

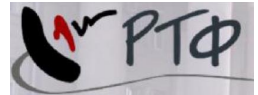
Proceedings of the  
Scientific conference

# THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING



Сборник трудов конференции

Всероссийская научная конференция  
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2013")



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО  
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
"ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ"

**Всероссийская научная конференция  
молодых ученых, аспирантов и студентов**

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2013")  
Сборник трудов конференции**

**Proceedings of the  
Scientific conference  
THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF  
RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE  
FUNCTIONING**

**November 1<sup>st</sup>, Taganrog, Russia**

<http://www.rts.tti.sfedu.ru>

Таганрог, 2013

УДК 681.51(06)

Материалы Всероссийской научной конференции "ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ" ("СИСТЕМОТЕХНИКА-2013"). – Таганрог: 2013. 263с.

Сборник содержит тексты докладов по вопросам системотехники, дистанционного радиомониторинга, радиолокации и радионавигации, радиоэлектронной разведки и радиопротиводействия, комплексных систем охраны и безопасности объектов, а также по принципам построения и использования информационных систем и программного обеспечения в моделировании, разработке и эксплуатации радиосистем.

Конференция проводилась при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований РАН (грант №НР(г)13-08-06842\13).

Печатается в авторской редакции с оригинал-макетов предоставленных статей

Редакционная коллегия:

Обуховец В.А, Грищенко С.Г., Сущенко М.И, Федосов В.П., Макаревич О.Б., Лобач В.Т.  
(отв. редактор), Корниенко В.Т.(отв. секретарь)

ISBN978-5-91241-239-4

©Издатель Ступин А.И., 2013

©Корниенко В.Т., 2013



## Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

### СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов

Южный федеральный университет, каф. РТС, Некрасовский, 44,  
г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail: [rts@tsure.ru](mailto:rts@tsure.ru)

*Рассматриваются некоторые методы (Ньютона, Брауна, Бройдена) численного решения систем нелинейных уравнений для определения местоположения источников радиоизлучения. Рассмотрение этих методов позволит определить их возможности с точки зрения интервала неопределенности исходных данных и времени решения задачи с заданной точностью.*

При определении местоположения наземного источника радиоизлучения (ИРИ) с борта летательного аппарата (ЛА) необходимо решать системы уравнений, как правило, нелинейных. При этом, очевидно, не могут использоваться стандартные пакеты, такие как Mathcad, Matlab, Maple и др., так как время счета будет большим. Необходимы специализированные программы и, скорее всего, будут использоваться языки высокого уровня с автоматическим переводом на языки машинного уровня. В связи с этим представляет интерес рассмотреть некоторые методы численного решения уравнений с тем, чтобы сравнить их по времени решения задачи с заданной точностью (и по интервалу неопределенности исходных данных). Поскольку при этом производится относительное сравнение, то можно пользоваться, видимо, любым пакетом прикладных программ. Мы воспользуемся пакетом Mathcad.

Как показано в работе [1], наименьшими флуктуационными погрешностями обладает интегральный метод, который и будет рассмотрен. Как видно из рисунка 1, МП ИРИ определяется в плоскости, проходящей через вектор  $\dot{\nu}$  путевой скорости ЛА и точку, в которой расположен ИРИ. Принято, что скорость ИРИ существенно меньше скорости ЛА (предполагается, что это наземный объект), а ЛА движется равномерно и прямолинейно. Интервал наблюдения разбивается на два измерительных интервала  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$  и на каждом интервале подсчитывается число пересечений  $N_1(t)$  и  $N_2(t)$  сигналом нулевого уровня.



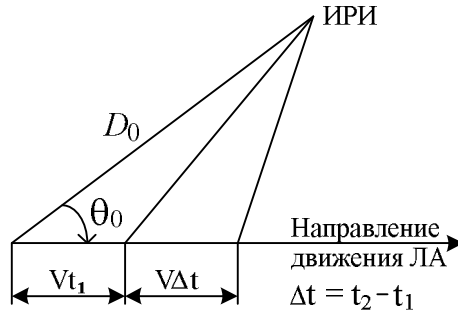


Рисунок 1 – Относительное расположение ИРИ и ЛА

Как следует из геометрии расположения летательного аппарата и ИРИ (см. рисунок 1), текущее значение доплеровской частоты равно

$$F_{dt} = \frac{v}{l} \frac{D_0 \cos q_0 - vt}{\sqrt{D_0^2 + v^2 t^2 - 2D_0 vt \cos q_0}}. \quad (1)$$

Интегрируя это выражение на интервалах  $[0, t_1]$  и  $[t_1, t_2]$ , получим

$$N_1 = \int_0^{t_1} F_{dt}(t) dt = \frac{1}{l} \left( D_0 - \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos q_0} \right), \quad (2)$$

$$N_2 = \int_{t_1}^{t_2} F_{dt}(t) dt = \frac{1}{l} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos q_0} - \frac{1}{l} \sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 v t_2 \cos q_0}. \quad (3)$$

Хотя система уравнений (2) и (3) решается аналитически, ограничимся её рассмотрением (с двумя неизвестными). Это упрощение уменьшит время счета, а малая размерность решаемой системы не является принципиальным препятствием, и развитие рассматриваемые ниже методы на случай  $n$ -мерной системы не представляет затруднений [2].

Одним из широко используемых итерационных методов решения нелинейных уравнений, обладающих быстрой сходимостью, является метод Ньютона, который, кроме того, не требует знания второй производной функций [2].

Рассмотрим некоторые варианты реализаций метода Ньютона. Поскольку решения систем уравнений будут представляться в матричном виде, целесообразно несколько изменить вид уравнений (2) и (3), а именно, во-

первых, решать относительно неизвестных  $D_0$  и  $\cos q_0$ , во-вторых, обозначить их через  $x_0$  и  $x_1$ . Это позволит избежать деления на ноль при вычислении матрицы Якоби и ввести матричные переменные. При этом матрица-столбец неизвестных будет иметь вид  $\mathbf{\dot{x}} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \end{bmatrix}$ , а вектор-функция  $Fn(\mathbf{\dot{x}})$  примет следующий вид:

$$Fn(\mathbf{\dot{x}}) = \begin{bmatrix} \frac{x_0 - \sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1}{I} - N_1 \\ \frac{\sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1 - \sqrt{x_0^2 + v^2 t_2^2} - 2x_0 v t_2 x_1}{I} - N_2 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Матрица Якоби  $F'n(\mathbf{\dot{x}}) = Jd(\mathbf{\dot{x}})$  вектор-функции  $Fn(\mathbf{\dot{x}})$  вычисляется по формуле

$$Jd(\mathbf{\dot{x}}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial Fn_0}{\partial x_0} & \frac{\partial Fn_0}{\partial x_1} \\ \frac{\partial Fn_1}{\partial x_0} & \frac{\partial Fn_1}{\partial x_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Jd_{0,0} & Jd_{0,1} \\ Jd_{1,0} & Jd_{1,1} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где

$$Jd_{0,0} = \frac{\partial Fn_0}{\partial x_0} = \frac{\sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1 - (x_0 - v t_1 x_1)}{I \sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1}; \quad (6)$$

$$Jd_{0,1} = \frac{\partial Fn_0}{\partial x_1} = \frac{x_0 v t_1 \sqrt{1 - x_1^2}}{I \sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1}; \quad (7)$$

$$Jd_{1,0} = \frac{\partial Fn_1}{\partial x_0} = \frac{x_0 [(\sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1) t_2 - (\sqrt{x_0^2 + v^2 t_2^2} - 2x_0 v t_2 x_1)] v \sqrt{1 - x_1^2}}{I \sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1 \sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1}; \quad (8)$$

$$Jd_{1,1} = \frac{\partial Fn_1}{\partial x_1} = \frac{\sqrt{x_0^2 + v^2 t_2^2} - 2x_0 v t_2 x_1 (x_0 - v t_1 x_1) -}{I \sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2} - 2x_0 v t_1 x_1} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{-\sqrt{x_0^2 + v^2 t_1^2 - 2x_0 v t_1 x_1} (x_0 - v t_2 x_1)}{\times \sqrt{x_0^2 + v^2 t_2^2 - 2x_0 v t_2 x_1}}. \quad (9)$$

Итерационный метод Ньютона в явной форме для  $k$ -ой итерации записывается в следующем виде [2]

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{x}^{(k)} - [Jd(\mathbf{x}^{(k)})]^{-1} Fn(\mathbf{x}^{(k)}). \quad (10)$$

Приведем для примера программу вычисления корней системы уравнений (2) и (3) методом Ньютона в явной форме.

*Программа 1 – Алгоритм решения системы нелинейных уравнений методом Ньютона в явной форме*

*Начало программы*

*Исходные данные*

$$N1 := 2557.05141 \quad N2 := 2458.33623 \quad v := 300 \text{ м/с}$$

$$t1 := 10 \text{ с} \quad t2 := 20 \text{ с} \quad I := 1 \text{ м}$$

(эти исходные данные соответствуют величинам  $D_0 = 30$  км и  $\cos q_0 = 0.866$ )

*Начальные условия*

$$x := \begin{bmatrix} 40000 \\ 0.9 \end{bmatrix} \quad en := 10^{-3}$$

*Вектор-функция*

$$Fn(x) := \begin{bmatrix} \frac{x_0 - \sqrt{x_0^2 + v^2 \cdot t1^2 - 2 \cdot x_0 \cdot v \cdot t1 \cdot x_1} - N1}{I} \\ \frac{\sqrt{x_0^2 + v^2 \cdot t1^2 - 2 \cdot x_0 \cdot v \cdot t1 \cdot x_1} - \sqrt{x_0^2 + v^2 \cdot t2^2 - 2 \cdot x_0 \cdot v \cdot t2 \cdot x_1} - N2}{I} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

*Матрица Якоби при нулевых начальных условиях*

$$Jd(x) := \begin{bmatrix} Jd_{0,0} & Jd_{0,1} \\ Jd_{1,0} & Jd_{1,1} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

*Замечание. Матрица Якоби (12) приведена здесь упрощенно. В действительности в программе вместо составляющих  $Jd_{0,0}$ ,  $Jd_{0,1}$ ,  $Jd_{1,0}$ ,  $Jd_{1,1}$  следует подставить их выражения (6) – (9).*



$$\begin{array}{l}
 \text{NSys\_N}(x,Fn,Jd,\varepsilon n) := \left\{ \begin{array}{l}
 \text{Решение системы нелинейных уравнений} \quad \leftarrow \% \\
 \text{методом Ньютона в явной форме} \quad \leftarrow \% \\
 \text{while} \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 x \leftarrow x - Jd(x)^{-1} \cdot Fn(x) \\
 \Delta x \leftarrow |Fn(x)_0| + |Fn(x)_1| \\
 \text{return } x \text{ if } \Delta x \leq \varepsilon n
 \end{array} \right.
 \end{array} \right. \quad (13)
 \end{array}$$

$$\text{NSys\_N}(x,Fn,Jd,\varepsilon n) = \begin{bmatrix} 3.00002523 \times 10^4 \\ 0.86602529 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$D_0 := \text{NSys\_N}(x,Fn,Jd,\varepsilon n)_0 \quad D_0 = 3.00002523 \times 10^4 \quad (15)$$

$$cs := \text{NSys\_N}(x,Fn,Jd,\varepsilon n)_1 \quad cs = 0.86602529 \quad (16)$$

$$grad_0 := a \cos(cs) \quad q_0 := \frac{180 \cdot grad_0}{p} \quad q_0 = 30.00001318 \quad (17)$$

Конец программы.

Этот метод исследовался на сходимость и время вычисления корней системы уравнений (2) и (3) при различных начальных условиях. Изменялись начальная дальность,  $\cos q$ , точность вычислений  $\varepsilon n$ .

Время вычисления корней системы уравнений в зависимости от аргумента  $-\lg \varepsilon n$  при изменении  $\varepsilon n$  от  $10^{-2}$  до  $10^{-7}$  линейно возрастало в 2..3 раза, т.е. при увеличении требуемой точности на порядок время вычисления увеличивалось на 15..25%.

При изменении начальных условий (дальности) от 40 до 150 км время вычисления корней системы уравнений увеличивалось на 30%. При этом начальное условие по  $\cos q$  устанавливалось равным 0,99.

Что касается начальных условий по углу, то программа устойчиво работала от  $\cos q = 0,995$  до  $\cos q = 0,007$ . Это соответствует углам  $q \in \{5,7 \dots 89,6^\circ\}$ . При этом начальная дальность устанавливалась равной 40 км. Программа работает и в случае, когда начальные значения  $D$  и  $\cos q$  меньше соответствующих значений  $D_0$  и  $\cos q_0$ , однако при этом существенно возрастает время счета. При отрицательных значениях косинуса программа не работает.

В зависимости от требуемого конечного результата программы могут использоваться некоторые из формул (14) – (17). В частности, если для дальнейшей работы требуется только матрица-столбец (14), а формулы (15) – (17) не используются и их можно удалить, то время вычисления уменьшается приблизительно в 3 раза. Если же требуются только формулы (15) – (17), то время вычисления корней уменьшается примерно на 30%.

