редколлегию 27.06.2013.

УДК 658.513.012.12

БОЙКО В.И. д.т.н., профессор МЕЩАНИНОВ С.К. д.т.н., профессор ВОЛОШИН Р.В., магистр

Днепродзержинский государственный технический университет

## ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ СИНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОДХОДА

**Введение.** В настоящее время необходимость прогнозирования надежности функционирования электронных систем (ЭС) объясняется, в первую очередь, тем, что в процессе своего функционирования они испытывают воздействие множества внешних и внутренних факторов, причем эти факторы находятся в постоянном взаимодействии между собой. Это приводит к непредсказуемому поведению ЭС, их неожиданным отказам, которые могут оказаться катастрофическими как с экономической, так и с социальной точек зрения.

**Постановка задачи.** Надежность функционирования ЭС в условиях неопределенности информации о действии внутренних и внешних факторов определяется, в общем случае, значениями коэффициентов готовности составляющих ее элементов и подсистем. При сравнительно малом значении коэффициента готовности того или иного элемента или подсистемы для поддержания надежности ЭС на требуемом уровне предусматривается активная деятельность, направленная на обеспечение работоспособности ее элементов и подсистем путем адаптации к реальным условиям функционирования. Это позволяет выбирать управляющие стратегии и способы обеспечения надежного функционирования ЭС.

На сегодняшний день подобные задачи возможно решить только с использованием синергетического метода исследований [1, 2]. При этом наиболее характерные черты хранятся в виде параметров порядка и могут быть при необходимости вызваны для воссоздания целиком всего образа во всех деталях [3].

*Целью работы* является исследование возможностей использования синергетического подхода к прогнозированию надежности функционирования ЭС на протяжении всего ее жизненного пикла.

**Результаты работы.** Предположим, что на ЭС действует n видов опасных факторов с параметрами  $q_1(t), q_2(t), \dots, q_n(t)$ , которые являются некоторыми нестационарными случайными функциями времени. Реакция системы на их действие

 $R = c_1q_1 + c_2q_2 + ... + c_nq_n$  — линейная функция. Отказ системы произойдет, когда величина R превысит некоторое критическое значение  $R^*$ . То есть условие отказа системы имеет следующий вид:

$$R[Q(t)] \ge R^* \,, \tag{1}$$

где  $Q(t) = f(q_1, q_2, ..., q_n, t)$ .

следующим образом:

Вероятность развития аварии  $P_a$  можно представить как совмещение двух независимых событий:  $P_1$  и  $P_2$  — вероятности подавления и активизации процесса развития аварийной ситуации соответственно [4]:

$$P_a = P_1 \cdot P_2 \,. \tag{2}$$

Изменение уровня надежности функционирования ЭС с использованием вероятностно-статистического подхода является аддитивным случайным процессом изменения вероятности безаварийной работы [2]:

$$P(t) = P'(t) + P''(t),$$
 (3)

где P'(t) – стационарная составляющая вероятности безаварийной работы;

P''(t) – стохастическая составляющая вероятности безаварийной работы эс. синергетический подход к анализу эволюции аналитически можно выразить

$$\Psi = \Psi(\psi_1, \psi_2, ..., \psi_n), \ n \to \infty, \tag{4}$$

где  $\Psi$  – некоторый обобщенный функционал, характеризующий эволюцию системы (объекта);

 $\psi_n$  — функция многих переменных, характеризующая эволюционный «вклад» n-й подсистемы рассматриваемой системы (объекта), естественно, при ее условном разделении на совокупность таких подсистем.

Если принять  $E_0$  — надежность ЭС, работающей в нормальном режиме, а  $E_j$  — j -й «вклад» в изменение уровня надежности  $E_0$  при изменении i -го фактора ее функционирования, то степень изменения надежности, обусловленная изменением j -го фактора, вызывающего это изменение, описывается выражением [5]:

$$\partial_i = (E_0 - E_i) / E_0. \tag{5}$$

Обозначим через  $S_i$  i-й фактор, вызывающий j-е изменение надежности. количественно влияние i-го фактора на j-е изменение надежности характеризуется информационной мерой — количеством информации, содержащимся в  $S_i$  относительно состояния надежности:

$$a_{\psi_i, S_i} = \lg \frac{P(\delta_i / S_i)}{P(\delta_i)}, \tag{6}$$

где  $P(\delta_i \, | \, S_i)$  — вероятность изменения состояния надежности при наличии фактора  $S_i$ ;  $P(\delta_i)$  — априорная вероятность изменения состояния  $\partial_j$  .