Таким образом, достоинством метода Ньютона в явной форме является широкий диапазон начальных условий; недостатком – большое время счета (минуты).

Формула (10) предполагает обращение матриц на каждой итерации. Эту формулу можно записать в неявном виде [2]

$$Jd(\mathbf{x}^{(k)})(\mathbf{x}^{(k+1)} - \mathbf{x}^{(k)}) = -Fn(\mathbf{x}^{(k)}). \quad (18)$$

Применение выражения (18) предполагает при каждом  $k = 0, 1, 2, \dots$  решение линейной алгебраической системы

$$Jd(\mathbf{x}^{(k)})\mathbf{p}^{(k)} = -Fn(\mathbf{x}^{(k)}) \quad (19)$$

относительно векторной поправки  $\mathbf{p}^{(k)} = (p_1^{(k)}, p_2^{(k)}, \dots, p_n^{(k)})^T$ , а затем прибавления этой поправки к текущему приближению для получения следующего

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{x}^{(k)} + \mathbf{p}^{(k)}. \quad (20)$$

На рисунке 2 приведена программа итерационного процесса Ньютона в неявной форме в виде (13). Остальные элементы соответствуют программе 1 и поэтому не приводятся.

```

NSys_N(x,Fn,Jd,εn):=
┌ Решение системы нелинейных уравнений ←-%
│ методом Ньютона в неявной форме ←-%
│ while
│   │ Δx ← -lsolve(Jd(x),Fn(x))
│   │ x ← x + Δx
│   │ return x if |Fn(x)0| + |Fn(x)1| ≤ εn
└

```

Рисунок 2 – Программа решения системы нелинейных уравнений методом Ньютона в неявной форме

Метод Ньютона в неявной форме имеет такие же характеристики, что и метод в явной форме, однако, несколько увеличивается время вычисления системы нелинейных уравнений.

Если матрицу Якоби (5) вычислить и обратить лишь один раз в начальной точке  $\mathbf{x}^{(0)}$ , то от явной формулы метода Ньютона приходим к модифицированному (упрощенному) методу Ньютона [2]. Этот метод требует меньших вычислительных затрат на один итерационный шаг, но, как правило, значительно большего числа итераций.

Был исследован также метод Брауна, однако его характеристики оказались хуже рассмотренных выше (уже границы начальных условий и больше время вычисления корней). На рисунке 3 приведена программа решения системы уравнений методом Брауна в виде (13). Остальные элементы соответствуют программе 1 и поэтому не приводятся.

Очень высокими характеристиками обладает метод Бroyдена [2, 3]. Приведем для примера программу (Программа 2) вычисления корней системы уравнений (2) и (3) методом Бroyдена. Программа содержит обращение к вспомогательному модулю  $\text{Der}(\mathbf{x}, \text{Fn}, \text{eb})$ , который численно формирует матрицу Якоби в точке  $\mathbf{x}$ .

```

NSys_Braun (x, Fn, εbr) := Решение_системы_нелинейных_уравнений ← %
                          методом_Брауна ← %
                          while 1
                              y ← x
                               $y_0 \leftarrow x_0 - \frac{\text{Fn}(x)_0}{\text{Jd}(x)_{0,0}}$ 
                               $q \leftarrow \frac{\text{Fn}(y)_1 \cdot \text{Jd}(x)_{0,0}}{\text{Jd}(x)_{0,0} \cdot \text{Jd}(x)_{1,1} - \text{Jd}(x)_{0,1} \cdot \text{Jd}(y)_{1,0}}$ 
                               $p \leftarrow \frac{\text{Fn}(x)_0 - q \cdot \text{Jd}(x)_{0,1}}{\text{Jd}(x)_{0,0}}$ 
                               $x_0 \leftarrow x_0 - p$ 
                               $x_1 \leftarrow x_1 - q$ 
                              return x if  $\max(|p|, |q|) < \epsilon_{br}$ 

```

Рисунок 3 – Программа решения системы нелинейных уравнений методом Брауна

### Программа 2 – Алгоритм решения системы нелинейных уравнений



методом Бройдена

Начало программы

Исходные данные

$$N1 := 2557.05141 \quad N2 := 2458.33623 \quad v := 300 \text{ м/с}$$

$$t1 := 10 \text{ с} \quad t2 := 20 \text{ с} \quad I := 1 \text{ м}$$

(эти исходные данные соответствуют величинам  $D_0 = 30$  км и  $\cos \alpha_0 = 0.866$ )

Начальные условия

$$x := \begin{bmatrix} 40000 \\ 0.9 \end{bmatrix} \quad eb := 10^{-3}$$

Вектор-функция

$$Fn(x) := \begin{bmatrix} \frac{x_0 - \sqrt{x_0^2 + v^2 \cdot t1^2 - 2 \cdot x_0 \cdot v \cdot t1 \cdot x_1} - N1}{I} \\ \frac{\sqrt{x_0^2 + v^2 \cdot t1^2 - 2 \cdot x_0 \cdot v \cdot t1 \cdot x_1} - \sqrt{x_0^2 + v^2 \cdot t2^2 - 2 \cdot x_0 \cdot v \cdot t2 \cdot x_1} - N2}{I} \end{bmatrix}$$

Вспомогательный модуль Der программы Бройдена

```

Der(x,Fn,N) :=
  x1 ← x
  x2 ← x
  h ← 0.001
  for i ∈ 0..N - 1
    for j ∈ 0..N - 1
      x1j ← x1j - h
      x2j ← x2j + h
      Qi,j ←  $\frac{Fn(x2)_i - Fn(x1)_i}{x2_j - x1_j}$ 
      x1j ← xj
      x2j ← xj
    Q
  
```

Основной алгоритм решения системы нелинейных уравнений

```

NSys_B(x,Fn ,εb) := | Решение системы нелинейных          ← %
                    | уравнений методом Бroyдена      ← %
                    | N ← length(x)
                    | A ← Der(x,Fn,N)
                    | while 1
                    |   Δx ← -lsolve (A,Fn(x))
                    |   x1 ← x + Δx
                    |   Δy ← Fn(x1) – Fn(x)
                    |   R2 ← (|Δx|)2
                    |   A ← A +  $\frac{(\Delta y - A \cdot \Delta x) \cdot \Delta x^T}{R2}$ 
                    |   x ← x1
                    |   return x if  $\sqrt{R2} \leq \epsilon b$ 

```

$$NSys\_B(x, Fn, eb) = \begin{bmatrix} 2.99999992 \times 10^4 \\ 0.8660254 \end{bmatrix}$$

$$D_0 := NSys\_B(x, Fn, eb)_0 \quad D_0 = 2.99999992 \times 10^4$$

$$cs := NSys\_B(x, Fn, eb)_1 \quad cs = 0.8660254$$

$$grad_0 := a \cos(cs) \quad q_0 := \frac{180 \cdot grad_0}{p} \quad q_0 = 29.99999996$$

Конец программы.

Анализ метода Бройдена показывает, что точность нахождения корней системы уравнений слабо зависит от шага численного дифференцирования  $2h$  (проверялись величины  $h \in \{0,001...1\}$ ) и от требуемой точности вычислений  $eb$  (проверялись величины  $eb \in \{10^{-1}...10^{-7}\}$ ). Обусловлено это, в принципе, точным нахождением корней системы. Достоинством метода Бройдена является малое время счета (доли секунды); недостатком – узкий диапазон начальных условий.

Моделирование проводилось на ноутбуке Lenovo.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Евдокимов О.Ю., Евдокимов Ю.Ф. Анализ некоторых вариантов пассивного доплеровского метода определения местоположения источников радиоизлучения // Материалы международной научной конференции «Информационные технологии в современном мире» - часть 3 – Таганрог: ТРТУ, 2006. – С. 36 – 44.

2. *Вержбицкий В.М.* Основы численных методов: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 2002. – 840 с.

3. *Зайцев В.В., Трещев В.М.* Численные методы для физиков. Нелинейные уравнения и оптимизация: Учебное пособие. – Самара: Федеральное агентство по образованию. Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования “Самарский государственный университет”, 2005. – 86 с.

УДК 621.396.96

## **ВРЕМЕННАЯ ЗАВИСИМОСТЬ УДЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ПРИ РАЗНЕСЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ**

В.Т. Лобач

*Россия, Таганрог, Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

В условиях приема сигналов спутников глобальной системы позиционирования ГЛОНАСС низко расположенной над земной (водной) поверхностью антенной, фактором влияющим на параметры сигнала являются отражения от подстилающей поверхности.

Одним из параметров, определяющих характер воздействия подстилающей поверхности на отраженный радиосигнал, является удельная эффективная площадь рассеяния (УЭПР) и ее зависимость от геометрии задачи, высоты неровностей поверхности и длины волны радиосигнала. [1,2] Для полуактивной радиолокации с применением сигналов ГНСС таких как ГЛОНАСС, важно знать функциональную зависимость УЭПР от времени прохождения отраженного сигнала, угла визирования и высоты приемной антенны над поверхностью земли, скорости приповерхностного ветра в случае отражения от взволнованной водной поверхности. В известной литературе отсутствует решение данной задачи, для случая двухпозиционной локации учитывающее влияние геометрии задачи и параметров отражающей поверхности. Решению такой задачи посвящена настоящая статья.

Геометрия задачи представлена на рисунке 1. В точке  $A(x_0, 0, H_0)$  расположена приемная антенна, в точке  $B(x_2, 0, H_c)$  – передающая (излучающей) антенна. Точки А и В принадлежат плоскости  $XOZ$ .

Следуя работе [2] функция УЭПР от координат на водной поверхности определим как:



$$\sigma_{\text{BB}}^0(x, y) \approx \sigma_{\text{ГГ}}^0(x, y) = \left| i \cos \beta_0 \frac{\cos \beta_0 - \sqrt{\&}}{\cos \beta_0 + \sqrt{\&}} \right|^2 \frac{1}{2\gamma_{\text{hx}} \gamma_{\text{hy}} (\cos \beta_0 + \cos \psi_0)^2} \times$$

$$\times \exp \left[ -\frac{x^2 \left( \frac{\cos^2 \beta_0}{2R_{10}} + \frac{1}{2R_{20}} \right)^2}{\gamma_{\text{hx}}^2 (\cos \beta_0 + \cos \psi_0)^2} - \frac{y^2 \left( \frac{1}{2R_{10}} + \frac{1}{2R_{20}} \right)^2}{\gamma_{\text{hy}}^2 (\cos \beta_0 + \cos \psi_0)^2} \right] \quad (1)$$

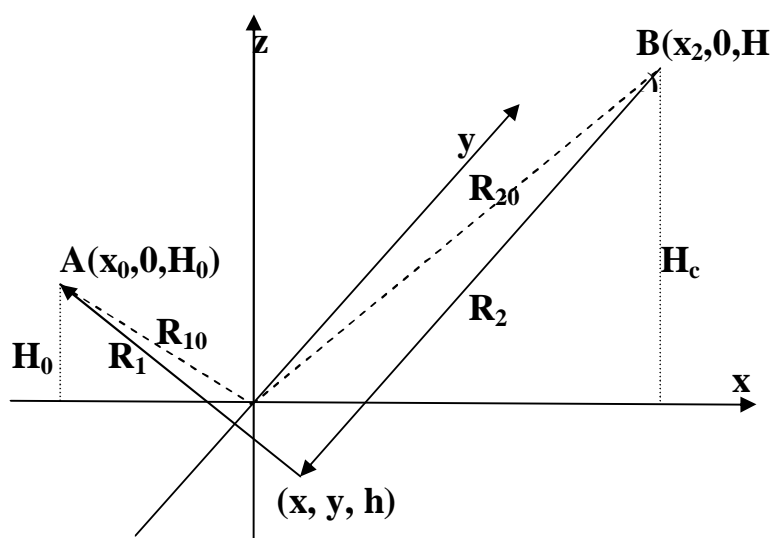


Рисунок 1 – Общая геометрия задачи

где  $\&$  – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость отражающей среды;  $\gamma_{\text{hx}}, \gamma_{\text{hy}}$  – дисперсии углов наклона отражающей поверхности вдоль координатных осей OX и OY, соответственно.

В условиях отражения от морской поверхности согласно экспериментальным данным дисперсии углов наклона её вдоль направления ветра и в направлении перпендикулярном к нему, соответственно равны [3]:

$$\gamma_{\text{hx}}^2 = 3,16 \cdot 10^{-3} V_{\text{в}}, \quad \gamma_{\text{hy}}^2 = 0,003 + 1,92 \cdot 10^{-3} V_{\text{в}} \quad (2)$$

где  $V_{\text{в}}$  – скорость приповерхностного ветра (м/с) на высоте 13 м над уровнем моря.

Запишем уравнение эквидистантной кривой на поверхности, представляющей собой множество точек, отраженный сигнал от которых приходит к приемнику с одинаковой задержкой.

$$y(x) = \pm \frac{1}{L} \left[ (x + x_0)^2 (D^2 - L^2) - (x + x_0) \cdot D \cdot (H_c^2 + D^2 - H_0^2 - L^2) - H_0^2 (H_c^2 + D^2) + 0,25(L^2 - H_0^2 - H_c^2 - D^2)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (3)$$

где  $L = R_1 + R_2$ .

Найдем корни подкоренного выражения определяющие параметры эллипса эквидистантной кривой на оси абсцисс:

$$X_1 = \frac{-L \cdot \sqrt{(H_0^2 + D^2 - 2H_0H_c + H_c^2 - L^2)(H_0^2 + D^2 + 2H_0H_c + H_c^2 - L^2)}}{L^2 - D^2} + \frac{D(H_0^2 + L^2 - H_c^2 - D^2)}{L^2 - D^2} - x_0$$

$$X_2 = \frac{L \cdot \sqrt{(H_0^2 + D^2 - 2H_0H_c + H_c^2 - L^2)(H_0^2 + D^2 + 2H_0H_c + H_c^2 - L^2)}}{L^2 - D^2} + \frac{D(H_0^2 + L^2 - H_c^2 - D^2)}{L^2 - D^2} - x_0$$

Подставив выражение (3) в функцию (1), определим УЭПР эквидистантной кривой путем интегрирования в пределах  $X_1 \leq x \leq X_2$ .

$$\sigma_{\text{ВВ}}^0(L) \approx \sigma_{\text{ГГ}}^0(L) = \left| \mathbf{E}_{\text{отр}} \right|^2 \frac{1}{2\gamma_{\text{hx}} \gamma_{\text{hy}} (\cos \beta_0 + \cos \psi_0)^2} \exp(P) \int_{X_1-K}^{X_2-K} \exp[-Ax'^2] dx', \quad (4)$$

где  $x' = x + K$ ,  $K = \frac{B}{2A}$ ,  $P = \frac{B^2}{4A} - C$ .

Воспользовавшись приближенным представлением функции интеграла вероятности для малых значений аргумента [4], перепишем выражение (4) в виде

$$\sigma_{\text{ВВ}}^0(L) \approx \sigma_{\text{ГГ}}^0(L) = \left| \mathbf{E}_{\text{отр}} \right|^2 \frac{1}{2\gamma_{\text{hx}} \gamma_{\text{hy}} (\cos \beta_0 + \cos \psi_0)^2} \exp(P) [X_2 - X_1].$$

Выразив суммарное расстояние  $L$  через время и скорость света, получим зависимость УЭПР от временной задержки сигнала.

$$\begin{aligned} \sigma^0(t) = & \frac{c \cdot t \cdot \sqrt{(H_0^2 + D^2 - 2H_0H_c + H_c^2 - (c \cdot t)^2)(H_0^2 + D^2 + 2H_0H_c + H_c^2 - (c \cdot t)^2)}}{(c \cdot t)^2 - D^2} \times \\ & \times \frac{|R_{\text{отр}}|^2}{\gamma_{\text{hx}} \gamma_{\text{hy}} (\cos \beta_0 + \cos \psi_0)^2} \exp \left\{ \frac{1}{4 \cos^2 \beta_0} \frac{1}{\gamma_{\text{hy}}^4} \left( \frac{1}{2R_{10}} + \frac{1}{2R_{20}} \right)^4 \right\} \times \\ & \times \frac{[D \cdot (H_c^2 + D^2 - H_0^2 - (c \cdot t)^2) - 2x_0((c \cdot t)^2 - D^2)]^2}{4 \left[ \frac{1}{\gamma_{\text{hx}}^2} \left( \frac{\cos^2 \beta_0}{2R_{10}} + \frac{1}{2R_{20}} \right)^2 - \frac{1}{\gamma_{\text{hy}}^2} \left( \frac{1}{2R_{10}} + \frac{1}{2R_{20}} \right)^2 \left( \frac{(c \cdot t)^2 - D^2}{(c \cdot t)^2} \right) \right] (c \cdot t)^4} - \\ & - \left\{ \frac{0.25((c \cdot t)^2 - H_0^2 - H_c^2 - D^2)^2 - H_0^2(H_c^2 + D^2) - x_0^2((c \cdot t)^2 - D^2)}{(c \cdot t)^2} + \right. \\ & \left. + \frac{x_0 D \cdot (H_c^2 + D^2 - H_0^2 - (c \cdot t)^2)}{(c \cdot t)^2} \right\} \frac{1}{4 \cos^2 \beta_0} \frac{1}{\gamma_{\text{hy}}^2} \left( \frac{1}{2R_{10}} + \frac{1}{2R_{20}} \right)^2 \end{aligned}$$

На рисунках 2-5 приводятся семейства зависимостей УЭПР от различных высот полета ЛА, углов визирования на точку зеркального отражения от морской поверхности и скоростей ветра. Нулевой момент времени соответствует приему сигнала от точки зеркального отражения. По оси ординат графики нормированы относительно максимума УЭПР при скорости ветра 5 м/с. Жирной сплошной линией изображены зависимости при скорости ветра 5 м/с, сплошной – 10 м/с и пунктирной – 15 м/с.

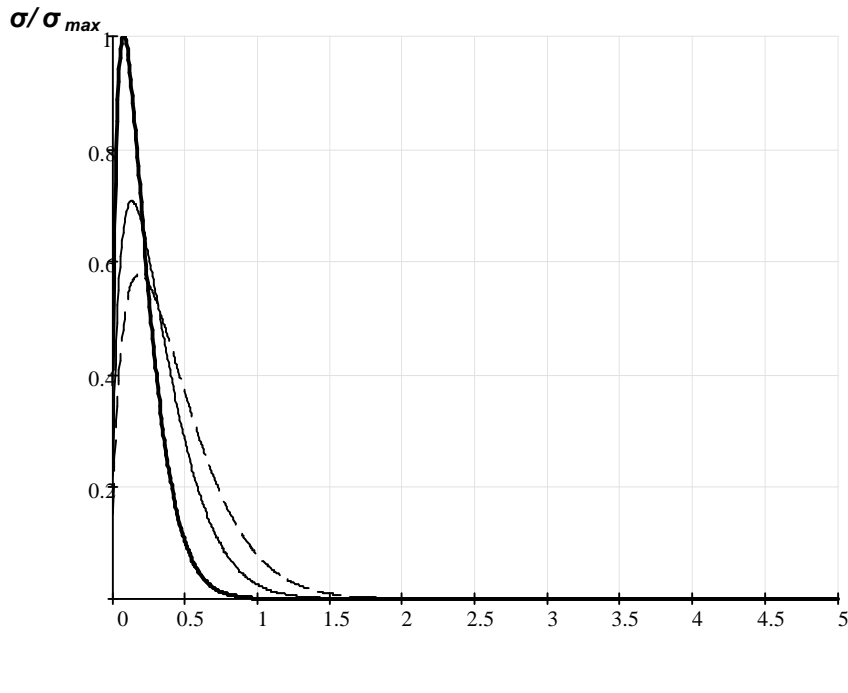


Рисунок 2 – Зависимость УЭПР от времени: высота 1 км, угол визирования  $10^\circ$

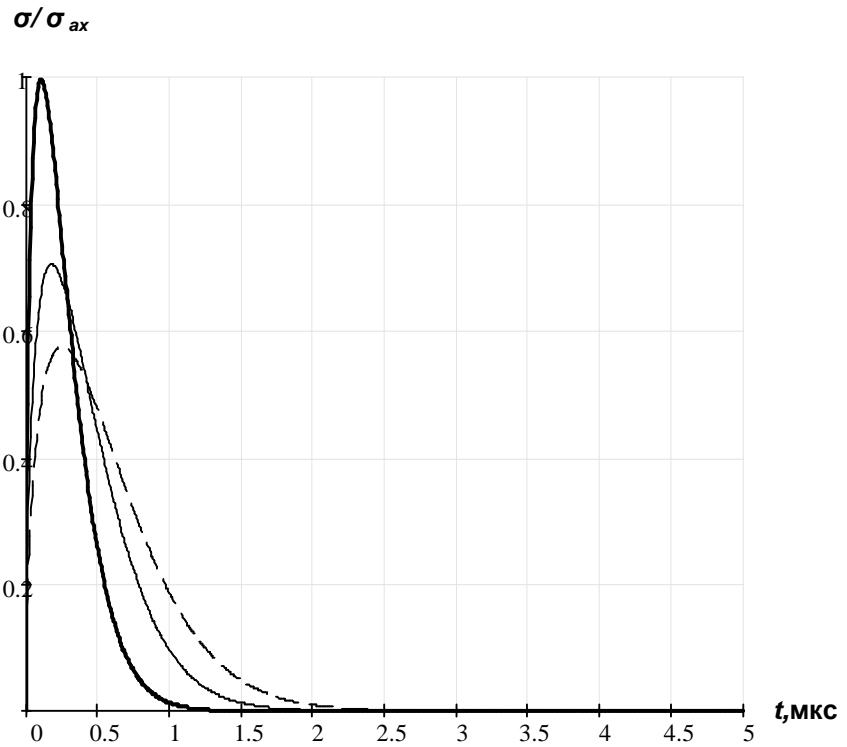


Рисунок 3 – Зависимость УЭПР от времени: высота 1 км, угол визирования 30°

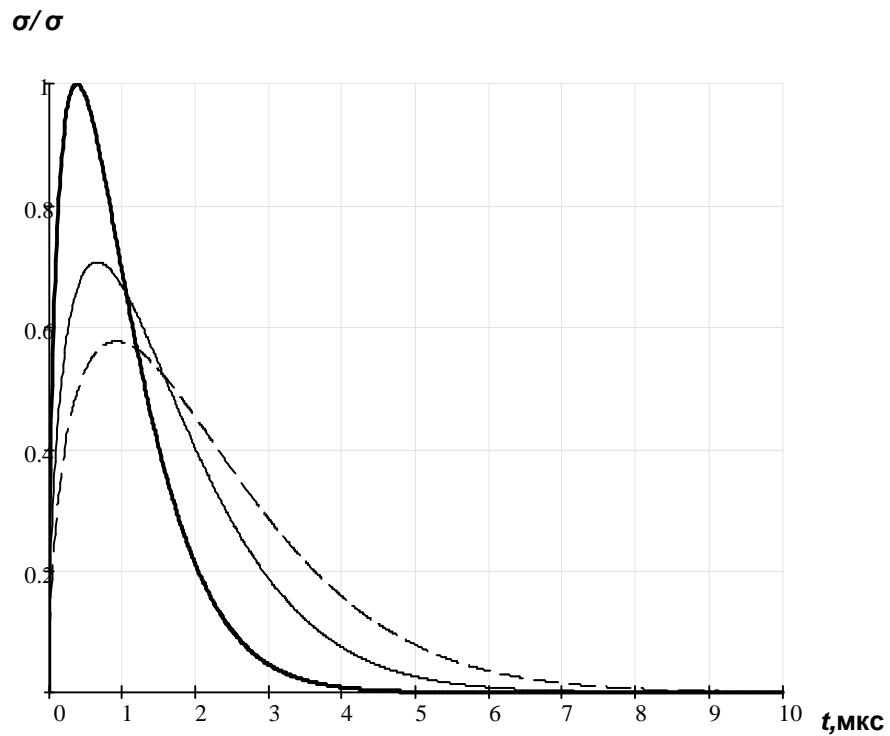


Рисунок 4 – Зависимость УЭПР от времени: высота 5 км, угол визирования 10°

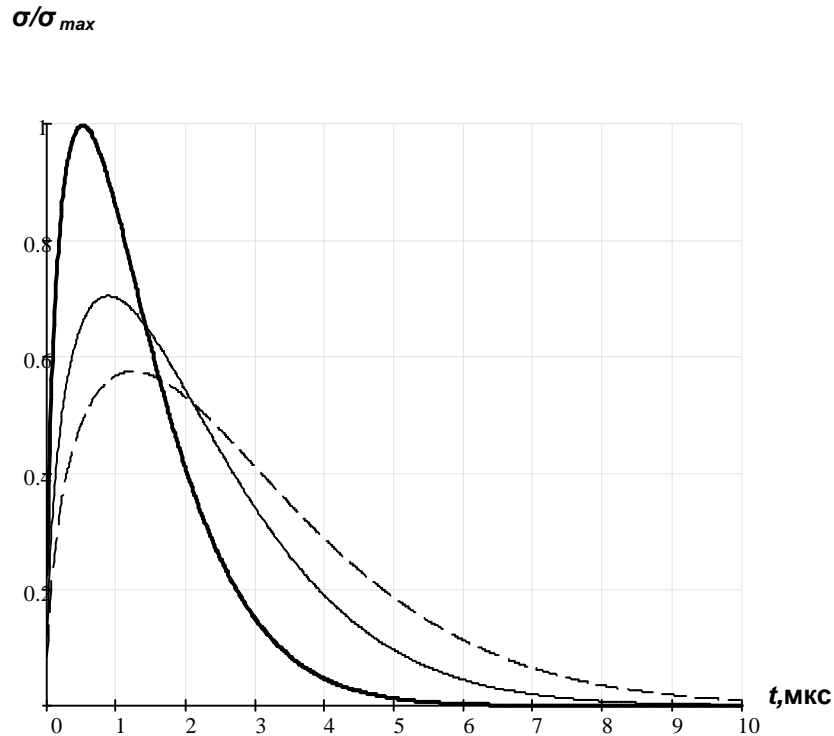


Рисунок 5 – Зависимость УЭПР от времени: высота 5 км, угол визирования 30°

Основным информационным параметром нормированного графика является его). Из графиков видно, что с увеличением скорости ветра, при фиксированных параметрах высоты и угла визирования, ширина временной зависимости УЭПР по оси времени на уровне 0.5 ( $\Delta\tau_{0.5}$ ) пропорционально увеличивается. При фиксированных значениях скорости ветра и угла визирования наблюдается увеличение  $\Delta\tau_{0.5}$  с увеличением высоты, что связано с расширением размеров зоны отражения. В сравнении с зависимостью  $\Delta\tau_{0.5}$  от скорости ветра, влияние высоты на  $\Delta\tau_{0.5}$  сказывается в меньшей степени. С увеличением угла визирования величина  $\Delta\tau_{0.5}$  возрастает. Кроме этого происходит уменьшение крутизны спада временной зависимости УЭПР. Этот эффект имеет физическое объяснение подтвержденное натурными экспериментами [3]. Фактически, при больших углах визирования эллиптическая форма зоны отражения искажается за счет увеличения продольного радиуса относительно оси абсцисс, превращая зону в узкую и длинную полосу отражения, что приводит к увеличению диапазона возможных значений времени задержки.