Для системы факторов  $\varphi_kig(S_1,S_2,...,S_kig)$ 

$$a_{\psi_i, S_i} = \lg \frac{P(\varphi_k / \partial_i)}{P(\varphi_k)}, \tag{7}$$

Существенной является возможность вычисления информационной меры системы факторов  $\varphi_k(S_1, S_2, ..., S_k)$  по информационным мерам отдельных параметров:

$$a_{\partial_{j}, \varphi_{k}} = a_{\partial_{j}, s_{1}} + a_{\partial_{j}, s_{2}} + a_{\partial_{j}, s_{2}/s_{1}} + \dots + a_{\partial_{j}, s_{k}/s_{1}, \dots, s_{k-1}},$$
(8)

где 
$$a_{\partial_j, s_k/s_1, \dots, s_{k-1}} = \lg \frac{P(\partial_j/S_1 \dots S_k)}{P(\partial_j/S_1, \dots, S_{k-1})}.$$

Распределение показателей надежности по элементам ЭС представляет, в общем случае, задачу нелинейного программирования, где функцией цели является минимум функции какого-либо технико-экономического показателя, а граничными условиями – условия вида

$$\ddot{I}\dot{I}\tilde{N} \geq \ddot{I}\dot{I}\tilde{N} \quad _{c\dot{\alpha}\ddot{\alpha}} = f(\ddot{I}\dot{I}\dot{Y}), \tag{9}$$

где  $\ddot{I}$  $\tilde{N}$  — показатель надежности системы;

 $\ddot{I} \tilde{N}_{c\dot{a}\ddot{a}}$  – заданный показатель надежности системы;

 $\ddot{I}\dot{I}\dot{Y}$  — показатель надежности ее элемента.

С синергетической точки зрения всякая ЭС может быть условно разбита на подсистемы:

$$\ddot{I} = \{ \ddot{I}_1, \ddot{I}_2, ..., \ddot{I}_n \}. \tag{10}$$

Любая ЭС обладает многоцелевым поведением, управляющие воздействия —  $\vec{U} = (\vec{U}_1, \vec{U}_2, \vec{U}_3, \vec{U}_4)$ , с помощью которых обеспечивается поддержание заданного уровня надежности функционирования. Значения управляющих воздействий лимитируются следующими ограничениями:

$$\min \vec{U}_i < \vec{U}_i < \max \vec{U}_i, j = 1, 2, 3, 4, \tag{11}$$

где j – число подсистем ЭС.

Входные контролируемые воздействия  $\vec{G} = (\vec{G}_1, \vec{G}_2, \vec{G}_3, \vec{G}_4)$  содержат факторы, определяющие систему в отношении потребления и переработки (электроэнергия, информационные ресурсы и т. п.). Их значения также ограничены:

$$\min \vec{G}_j < \vec{G}_j < \max \vec{G}_j, j = 1, 2, 3, 4. \tag{12}$$

Выходные величины:  $\vec{V} = (\vec{V_1}, \vec{V_2}, ..., \vec{V_k}), k = 1, 2, ..., n$ , где n — число показателей, характеризующих работу ЭС. Контролирующе-управляющая ЭС может быть условно разбита на подсистемы применительно к очистному забою (O3) угольной шахты [6]:

$$\ddot{I} = \{ \ddot{I}_{1}, \ddot{I}_{2}, \ddot{I}_{3}, \ddot{I}_{4} \}, \tag{13}$$

где  $\ddot{I}$  – вся ЭС;

 $\ddot{I}_1$  – подсистема «ЭС управления атмосферой»;

 $\ddot{I}_2$  — подсистема «ЭС управления приконтурной областью»;

 $\ddot{I}_3$  — подсистема «ЭС управления технологическим оборудованием»;

 $\ddot{I}_4$  — подсистема «ЭС управления обслуживающим персоналом».