В результате решения задачи было получено выражение УЭПР водной поверхности для двухпозиционной радиолокации, как функции времени прохождения отраженного сигнала от передатчика к приемнику, скорости приповерхностного ветра, угла визирования и высоты приемной антенны над поверхностью земли.

Данная модель УЭПР может быть применена для определения формы отраженного радиолокационного сигнала, детализации процесса отражения от морской поверхности радиосигнала при построении двухпозиционных систем дистанционного зондирования параметров водной поверхности с использованием сигналов спутниковых систем навигации (ГЛОНАСС, GPS).

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гарнакерьян А.А., Захаревич В.Г., Лобач В.Т., Панатов Г.С., Явкин А.В. Радиоокеанографическое навигационное и информационное обеспечение гидроавиации – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1997. – 285 с.
2. Лобач В.Т. Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности – Москва: Изд-во Радио и связь, 2006. – 250с.
3. Cox C., Munk W. Slopes of the sea surface deduced from photograph of the sun glitter. – Bull. Scripps Inst. Oceanogr., Calif. Univ., 6, №9, 1956.
4. Градштейн И.С. Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Москва., 1971 – 980с.

## УПРАВЛЕНИЕ ЛА ФУНКЦИОНИРУЮЩИМ В УСЛОВИЯХ БОЛЬШИХ ВОЗМУЩЕНИЙ УДАРНОГО ТИПА

Ю. А. Геложе, И. Р. Алексенко

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета,*  
[iljaaleksenko@rambler.ru](mailto:iljaaleksenko@rambler.ru)

*Рассмотрена задача автоматического управления ЛА по крену при воздействии больших кратковременных возмущениях ударного типа.*

Работа посвящена исследованию функционирования системы автоматического управления углом крена ЛА, также называемой автопилотом, способной обеспечить работоспособность ЛА в труднопрогнозируемых условиях, т. е. в условиях непредсказуемых кратковременных возмущений большой интенсивности, когда проявляется нелинейность, позиционного датчика крена. Последствиями кратковременных возмущений являются практически мгновенное изменение свойств объектов управления и создание случайных начальных условий, обуславливающих развитие переходного процесса, количественные и качественные характеристики которого определяются нелинейностью системы.

На рис. 1 показаны примеры аномальных кратковременных возмущений: а) удары взрывных волн, б) сильные толчки при неудачном взаимном маневрировании ЛА, в) воздействия струйной турбулентности. Аномальными

могут быть и другие внезапные кратковременные возмущения высокой интенсивности. Возмущения такого рода практически непредсказуемы ни по моменту их возникновения, ни по интенсивности, ни по времени действия.

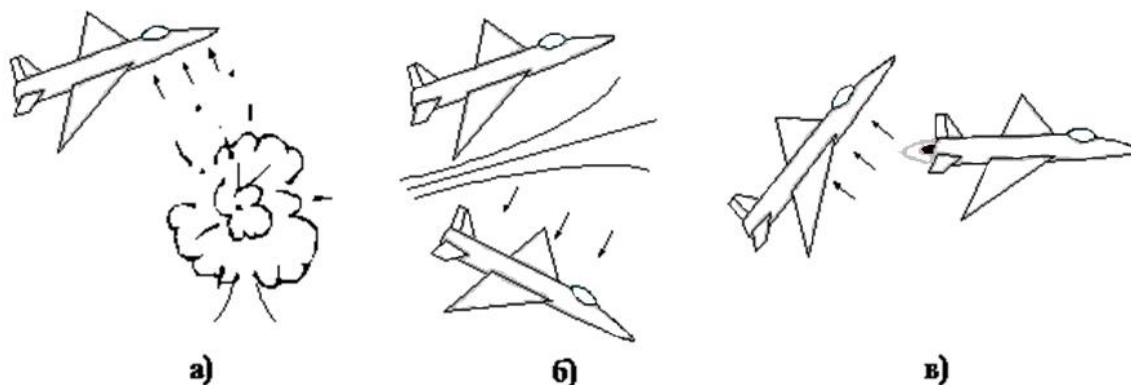


Рисунок 1

В [1] показана, что при воздействии больших кратковременных возмущений переходный процесс и приводит к двум случайным исходам: либо устанавливается требуемый режим слежения или стабилизации, либо теряется свойство устойчивости, и в системе устанавливаются автоколебания, являющиеся нежелательными. Таким образом, в детерминированной автоматической системе требуемый режим работы становится статистически устойчивым. Во втором случае созданный критический режим работы вызывает возникновение критической ситуации, состоящей в том, что управляемые ЛА входят в нежелательные режимы полета - вращение вокруг продольной оси.

Для решения задачи быстрого выведения нелинейной системы из критического режима применен синергетический подход к синтезу управлений [1,2], а в работе [3] приведена реализация автопилота.

Пусть ЛА в результате воздействия аномального возмущающего фактора вошел в режим устойчивого вращения по кренам его вправо. Эта исходная ситуация и результат последующего включения и выключения релейного управления отражает фазовый портрет, приведенный на рис. 2 для заданного правого крена, иллюстрирующий действие второго принципа управления.

Поскольку за исходное условие принято устойчивое вращательное движение, изображающая точка на фазовой плоскости совершает движение вдоль кривой предельного цикла, показанного на рис. 2. В результате самодвижения по предельному циклу абсцисса изображающей точки приближается к значению угла крена  $\pi$ . При преодолении этого значения показание датчика углов совершает «перескок» с  $\pi$  на  $-\pi$ . По этому признаку

срабатывает некоторое устройство, и бесполезное движение автономной системы прерывается.

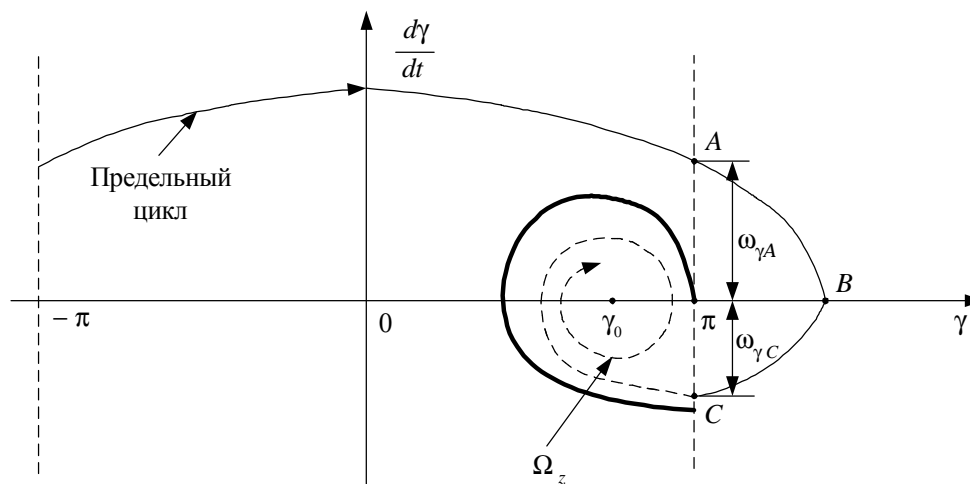


Рисунок 2

Далее вводится релейное управление. Введению релейного управления соответствует точка  $A$  в конце предельного цикла. Под действием тормозящего момента, создаваемого элеронами, угловая скорость вращения корпуса ЛА начинает уменьшаться, и наступает такой момент времени, когда она становится равной нулю. Это происходит при некотором значении угла крена (точка  $B$ ). Поскольку управляющий момент продолжает действовать, корпус ЛА начинает вращаться влево, постепенно набирая скорость (участок траектории, исходящей из точки  $B$  и расположенный в нижней полуплоскости фазового портрета). В результате вращения корпуса теперь в другую сторону снова формируется угол крена близкий к  $\pi$ , и при преодолении этого значения показание датчика углов совершает «перескок» теперь с  $-\pi$  на  $\pi$ , поскольку вращение происходит влево (см. точку  $C$ ). При обнаружении этого «перескока» выключим релейное управляющее воздействие и вернем систему в автономный режим, т. е. режим самодвижения. На рисунке 2. показано, что точка  $C$  является внутренней для инвариантного многообразия  $\Omega_z$ , внутренней точкой которого является целевой аттрактор.

Проанализируем, как будет протекать процесс релейного торможения этого быстрого вращения при неподвижной линии переключения. Фазовый портрет релейной системы стабилизации при неподвижной линии переключения, приведен на рис. 3. В начальный момент времени, после прекращения действия аномального возмущения состояние системы определяется координатами точки  $A$ . Поскольку угловая скорость крена для точки  $A$  положительна, изображающая точка движется вправо, что соответствует увеличению правого крена. Когда угол крена будет преодолевать значение  $\pi$ , произойдет «перескок» показания датчика с  $\pi$  на  $-\pi$ , что как



упоминалось выше, релейно включит управляющий момент, который будет стремиться вызвать левое вращение корпуса и поэтому окажет тормозящее воздействие при создавшихся начальных условиях. Таким образом, абсциссой линии переключения будет  $\pi$ . Состояние системы, которому соответствует включение релейного управления, помечено на фазовой плоскости точкой  $B$ . Будем считать положение линии переключения неизменным. Поскольку справа от этой линии действует тормозящий момент для правого вращения, угловая скорость постепенно уменьшается (участок траектории  $BC$ ) и в точке  $C$  она становится равной нулю. Однако до приостановки вращательного движения корпус ЛА совершит два полных оборота вокруг своей продольной оси, т. е. угол крена изменится более чем на  $4\pi$ . Далее релейное управляющее воздействие начинает формировать левое вращательное движение (траектория в нижней полуплоскости фазового пространства на рисунке 3). Поскольку линия переключения неподвижна, изображающая точка на пути из точки  $C$  в точку  $D$  проходит путь по углу крена больший, чем  $4\pi$ , т. е. корпус ЛА после момента времени, соответствующего точке  $C$ , до достижения линии переключения совершает еще два оборота, но теперь в противоположном направлении. На выполнение вращательного движения влево затрачивается дополнительное время, что приводит к увеличению угловой скорости в точке  $D$ , которой соответствует выключение релейного управления по сравнению, например со скоростью для угла крена  $5\pi$ .

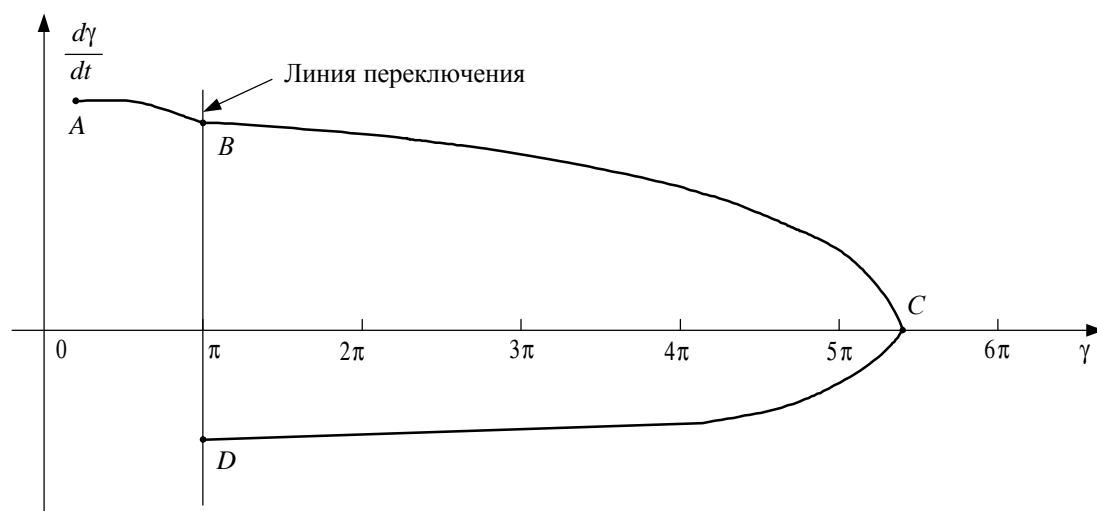


Рисунок 3

На рис. 4 показан фазовый портрет релейной системы стабилизации при подвижной (прыгающей) линии переключения иллюстрирующий релейное управление с «прыгающей» линией переключения. Пусть заданное значение крена правое. В результате интенсивного аномального воздействия корпус ЛА вращается с большой скоростью вправо. В некоторый момент времени будет преодолеваться угол крена  $\pi$  и датчик углов совершает «перескок» показаний с

$\pi$  на  $-\pi$ . При этом включится отрицательное управление (см. точку  $B$ ). Скорость вращения начнет уменьшаться. До приостановки вращения вправо корпус совершит несколько полных оборотов (см. отрезок траектории  $BC$ ).

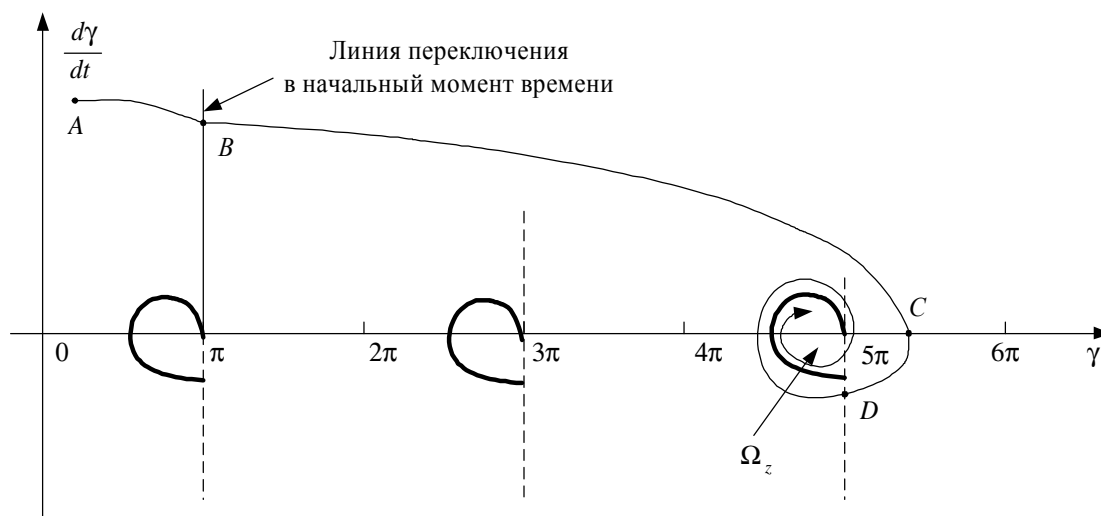


Рисунок 4

Из рис. 4 видно, что скорость вращения стала равной нулю после двух полных оборотов (угол более  $5\pi$ ). Поскольку отрицательное управление продолжает действовать и после точки нулевой угловой скорости, корпус ЛА начинает вращаться в противоположную сторону, угловая скорость становится отрицательной (см. отрезок траектории  $CD$ ). Когда угол крена проходит значение  $5\pi$ , показания датчика углов совершают «перескок» с  $-\pi$  на  $\pi$ . Согласно сформулированному выше правилу, произойдет выключение релейного управления, что эквивалентно тому, что линия переключения перескочила с абсциссы  $\pi$  на абсциссу  $5\pi$ .

В работе ставится задача исследовать процессы в автоматической системе управления углом крена ЛА, функционирующего в условиях столь больших кратковременных возмущений, что последствиями их является совершение нескольких оборотов по крену и, кроме того, изображающая точка на фазовом портрете приходит в точку  $D$ . Эта точка не принадлежит инвариантному многообразию  $\Omega_z$ , содержащему целевой аттрактор.

Для решения задачи управления ЛА при таких больших возмущениях, создается адекватная модель нелинейной автоматической системы, которая позволяет решить задачу формирования заданного угла крена ЛА, построенного на самолетной схеме.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Геложэ Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в нелинейных системах. – М.: Радио и связь, 2006.

2. Геложье Ю. А., Клименко П. П., Куприянов С. В. Системы автоматической стабилизации астатических объектов. Управление переходными процессами в критических ситуациях: Монография. Таганрог: Изд-во, 1999.

3. Патент 2137172(РФ) Автопилот, Ю. А. Геложье, П. П. Клименко, Н. В. Прудников. –Опубл. 1999. Бюл. №25.

УДК 621.396

## СПОСОБЫ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ЖЕЛАЕМЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ АСТАТИЧЕСКИХ ДИСКРЕТНЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

А.В. Семенов

НКБ ЦОС Южного федерального университета,

Следящие системы (СС) создаются обычно астатическими, для которых важным является отработка без ошибок задающих полиномиальных воздействий заданной степени. При проектировании электромеханических СС актуальными также являются задачи обеспечения нулевых ошибок по положению, скорости, ускорению и т.д., т.е. разработка СС с астатизмом первого, второго, третьего и более высоких порядков.

На практике часто применяются методы синтеза желаемых передаточных функций (ПФ) непрерывных СС на основе стандартных ПФ. Это позволяет обеспечивать требуемые показатели качества, в том числе и порядки астатизма к задающему и возмущающему воздействиям. В работе [1, 2] поставлена и решена задача синтеза стандартных ПФ дискретных СС (ДСС) с применением «непрерывных прототипов».

Разработанный метод основан на использовании стандартных ПФ «непрерывных прототипов» и заключается в следующем [2]. По заданным порядку астатизма  $\nu_{\xi}^*$  и показателям качества ДСС выбирается стандартная ПФ и рассчитывается «непрерывный прототип» – ПФ  $\tilde{W}_{y\xi}(p)$  «непрерывной системы-прототипа». Применяя  $Z_T$  – преобразование с учетом экстраполятора нулевого порядка к ПФ  $\tilde{W}_{y\xi}(p)$  определяется ПФ  $\tilde{W}_{y\xi}(z)$ , называемая «дискретным прототипом». В работе [2] показано, что в процессе дискретизации ПФ сохраняется лишь первый порядок астатизма. Поэтому, чтобы проектируемая ДССс ПФ вида

$$W_{y\xi}(z) = \frac{\eta_0 + \eta_1 z + \eta_2 z^2 + \dots + \eta_{m-1} z^{m-1} + \eta_m z^m}{\delta_0 + \delta_1 z + \delta_2 z^2 + \dots + \delta_{n-1} z^{n-1} + \delta_n z^n} \quad (1)$$

имела заданный порядок астатизма, коэффициенты ПФ  $W_{y_g}(z)$ (1) должны одновременно удовлетворять всем соотношениям[3, 4]:

$$\sum_{i=v-1}^m \binom{i}{v-1} \eta_i = \sum_{i=v-1}^n \binom{i}{v-1} \delta_i, \quad v = \overline{1, v_g}; \quad (2)$$

$$\sum_{i=v_g}^m \binom{i}{v_g} \eta_i \neq \sum_{i=v_g}^n \binom{i}{v_g} \delta_i, \quad (3)$$

где  $\binom{i}{k}$  – биномиальные коэффициенты, определяемые формулой:

$$\binom{i}{k} = i! / k! (i - k)!$$

Условия астатизма (2), (3), которым должны удовлетворять коэффициенты ПФ (1) ДСС, будем называть алгебраическими или биномиальными. Подчеркнем, что соотношения (2) фактически являются уравнениями относительно коэффициентов  $\eta_i$  и  $\delta_i$  ПФ (1), причем они являются линейными, а их количество равно заданному порядку астатизма  $v_g$ .

Как известно, коэффициенты знаменателя  $\delta_i$  ПФ (1) определяют устойчивость, а коэффициенты числителя – время регулирования и перерегулирование ДСС. Поэтому, в данной работе предлагается для достижения желаемого порядка астатизма  $v_g^* > 1$  провести изменение  $v_g^*$  коэффициентов числителя «дискретного прототипа». При этом  $(m - v_g^* + 1)$  коэффициентов числителя и все коэффициенты знаменателя  $\delta_i$  желаемой ПФ ДСС принимаются равными соответствующим коэффициентам «дискретного прототипа». Для вычисления  $v_g^*$  неизвестных коэффициентов числителя  $\eta_k^*$  желаемой ПФ  $W_{y_g}^*(z)$ (1) в данной работе предлагаются два способа.

Первый способ. Коэффициенты ПФ ДСС  $W_{y_g}(z)$ (1) должны удовлетворять  $v_g$  условиям вида (2). Поэтому, при заданном  $v_g$ , и известных  $m$  и  $n$ , примем, что в выражениях (2):

- коэффициенты знаменателя  $\delta_i$ , где  $i \in \overline{0, m}$ , не подлежат изменению;
- $(m - v_g)$  коэффициентов числителя  $\eta_i$ , где  $i \in \overline{v_g, m}$ , не подлежат изменению;
- $v_g$  коэффициентов числителя  $\eta_k^*$ , где  $k = \overline{0, (v_g - 1)}$  подлежат определению.

Тогда, алгебраическая система уравнений из условий вида (2) относительно неизвестных коэффициентов числителя  $\eta_k^*$ , примет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \binom{0}{0}\eta_0^* + \binom{1}{0}\eta_1^* + \dots + \binom{v_g-2}{0}\eta_{v_g-2}^* + \binom{v_g-1}{0}\eta_{v_g-1}^* = \sum_{i=0}^n \binom{i}{0}\delta_i - \sum_{i=v_g}^m \binom{i}{0}\eta_i; \\ \binom{1}{1}\eta_1^* + \binom{2}{1}\eta_2^* + \dots + \binom{v_g-2}{1}\eta_{v_g-2}^* + \binom{v_g-1}{1}\eta_{v_g-1}^* = \sum_{i=1}^n \binom{i}{1}\delta_i - \sum_{i=v_g}^m \binom{i}{1}\eta_i; \\ \vdots \\ \binom{v_g-2}{v_g-2}\eta_{v_g-2}^* + \binom{v_g-1}{v_g-2}\eta_{v_g-1}^* = \sum_{i=v_g-2}^n \binom{i}{v_g-2}\delta_i - \sum_{i=v_g}^m \binom{i}{v_g-2}\eta_i; \\ \binom{v_g-1}{v_g-1}\eta_{v_g-1}^* = \sum_{i=v_g-1}^n \binom{i}{v_g-1}\delta_i - \sum_{i=v_g}^m \binom{i}{v_g-1}\eta_i. \end{array} \right. \quad (4)$$

Отметим, что система (4) треугольная, и может решаться рекуррентно.

Полученную систему (4) удобно представить в матричной форме, выделив коэффициенты  $\eta_k^*$  в вектор-столбец неизвестных  $\mathbb{h}$ . В результате придём к следующей системе линейных алгебраических уравнений:

$$\mathbb{C}\mathbb{h} = \mathbf{v}. \quad (5)$$

где  $\mathbb{C}$  – матрица биномиальных коэффициентов:

$$\mathbb{C} = \begin{bmatrix} 1 & \binom{1}{0} & \dots & \binom{v_g-2}{0} & \binom{v_g-1}{0} \\ 0 & 1 & \dots & \binom{v_g-2}{1} & \binom{v_g-1}{1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & \binom{v_g-1}{v_g-2} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$\mathbb{h}$  – вектор-столбец неизвестных  $\eta_k^*$ :  $\mathbb{h} = [\eta_0^* \ \eta_1^* \ \dots \ \eta_{v_g-2}^* \ \eta_{v_g-1}^*]^T$ ;

– вектор-столбец правых частей системы. Ошибка! Неизвестный аргумент ключа., элементы которого  $\zeta_k$  являются известными значениями правой части  $k$ -го уравнения этой системы и рассчитываются по следующей формуле

$$\zeta_k = \sum_{i=k}^n \binom{i}{k}\delta_i - \sum_{i=k+1}^m \binom{i}{k}\eta_i, \text{ при } k = \overline{0, v_g - 1}. \quad (7)$$

Таким образом, решение полученной системы (5) с учетом (6) и (7) позволяет определить вектор-столбец неизвестных коэффициентов числителя

$\eta_k^*$ . Система (5) имеет решение, если определитель её матрицы не равен нулю, что практически всегда выполняется.

Рассмотрим пример формирования системы для определения коэффициентов числителя ПФ ДСС при заданном порядке астатизма.