Блок вектора  $\vec{I}$  также состоит из четырех компонентов:

$$\vec{I} = (\vec{I}_1, \vec{I}_2, \vec{I}_3, \vec{I}_4), \tag{14}$$

где  $\vec{I}_1$ ,  $\vec{I}_2$ ,  $\vec{I}_3$ ,  $\vec{I}_4$  – соответственно критерии адаптации подсистем единой ЭС.

В таком случае каждая из подсистем ОЗ ( $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$ ,  $\Pi_3$ ,  $\Pi_4$ ) имеет свою траекторию реакции на управляющие и другие внешние воздействия:

$$\Omega_{j}(\vec{U}) = \{\vec{X}_{j}, \vec{Y}_{j}, \vec{Z}_{j}\}, j = 1,...,4.$$
 (15)

Пересечения траекторий между подсистемами

$$\Omega_{lj} = \Omega_l \cap \Omega_j, \ l \neq j. \tag{16}$$

Функции  $\Omega_{lj}$  являются связями подсистем ЭС в пространстве управления. Аналогично, под функциями  $\omega_{lj}$  следует понимать связи элементов подсистем ЭС:

 $\omega_{lj}^{\ \ l}$  – связи элементов подсистемы «ЭС управления атмосферой»;

 ${\omega_{lj}}^2$  — связи элементов подсистемы «ЭС управления приконтурной областью»;

 ${\omega_{lj}}^3$  — связи элементов подсистемы «ЭС управления технологическим оборудованием»;

 $\omega_{li}^{4}$  – связи элементов подсистемы «ЭС управления обслуживающим персоналом».

Синергетическим системам свойственна стохастичность, то есть их временную зависимость нельзя предсказать с абсолютной точностью. Поэтому простейшее эволюционное уравнение имеет следующий вид:

$$\dot{q} = \alpha \cdot q + f(t), \tag{17}$$

где f(t) – слагаемое, учитывающее флуктуацию сил во времени.

В случае, если система состоит из n элементов (подсистем), то предлагаемый подход требует введения многих переменных – переменных состояния  $q_1,q_2,...,q_n$ .

Рассмотрим множество  $\Omega_n$  всех  $2^n$  возможных состояний  $\omega = (p_1,...,p_i,....,p_n)$  системы S, характеризующих нормальную работу и выход из строя элементов (подсистем) ЭС.

Функцию  $p_i$  представим как бернуллиеву переменную, которая в соответствии с двумя возможными исходами может принимать только 2 значения:  $p_i=1$ , если  $S_i$  находится в состоянии  $A_i^{\delta}$ , и  $p_i=0$ , если  $S_i$  находится в состоянии  $A_i^{\delta}$ . разобьем  $\Omega_n$  на две части:  $\Omega_1$  и  $\Omega_0$ . пусть  $\Omega_1$  представляет собой множество работоспособных состояний, а  $\Omega_0$  — множество отказов. тогда оз работоспособен (надежен), если  $\omega \in \Omega_1$  и неработоспособен при  $\omega \in \Omega_0$ .

Пусть состояния  $\omega_i$  во времени представляют собой последовательность независимых испытаний с вероятностью исходов  $p_i = P(p_i = 1);$   $p_i^{/} = 1 - p_i = P(p_i = 0);$   $i = (\overline{1, n})$  каждого i-го испытания. Тогда, в общем случае, вероятность надежного или ненадежного P' состояний ЭС в момент времени t будет иметь вид [7]:

$$P = P(\omega \in \Omega_1) = \sum_{\omega \in \Omega_1} \prod_{i=1}^n P_i^{P_i} \cdot P_i^{/(1 - P_i)} . \tag{18}$$

Для оценки надежности ЭС m-го порядка нет необходимости анализировать структуру взаимодействия ее подсистем и определять их изменения в течение всего периода эксплуатации ОЗ. Достаточно проанализировать поведение соотношения (18) при условии  $n \to \infty$ , воспользовавшись результатами работы [7]:

$$\begin{cases} P > 1 - \exp(-\overline{k}n) \text{ iŏè } k_p > \overline{p}, \\ P < 1 - \exp[-\underline{k}n + 0 \cdot (\ln n)] \text{ iŏè } k_p > \underline{p}, \\ P < \exp(-\overline{k}n) \text{ iŏè } k_p < \overline{p} \end{cases}$$

$$(19)$$

где  $k_p = m/n$  – коэффициент работоспособности;

m — число работоспособных подсистем (элементов);

n – общее число подсистем ЭС;