Пример 1. При  $v_g = 3$ , коэффициенты ПФ  $W_{y_g}(z)$  (1) должны удовлетворять трем условиям (2) и одному условию (3). Примем, что в выражениях (3):

- коэффициенты знаменателя  $\delta_i$ , где  $i \in \overline{0, n}$ , известны и, в соответствии с рекомендациями, не будут подлежать изменению;

-  $(m - 3)$  коэффициентов числителя  $\eta_i$ , где  $i \in \overline{3, m}$ , известны и также не будут подлежать изменению;

- три коэффициента числителя  $\eta_k^*$ , где  $k = 0, 1, 2$  неизвестны и подлежат определению.

Тогда, алгебраическая система уравнений из условий (2) относительно неизвестных коэффициентов числителя  $\eta_k^*$ , примет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \binom{0}{0}\eta_0^* + \binom{1}{0}\eta_1^* + \binom{2}{0}\eta_2^* = \sum_{i=0}^n \binom{i}{0}\delta_i - \sum_{i=3}^m \binom{i}{0}\eta_i; \\ \binom{1}{1}\eta_1^* + \binom{2}{1}\eta_2^* = \sum_{i=1}^n \binom{i}{1}\delta_i - \sum_{i=3}^m \binom{i}{1}\eta_i; \\ \binom{2}{2}\eta_2^* = \sum_{i=2}^n \binom{i}{2}\delta_i - \sum_{i=3}^m \binom{i}{2}\eta_i. \end{array} \right. \quad (8)$$

Система (8) имеет решение, т.к.  $\det \begin{bmatrix} \binom{0}{0} & \binom{1}{0} & \binom{2}{0} \\ 0 & \binom{1}{1} & \binom{2}{1} \\ 0 & 0 & \binom{2}{2} \end{bmatrix} = 1 \neq 0$ .

Тогда, решая алгебраическую систему уравнений (8) «снизу-вверх» относительно трех неизвестных коэффициентов числителя  $\eta_k^*$  и учитывая, что  $\binom{k}{k} = 1$ , получим следующие выражения для определения численных значений неизвестных коэффициентов числителя:

$$\eta_2^* = \sum_{i=2}^n \binom{i}{2}\delta_i - \sum_{i=3}^m \binom{i}{2}\eta_i; \quad (9)$$

$$\eta_1^* = \sum_{i=1}^n \binom{i}{1} \delta_i - \sum_{i=2}^m \binom{i}{1} \eta_i - \eta_2^*; \quad (10)$$

$$\eta_0^* = \sum_{i=0}^n \binom{i}{0} \delta_i - \sum_{i=2}^m \binom{i}{0} \eta_i - \eta_2^* - \eta_1^*. \quad (11)$$

Таким образом, определены все коэффициенты замкнутой дискретной следящей системы с ПФ вида (1) и заданным порядком астатизма  $\nu_g = 3$ .

Обобщая для любого  $\nu_g$  результаты формул (9) – (11), запишем выражения для рекуррентного определения коэффициентов числителя  $\eta_k^*$ , где  $k \in \overline{(\nu_g - 1), 0}$ :

$$\eta_k^* = \sum_{i=k}^n \binom{i}{k} \delta_i - \sum_{i=\nu_g}^m \binom{i}{k} \eta_i - \sum_{i=k+1}^{\nu_g-1} \binom{i}{k} \eta_i^*; \quad k \in \overline{(\nu_g - 1), 0}. \quad (12)$$

Подчеркнем, что число равенств типа (12), как и число неизвестных коэффициентов числителя ПФ, равно порядку астатизма  $\nu_g$ . Вначале по выражению (12) вычисляется численное значение коэффициента числителя ПФ вида (1)  $\eta_k$  с индексом  $k = (\nu_g - 1)$ , затем  $k = (\nu_g - 2)$  и т.д. до индекса  $k = 0$ .

Полученное выражение (12) представляет собой алгоритм вычисления коэффициентов числителя желаемой ПФ ДСС первым способом.

Второй способ. В данном случае примем, что в выражениях (2):

- коэффициенты знаменателя  $\delta_i$ , где  $i \in \overline{0, n}$ , не подлежат изменению;
- $(m - \nu_g)$  коэффициентов числителя  $\eta_i$ , где  $i \in \overline{(m - \nu_g), 0}$ , не подлежат изменению;
- $\nu_g$  коэффициентов числителя  $\eta_k^*$ , где  $k \in \overline{m, m - (\nu_g - 1)}$  подлежат определению.

Тогда, алгебраическая система уравнений из условий вида (2) относительно неизвестных коэффициентов числителя  $\eta_k^*$ , примет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \binom{m-(v_g-1)}{0} \eta_{m-(v_g-1)}^* + \dots + \binom{m}{0} \eta_m^* = \sum_{i=0}^n \binom{i}{0} \delta_i - \sum_{i=0}^{m-v_g} \binom{i}{0} \eta_i; \\ \binom{m-(v_g-1)}{1} \eta_{m-(v_g-1)}^* + \dots + \binom{m}{1} \eta_m^* = \sum_{i=1}^n \binom{i}{1} \delta_i - \sum_{i=1}^{m-v_g} \binom{i}{1} \eta_i; \\ \binom{m-(v_g-1)}{2} \eta_{m-(v_g-1)}^* + \dots + \binom{m}{2} \eta_m^* = \sum_{i=2}^n \binom{i}{2} \delta_i - \sum_{i=2}^{m-v_g} \binom{i}{2} \eta_i; \\ \dots \\ \binom{m-(v_g-1)}{v_g-1} \eta_{m-(v_g-1)}^* + \dots + \binom{m}{v_g-1} \eta_m^* = \sum_{i=v_g-1}^n \binom{i}{v_g-1} \delta_i - \sum_{i=v_g-1}^{m-v_g} \binom{i}{v_g-1} \eta_i. \end{array} \right. \quad (13)$$

Представим полученную систему в виде (5), где  $\mathbb{C}$ ,  $\mathbb{h}$ ,  $\mathbb{v}$  определяются следующими выражениями:

$$\mathbb{C} = \begin{bmatrix} \binom{m-(v_g-1)}{0} & \binom{m-(v_g-2)}{0} & \dots \\ \binom{m-(v_g-1)}{1} & \binom{m-(v_g-2)}{1} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ \binom{m-(v_g-1)}{v_g-2} & \binom{m-(v_g-2)}{v_g-2} & \dots \\ \binom{m-(v_g-1)}{v_g-1} & \binom{m-(v_g-2)}{v_g-1} & \dots \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$\mathbb{h} = [\eta_{m-(v_g-1)}^* \quad \eta_{m-(v_g-2)}^* \quad \dots \quad \eta_{m-1}^* \quad \eta_m^*]^T;$$

$$\mathbb{v} = [\zeta_0 \quad \zeta_1 \quad \dots \quad \zeta_{m-1} \quad \zeta_m]^T,$$

где  $\zeta_k$  – известное значение правой части  $k$ -го уравнения системы (13), определяемое по следующей формуле

$$\zeta_k = \sum_{i=k}^n \binom{i}{k} \delta_i - \sum_{i=k}^{m-v_g} \binom{i}{k} \eta_i, \quad \text{при } k = \overline{0, m}. \quad (15)$$

Из (14) видно, что любой элемент матрицы  $\mathbb{C}$  определяется следующим выражением

$$c_{i,j} = \binom{j}{i}; \quad i = \overline{0, (v_g-1)}; j =, \quad (16)$$

где  $i, j$  – номера строки и столбца матрицы  $\mathbb{C}$ , соответственно.



Таким образом, решение полученной системы вида (5) с учетом (14) и (16) позволяет определить вектор-столбец неизвестных коэффициентов  $\eta_k^*$  числителя желаемой ПФ  $W_{y_g}^*(z)$ . Полученные выражения представляют собой алгоритм вычисления коэффициентов числителя желаемой ПФ ДСС вторым способом.

Рассмотрим пример применения разработанного метода и первого способа.

Пример 2. Необходимо определить желаемую ПФ ДСС, обладающую следующими показателями качества: заданный порядок астатизма дискретной системы,  $v_g^* = 2$ ; порядок системы  $n = 5$ ; перерегулирование  $\sigma_g^* \leq 15\%$ ; время переходного процесса  $s$ . Период дискретизации принять равным  $T=0,1$  с.

Для решения задачи воспользуемся предложенным методом построения желаемых ПФ ДСС.

Шаг 1. Выбираем из таблиц [5] стандартную ПФ с  $n = 5$ ,  $v_g = 2$ ,  $\sigma_g = 10\% \leq 15\%$ , коэффициенты которой равны:  $\Delta_i$ ,  $i = \overline{0, n}$  ( $\Delta_0 = 1$ ,  $\Delta_1 = 10$ ,  $\Delta_2 = 30$ ,  $\Delta_3 = 29$ ,  $\Delta_4 = 9$ ,  $\Delta_5 = 1$ ); с. Тогда, следуя рекомендациям, изложенным в [1, 2], получаем ПФ «непрерывного прототипа», которая имеет вид :

$$\tilde{W}_{y_g}(p) = \frac{23410p + 7810}{p^5 + 54,05p^4 + 1046p^3 + 8230p^2 + 23410p + 7810} \quad (17)$$

Шаг 2. Выполняя  $Z_T$ -преобразование [5] в (17) с помощью функции `c2d` [5] системы Matlab при  $T=0,1$  с, получим ПФ «дискретного прототипа»:

$$\tilde{W}_{y_g}^*(z) = \frac{0,03843z^4 + 0,1066z^3 - 0,08805z^2 - 0,04465z - 0,001336}{z^5 - 2,1946z^4 + 1,6868z^3 - 0,5197z^2 + 0,07933z - 0,004495} \quad (18)$$

Шаг 3. Из выражения (18) видно, что  $m = 4$ , а коэффициенты знаменателя имеют значения:  $\delta_0 = -0,004495$ ,  $\delta_1 = 0,07933$ ,  $\delta_2 = -0,5197$ ,  $\delta_3 = 1,6868$ ,  $\delta_4 = -2,1946$ ,  $\delta_5 = 1$ ; коэффициенты числителя имеют значения:  $\eta_0 = -0,001336$ ,  $\eta_1 = -0,04465$ ,  $\eta_2 = -0,08805$ ,  $\eta_3 = 0,1066$ ,  $\eta_4 = 0,03843$ .

С учетом (2) и (3), проверим, удовлетворяет ли полученная ПФ  $\tilde{W}_{y_g}^*(z)$  «дискретного прототипа» требованиям второго порядка астатизма. При  $v_g^* = 2$ ,  $n = 5$ ,  $m = 4$  условия астатизма (2) и (3) имеют вид:

$$\begin{aligned} \eta_0 + \eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \eta_4 &= \delta_0 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4 + \delta_5; \\ \eta_1 + 2\eta_2 + 3\eta_3 + 4\eta_4 &= \delta_1 + 2\delta_2 + 3\delta_3 + 4\delta_4 + 5\delta_5; \\ \eta_2 + 3\eta_3 + 6\eta_4 &\neq \delta_2 + 3\delta_3 + 6\delta_4 + 10\delta_5 \end{aligned} \quad (19)$$

Подставив численные значения коэффициентов ПФ «дискретного прототипа» (18) в условия (19) получаем, что  $0,0074 = 0,0074; 0,2419 \neq 0,2382;$

$0,2419 \neq 0,2382$ . Из этих выражений видно, что второе условие астатизма не выполняется. Поэтому ДСС с ПФ (18) не обладает вторым порядком астатизма.

С использованием выражения (12) вычислим новые значения коэффициентов числителя ПФ. Для  $v_g = 2; k = 1,0; n = 5; m = 4$ , получим:

$$\eta_1^* = \sum_{i=1}^5 i\delta_i - \sum_{i=2}^4 i\eta_i = -0,04098; \quad (20)$$

$$\eta_0^* = \sum_{i=0}^5 \delta_i - \sum_{i=2}^4 \eta_i + 0,04098 = -0,005009.$$

Проверив условие (19) с найденными по (20) значениями коэффициентов числителя ПФ (18), видим, что все три условия астатизма выполняются, что и доказывает заданный (второй) порядок астатизма синтезируемой ДСС. Таким образом, желаемая ПФ ДСС будет иметь вид:

$$W_{yg}^*(z) = \frac{0,03480z^4 + 0,1066z^3 - 0,08805z^2 - 0,04098z - 0,005009}{z^5 - 2,195z^4 + 1,687z^3 - 0,5597z^2 + 0,07933z - 0,004495} \quad (21)$$

В выражениях (18) и (21) коэффициенты числителя, которые изменены, выделены жирным шрифтом.

Отметим, что принципиального отличия нет, каким из способов проводить расчет коэффициентов – результирующий эффект одинаковый: достигается желаемый порядок астатизма при практически одинаковых показателях качества.

Разработанные в работе способы расчета коэффициентов числителя позволяют алгоритмически реализовать метод построения желаемых ПФ ДСС на основе стандартных ПФ «непрерывных прототипов» [2], отличающийся от известных тем, что обеспечиваются заданные порядок астатизма, время регулирования, перерегулирование и физическая реализуемость устройств управления следящих систем. Данный метод реализован программно как функция в системе Matlab и является составной частью программы синтеза цифровых регуляторов [6].

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Семенов А.В. Желаемые передаточные функции дискретных систем с заданным порядком астатизма // XI Всероссийская научная конференция

молодых ученых, студентов и аспирантов «Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления»: Сборник материалов. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2012. – Т.1. – С. 191-192.

2. Семенов А.В., Гайдук А.Р. Метод построения желаемых передаточных функций дискретных систем с высоким порядком астатизма // «Известия ЮФУ» Технические науки. «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике» № 2 (139). 2013 г. – С. 14-20.

3. Семенов А.В. Условия астатизма произвольного порядка дискретных систем управления на основе треугольника Паскаля. Математические проблемы современной теории управления системами и процессами // Материалы Международной молодежной конференции. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2012. – С. 52-57.

4. Семенов А.В., Гайдук А.Р. Биномиальные условия компенсации полиномиальных воздействий // «Известия ЮФУ» Технические науки. «Актуальные проблемы математического моделирования» № 4 (141). 2013 г. – С. 156-151.

5. Гайдук А.Р. Теория автоматического управления: Учебник. – М.: Высшая школа, 2010.

6. Программа синтеза цифровых регуляторов с управлением по выходу и воздействиям с учетом заданных показателей качества систем управления в среде Matlab / Семенов А.В., Гайдук А.Р., Капустян С.Г. // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013617249, РФ. Зарегестр. в Реестре программ для ЭВМ 06.08.2013 г. Правообладатель: ФГАОУ ВПО «Южный федеральный университет».

УДК 681.5013

## **МЕТОД АНАЛИТИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ВЫХОДУ И ВОЗДЕЙСТВИЯМ**

А.В. Семенов, А.Р. Гайдук, С.Г. Капустян  
*НКБ ЦОС Южного федерального университета,*

Работа посвящена решению актуальной, имеющей важное научное и практическое значение задачи: разработка алгоритмически реализуемого метода аналитического синтеза двумерных цифровых регуляторов (ЦР), которые обеспечивают устойчивость, физическую реализуемость ЦР и заданные показатели качества цифровых следящих систем (ЦСС).

Следящие системы создаются обычно астатическими. Однако с применением классического принципа управления по отклонению при высоком порядке астатизма очень трудно обеспечить устойчивость ЦСС. В таких

случаях целесообразно применять ЦСС, реализующие принцип динамического управления по выходу и по воздействиям. Этот принцип приводит к применению ЦСС с более развитой структурой управляющего устройства по сравнению с устройствами, реализующими классические законы управления.

Качество СС принято оценивать по определенным показателям качества систем автоматического управления, в частности по показателям, введенным В.В. Солодовниковым. При синтезе ЦСС, обычно, задаются такими показателями качества, как требуемый порядок астатизма  $\nu_{\text{ст}}^*$  по задающему воздействию и порядок астатизма  $\nu_f^*$  по возмущающему воздействию, допустимое время переходного процесса  $t_p^*$  и перерегулирование  $\sigma_{\text{ст}}^*$  по задающему воздействию.

Задача синтеза СС по заданным показателям качества делится на два этапа, предложенных ещё В. С. Кулебакиным. Первый этап – выбор желаемой передаточной функции системы, удовлетворяющей поставленным требованиям к качеству управления. Второй этап – определение параметров УУ по условиям равенства желаемой и реальной передаточных функций замкнутой системы с учетом уравнений заданного ОУ. При таком подходе синтезируемая система имеет частично заданную структуру: известен ОУ, неизвестно УУ.

Уравнение «вход-выход» синтезируемого двумерного ЦР с учетом запаздывания в нем на период для обеспечения относительной степени ЦР строго большей единицы предлагается взять в виде [1, 2]:

$$R(z)u(z) = Q(z)z^{-1}g(z) - L(z)z^{-1}y(z), \quad (1)$$

где  $g$  - задающее воздействие;  $y$  - управляемая переменная;  $u$  – цифровое управление;  $R(z)$ ,  $Q(z)$ ,  $L(z)$  – неизвестные полиномы ЦР, которые должны быть найдены в результате решения задачи синтеза. Условия физической реализуемости двумерного ЦР(1) имеют вид:  $\deg R(z) \geq \deg L(z)$ ,  $\deg R(z) \geq \deg Q(z)$ , где  $\deg$  - значение степени соответствующего полинома.

Уравнение «вход-выход» дискретного объекта управления (ДОУ) в  $z$ -изображениях имеет вид [1, 2]:

$$A(z)y(z) = B(z)u(z) + F(z)f(z), \quad (2)$$

где  $A(z)$ ,  $B(z)$ ,  $F(z)$  – известные полиномы ДОУ, для которых, в общем случае, выполняются условия  $\deg B(z) \leq \deg A(z)$ ;  $\deg F(z) \leq \deg A(z)$ .

По условию задачи синтеза  $y_k$ ,  $g_k$  являются измеряемыми сигналами, а возмущение  $f_k$  – не измеряемым.

*Определение.* Дискретные ОУ являются объектами с «внутренними» нулями, если для всех его нулей передачи выполняются условия вида:

$$|z_i^B| \leq 1 - \varepsilon_\Omega, \quad i \in [1, \deg B(z)], \quad (3)$$

где  $z_i^B$  – корни полинома  $B(z)$  из уравнения (2);  $\varepsilon_\Omega$  – малое положительное число, выбираемое из условия  $\varepsilon_\Omega \geq \eta_\Omega$ , где  $\eta_\Omega$  – желаемый запас устойчивости синтезируемой ЦСС. Здесь  $\Omega$  – множество полиномов, корни которых располагаются в области допустимого по требованиям к степени устойчивости расположения корней характеристического полинома системы. Если хотя бы для одного корня полинома  $B(z)$  условие (3) не выполняется, то ДОУ (2) являются объектами с «внешними» нулями.

В зависимости от характера нулей ДОУ синтез системы необходимо выполнять несколькими отличающимися методами синтеза. Рассмотрим метод аналитического синтеза ДС с «внутренними» нулями. В этом случае полиномы  $R(z)$ ,  $Q(z)$  и  $L(z)$  из уравнения ЦР(1) определяются путем приравнивания желаемой ПФ и ПФ по задающему воздействию ЦСС (1), (2). В результате получим уравнение

$$\frac{B(z)Q(z)}{zA(z)R(z) + B(z)L(z)} = \frac{H_0(z)B_\Omega(z)z^\mu}{H(z)B_\Omega(z)z^{\mu+w}}, \quad (4)$$

где  $H_0(z), H(z)$  – полиномы числителя и знаменателя «дискретного прототипа» [3];  $B_\Omega(z) \in \Omega$  – нормированный полином, все корни которого равны корням полинома  $B(z)$  и удовлетворяют условию (3);  $z^{\mu+w}$  – вспомогательный множитель, степень которого  $\mu + w$  определяется из условий физической реализуемости ПФ ЦСС с частично заданной структурой.

Рассмотрим метод аналитического синтеза ДС, имеющих хотя бы один «внешний» нуль. В этом случае уравнение относительно полиномов  $R(z)$ ,  $L(z)$ ,  $Q(z)$  имеет вид [4]:

$$\frac{B(z)Q(z)}{zA(z)R(z) + B(z)L(z)} = \frac{B_{\bar{\Omega}}(z)\Pi(z)B_\Omega(z)z^\mu}{H(z)B_\Omega(z)z^{\mu+w}}, \quad (5)$$

где  $B_{\bar{\Omega}}(z) \in \Omega$  – нормированный полином, все корни которого равны корням полинома  $B(z)$  и не удовлетворяют условию (3);  $\Pi(z)$  – вспомогательный полином, который выбирается так, чтобы желаемая ПФ удовлетворяла условиям астатизма порядка  $v_\xi^*$  к задающему воздействию. Кроме того, при этом должны обеспечиваться заданные  $\sigma_\xi^*$  и  $t_p^*$ ,  $\deg \Pi(z) = v_\xi^* - 1$ .

Из условия равенства знаменателей в (4) и получается полиномиальное уравнение относительно полиномов  $R(z)$  и  $L(z)$ . Полином  $Q(z)$  ЦР определяется из равенства числителей в (4) и (5).

На основе предложенных выше методов разработана программа для ЭВМ, прошедшая государственную регистрацию [5].

Пример. Определить структуру и параметры двумерного ЦР электромеханической ЦСС, которая должна обеспечивать второй порядок астатизма по задающему воздействию; время регулирования не более 6,5 с; перерегулирование не более 20 %, первый порядок астатизма по возмущению. Заданная часть СС представляет собой исполнительный электропривод, состоящий из усилителя мощности, двигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов и редуктора, и имеет ограничения по управлению, углу, скорости, ускорению.

Следуя изложенному методу синтеза, алгоритм работы искомого двумерного ЦР запишется в виде:

$$u_k = 76,5g_{k-2} - 76,26g_{k-3} + 5032y_{k-1} - 11300y_{k-2} + 7437y_{k-3} - 1165y_{k-4} + 1,1874u_{k-1} + 0,106u_{k-2} - 0,256u_{k-3} - 0,036u_{k-4}.$$

Для исследования качества синтезированной ЦСС проведено моделирование замкнутой системы с двумя моделями заданной части:

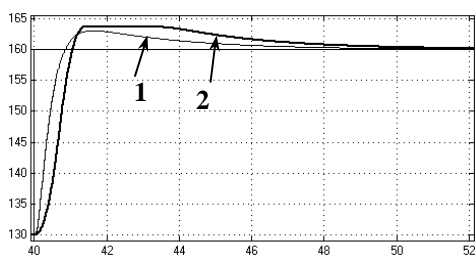


Рис. 1 – Результаты моделирования синтезированной ЦСС

линейной-1и с ограничениями-2 (см. рис. 1). В работе показано, что предложенный метод аналитического синтеза двумерного ЦР позволяет найти соответствующие физически реализуемые цифровые регуляторы для управления исполнительным электроприводом, обеспечивающих требуемую точность, перерегулирование и динамику процессов управления замкнутой

электромеханической ЦСС с учетом существующих ограничений по управлению, углу, скорости, ускорению.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гайдук А.Р. Теория автоматического управления: Учебник. – М.: Высшая школа, 2010.

2. Семенов А.В. Синтез цифрового двумерного устройства управления электромеханической следящей системы. 4-я Всероссийская мультikonференция по проблемам управления // Материалы 4-й Всероссийской мультikonференции. Т.2. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. – С. 136-139.

3. Семенов А.В., Гайдук А.Р. Метод построения желаемых передаточных функций дискретных систем с высоким порядком астатизма // «Известия ЮФУ» Технические науки. «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике» № 2 (139). 2013 г. – С. 14-20.

4. Семенов А.В., Гайдук А.Р. Синтез дискретных неминимально-фазовых следящих систем // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск

«Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. № 2 (127). С. 53 – 59.

5. Программа синтеза цифровых регуляторов с управлением по выходу и воздействиям с учетом заданных показателей качества систем управления в среде Matlab / Семенов А.В., Гайдук А.Р., Капустян С.Г. // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013617249, РФ. Зарегестр. в Реестре программ для ЭВМ 06.08.2013 г. Правообладатель: ФГАОУ ВПО «Южный федеральный университет».

УДК 621.396

## **МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАННОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ**

А.В. Семенов, А.В. Макарьчук

*НКБ ЦОС Южного федерального университета,*

*Введение.* Электромеханические следящие системы являются неотъемлемой составной частью современных систем автоматического сопровождения, рулевых устройств систем дистанционного управления, роботов и манипуляторов, а также современных авиационных следящих выводных устройств [1, 2]. Основное назначение электромеханических следящих систем – поддержание углового или линейного значения выходной величины, связанного с валом исполнительного двигателя (электропривода), имеющего нагрузку в виде момента, в соответствии с положением входной величины.

Электромеханические следящие системы, в большинстве случаев, имеют ограничения на изменение переменных состояния (координат) системы. Эти ограничения вызваны, прежде всего, реальными конструктивными и техническими ограничениями заданной части этих систем. Ограничения по угловому или линейному положению определяются сектором работы следящих систем. Ограничения по скорости вызваны ограниченными мощностями электроприводов или ограниченными мощностями внешних источников питания. Последнее особенно часто встречается при проектировании электромеханических следящих систем на подвижных платформах, где ресурсы энергоснабжения ограничены. Ограничения по ускорению могут быть вызваны как конструктивными ограничениями самих внутренних элементов электроприводов (ротора, подшипников и т.п.), так и кинематического соединения электропривод-нагрузка. Ограничения по ускорению также могут быть вызваны относительным движением объекта управления и подвижной платформы. Другой причиной ограничения управления в системе могут быть



все те же ограничения электропитания электроприводов. Ограничения по управлению, прежде всего, вызваны ограничением разрядной сетки вычислителей, вызывающее насыщение переполнением.