 $\overline{p}$  — средняя вероятность надежного функционирования подсистем (элементов); выражение « $0 \cdot (\ln n)$ » означает величину высшего порядка малости по отношению к другим членам уравнения;

 $\underline{p} = p / (I + p - p) - \Gamma$  — граничная вероятность безотказной работы подсистем;

 $\overline{k} = k \left( k_{_{P}} \, / \, \overline{p} \right) -$ функции, определяемые соотношением

$$k = k_{D} \ln (k_{D} / p) + (1 - k_{D}) \cdot \ln (1 - k_{D}) \cdot (1 - p) \ge 0.$$
 (20)

Возвращаясь к соотношению (4) применительно к предложенному синергетическому подходу, можно записать следующее уравнение, характеризующее зависимость эффективности управления  $\hat{A}$  надежности функционирования ОЗ [6]:

$$\vec{A} = \frac{b \cdot t_{\ddot{e}\hat{i}}}{a \cdot t_{\ddot{o}\hat{i}}},\tag{21}$$

где а и b – соответственно скорости развития и ликвидации опасности.

Таким образом, используя общие положения, изложенные в работах [1, 3, 6, 7], и результаты, полученные в настоящей работе, сформулируем основные постановочные принципы синергетического подхода к моделированию надежности функционирования ОЗ.

#### Выводы.

- 1. Контролирующе-управляющая ЭС в современном представлении является ЭС, функционирование которой происходит при непосредственном и активном участии людей, обслуживающих технологическое оборудование. Вследствие этого ЭС это психоинформационная система, обладающая положительными и отрицательными обратными связями, а также стохастичностью и непредсказуемостью.
- 2. ЭС рассматривается как нелинейная диссипативная ЭС, состоящая из подсистем и элементов, которые формируют их структурные кластеры.
- 3. Отказы элементов ЭС, являясь случайными, в совокупности образуют последовательность зависимых и независимых событий. Это происходит в том случае, когда отказ элемента (подсистемы) вызывает неуправляемое движение материальных потоков потеря устойчивости подсистем общей системы. Это неуправляемое движение,

### Радіоелектроніка

вызванное отказом первого элемента, оказывает воздействие на другие элементы в качестве внешней нагрузки (возмущения). Если ее величина превышает предельно допустимый уровень для следующего элемента, то происходит его отказ. Так проявляется зависимость надежности одного элемента от надежности другого. При этом отказы приобретают лавинообразный характер, вовлекая все новые элементы.

### ЛИТЕРАТУРА

- 1. Хакен Г. Синергетика: Иерархия неустойчивостей в самоорганизующихся системах / Хакен Г. М.: Мир, 1985 419с.
- 2. Червоный А.А. Надежность сложных систем / Червоный А.А., Лукъященко В.И. [2-е изд, перераб. и доп.]. М.: Машиностроение, 1976. 288с.
- 3. Залога В.А. Синергетический подход к организации процессов жизненного цикла изделий машиностроения / В.А.Залога, К.А.Дядюра, С.Н.Соболев // Вісник СумДУ. Серія «Технічні науки». 2008. №1. С.89—94.
- 4. Мясников А.А. Повышение эффективности и безопасности горных работ / Мясников А.А., Павлов А.Ф., Бонецкий В.А.. М.: Недра, 1979. 216с.
- 5. Нечипоренко В.И. Структурный анализ систем / Нечипоренко В.И. М.: Сов. Радио, 1977. 216с.
- 6. Мещанинов С.К. Научные основы обеспечения надежности функционирования очистных забоев шахт Украины: монография / Мещанинов С.К. Д.: Национальный горный университет, 2005. 230с.
- 7. Надежность и эффективность в технике: справочник в 10 т. Т. 7: Качество и надежность в производстве / под ред. И.В.Апполонова. М.: Машиностроение, 1989. 280с.

Поступила в редколлегию 21.06.2013.