Поэтому целью данной работы является разработка математической модели заданной части электромеханических следящих систем с учетом существующих ограничений по углу, скорости, ускорению реальных объектов управления. Разработка проведена на примере двигателя постоянного тока (ДПТ) с редуктором и усилителем.

Линейная модель ДПТ. ДПТ традиционно являются основой регулируемого электропривода и широко применяются во всех областях техники. ДПТ могут иметь независимое, последовательное или смешанное возбуждение. В зависимости от схемы возбуждения существенно разнятся и электромеханические характеристики двигателей.

Двигатели независимого возбуждения, в свою очередь, могут иметь электромагнитное возбуждение и возбуждение от постоянных магнитов. В ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов, в отличие от электромагнитного возбуждения, размагничивающее влияние реакции якоря практически не проявляется и можно считать, что двигатель во всех режимах работает с постоянным возбуждением. Поэтому для построения современных электромеханических следящих систем с высокими показателями качества и эксплуатационными характеристиками широко применяются ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов.

Электромеханические процессы в ДПТ при постоянном потоке возбуждения с управлением по цепи якоря описываются следующей системой линейных дифференциальных уравнений [3, 4]:

$$\begin{cases} \dot{I}_Я = L_Я^{-1}(-R_Я I_Я - C_e \omega_Я + u_Я); \\ \dot{\omega}_Я = J_{\Sigma, \text{пр.}}^{-1}(C_M I_Я - M_H); \\ \dot{\varphi}_Я = \omega_Я; \\ y = \varphi_Я, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\varphi_Я$ ,  $\omega_Я$  – угол поворота и угловая скорость якоря (вала) электродвигателя;  $J_{\Sigma, \text{пр.}}$  – суммарный момент инерции ротора электродвигателя ( $J_{Д, \text{пр.}}$ ) и механической нагрузки ( $J_{Н, \text{пр.}}$ ), приведенный к валу электродвигателя;  $M_Д$  – вращающий момент, создаваемый электродвигателем;  $M_H = C_M I_Я$  – момент сопротивления нагрузки;  $u_Я, I_Я, e_Я$  – напряжение, ток и противоЭДС якоря;  $R_Я, L_Я$  – активное сопротивление и индуктивность обмотки якоря;  $C_M, C_e$  – конструктивные постоянные электродвигателя.

С учетом оператора дифференцирования  $p \equiv d/dt$ , из (1), получаем уравнение «вход-выход» ДПТ в операторном виде:



$$\left( \frac{L_{\Sigma} J_{\Sigma, \text{нр.}} R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} C_M C_e} p^3 + \frac{J_{\Sigma, \text{нр.}} R_{\Sigma}}{C_M C_e} p^2 + p \right) \varphi_{\Sigma} = \frac{1}{C_e} u_{\Sigma} - \left( 1 + \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}} p \right) \frac{R_{\Sigma}}{C_M C_e} M_{\Sigma} \quad (2)$$

Как видно из выражения (2), структурная схема ДПТ имеет два входа: по управляющему воздействию  $u_{\Sigma}$  и возмущающему воздействию  $M_{\Sigma}$ .

Структурная схема ДПТ по задающему воздействию приведена на рис. 1, где  $M_{\text{дин}} = M_{\Sigma} - M_{\Sigma}$  – динамический момент ДПТ;  $\xi_{\Sigma}$  – ускорение якоря (вала) электродвигателя.

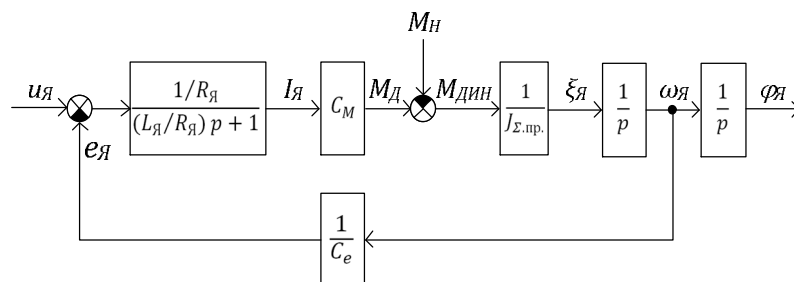


Рисунок 1 – Структурная схема ДПТ по управляющему воздействию

Передаточная функция (ПФ) ДПТ по управляющему  $u_{\Sigma}$  и возмущающему  $M_{\Sigma}$  воздействиям, полученные из (2), имеют вид:

$$W_{\varphi_{\Sigma} u_{\Sigma}}(p) = \frac{\varphi_{\Sigma}(p)}{u_{\Sigma}(p)} = \frac{k_e}{T_{\Sigma} T_M p^3 + T_M p^2 + p}; \quad (3)$$

$$W_{\varphi_{\Sigma} M_{\Sigma}}(p) = \frac{\varphi_{\Sigma}(p)}{M_{\Sigma}(p)} = -\frac{1}{\beta_{\text{ДПТ}}} \cdot \frac{(T_{\Sigma} p + 1)}{T_{\Sigma} T_M p^3 + T_M p^2 + p}; \quad (4)$$

где  $k_e$ ,  $T_{\Sigma}$ ,  $T_M$  – коэффициент передачи по скорости, [1/Вс]; электромагнитная и электромеханическая постоянные времени, [с], определяемые следующими выражениями:  $T_M = J_{\Sigma, \text{нр.}} R_{\Sigma} / C_M C_e$ ;  $T_{\Sigma} = L_{\Sigma} / R_{\Sigma}$ ;  $k_e = 1 / C_e$ ;  $\beta_{\text{ДПТ}}$  – жесткость механической характеристики, определяемая по формуле:  $\beta_{\text{ДПТ}} = C_M C_e / R_{\Sigma} = J_{\Sigma, \text{нр.}} / T_M$ .

Модель усилителя. Развитие силовой полупроводниковой техники, прежде всего силовых транзисторов с изолированным затвором (IGBT-транзисторы), открыло широкие возможности создания усилителей – регулируемых источников напряжения постоянного тока, которые находят широкое применение в усилителях электроприводов постоянного тока.

Основные достоинства IGBT-транзисторов: высокие коммутационные напряжения и токи, малая мощность управления при большой выходной мощности, высокая частота переключений – десятки кГц. Модульная

конструкция IGB-модуль, объединяющая мощный транзистор, быстродействующий обратный диод, элементы цепей управления и защиты, позволяют на высоком техническом уровне и достаточно просто строить мощные источники напряжения постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), т.е. усилители класса D.

В этом случае, передаточная функция усилителя с ШИМ имеет вид:

$$W_Y(p) = \frac{k_Y}{T_{yp} p + 1}, \quad (5)$$

где  $k_Y$  – коэффициент передачи усилителя с ШИМ в установившемся режиме;  $T_Y$  – постоянная времени усилителя, с.

Современная элементная база позволяет создавать быстродействующие усилители класса D с частотой коммутации  $f_{ШИМ}$  до десятков килогерц. При этом величина  $T_Y = 1/f_{ШИМ}$  составляет десятки или сотни микросекунд. В большинстве технических реализаций это на порядок, а то и на два порядка меньше, чем  $T_Э$  – электромагнитная постоянная времени ДПТ. В этом случае, с некоторым допущением, усилитель с ШИМ можно представить в виде безынерционного звена с коэффициентом передачи  $k_Y$ , т.е.

$$\tilde{W}_Y(p) = k_Y. \quad (6)$$

Схемы управления усилителями с ШИМ в современных электромеханических системах управления цифровые. Вычисленному коду управления, подаваемому с цифрового регулятора на схему управления усилителя с ШИМ, соответствует определенная скважность коммутации ключей, и, следовательно, определенное напряжение на выходе усилителя с ШИМ. Поэтому коэффициент передачи усилителя с ШИМ принимается равным  $k_Y = 1$ .

В системе с ограничением, максимальному коду управления (все единицы управляющего слова), соответствует минимальная скважность (близкая к единице) коммутации ключей, и, следовательно, максимальное напряжение на выходе усилителя с ШИМ.

В том случае, если синтез цифрового регулятора ведется по передаточной функции усилителя с ШИМ вида (5), то можно считать, что ОУ описан точно, и особых проверок после синтеза проводить не требуется. В случае если синтез цифрового регулятора ведется по ПФ усилителя с ШИМ вида (6), то по окончанию синтеза систему необходимо проверить на структурную устойчивость. Для этого необходимо провести моделирование с усилителем, имеющим ПФ как вида (6), так и (5), и убедиться, что система имеет показатели качества процесса управления не хуже заданных с обеими моделями усилителей.

Модель редуктора. В работе рассматривается модель исполнительного электропривода, в состав которого входит редуктор. Пренебрегая нелинейностями, связанными с люфтом и сухим трением, можно считать редуктор линейным безынерционным звеном с передаточной функцией вида:  $W_P(p) = k_P = 1/i_P$ , где  $i_P$  – передаточное число редуктора электропривода, являющееся паспортным параметром.

Линейная передаточная функция исполнительного электропривода. Структурная схема исполнительного электропривода (ИЭП) рассматриваемой электромеханической следящей системы приведена на рис. 2.

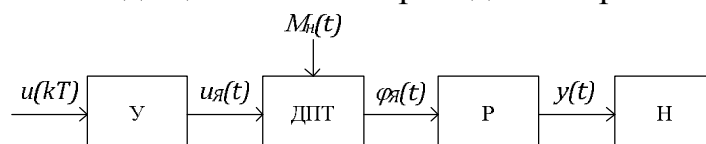


Рисунок 2 – Структурная схема исполнительного электропривода электромеханической следящей системы

Переходя к следующим обозначениям ( $\varphi(t) \rightarrow y(t), M_H(t) \rightarrow f$ ), получим ПФ ИЭП по управлению и воздействию соответственно:

$$W_{yu}(p) = \frac{u(p)}{y(p)} = \frac{k_U k_\epsilon k_P}{T_\epsilon T_M p^3 + T_M p^2 + p}; \quad (7)$$

$$W_{yf}(p) = \frac{f(p)}{y(p)} = -\frac{k_\epsilon k_P}{\beta_{ДПТ}} \cdot \frac{(T_\epsilon p + 1)}{T_\epsilon T_M p^3 + T_M p^2 + p}. \quad (8)$$

Только при  $T_M > 4T_\epsilon$  ПФ (7) по управляющему воздействию может быть представлена в виде последовательно включенных интегратора и двух аperiodических звеньев первого порядка с постоянными времени  $T_1$  и  $T_2$  [4]:

$$W_{yu}(p) = \frac{u(p)}{y(p)} = \frac{k_U k_\epsilon k_P}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)p'} \quad (9)$$

где  $T_1 T_2 = T_\epsilon T_M$  и  $T_1 + T_2 = T_M$ .

Модель заданной части следящей системы с учетом ограничений

Как говорилось во введении, электромеханические следящие системы, в большинстве случаев, имеют ограничения по углу, скорости, ускорению и управлению.

Ограничения по управляющему напряжению, току и ускорению имеют вид:

$$|u| \leq u_{Я,MAX}; \quad |I_\Delta| < I_{\Delta,MAX}; \quad |\xi_\Delta| \leq \xi_{\Delta,MAX}. \quad (10)$$

Характеристика (10) описывает нелинейность типа «насыщение».

Ограничение управления в технически реализуемой системе всегда имеется, т.к. ограничено напряжение питания электродвигателей. Примем это ограничение, равным номинальному напряжению питания ДПТ. Тогда, первое уравнение (10) примет вид:

$$\overline{u_{\text{Я}}}(u_{\text{Я}}) = \begin{cases} u_{\text{Я}}, & |u_{\text{Я}}| < u_{\text{Я,НОМ}}; \\ u_{\text{Я,НОМ}} \cdot \text{sign}(u_{\text{Я}}), & |u_{\text{Я}}| \geq u_{\text{Я,НОМ}}. \end{cases} \quad (11)$$

С одной стороны, согласно регулировочной характеристике ДПТ, максимальному напряжению управления  $u_{\text{Я,МАХ}}$  соответствует максимально возможная скорость якоря  $\omega_{\text{Я,МАХ}}$ . Последняя равна скорости холостого хода ДПТ. С другой стороны, согласно механической характеристике, каждый ДПТ выбирается исходя из параметров номинального режима: номинальная развиваемая скорость  $\omega_{\text{Я,НОМ}}$  при номинальном моменте нагрузки  $M_{\text{Н,НОМ}}$ . Номинальная скорость  $\omega_{\text{Я,НОМ}}$  соответствует номинальному напряжению управления  $u_{\text{Я,НОМ}}$ . Примем, что  $\omega_{\text{Я,НОМ}}$  соответствует максимально допустимой скорости нагрузки. Поэтому, с некоторым допущением получаем, что, ограничив управление величиной  $u_{\text{Я,НОМ}}$ , можно ограничить установившуюся скорость величиной  $\omega_{\text{Я,НОМ}}$  при номинальном моменте нагрузки  $M_{\text{Н,НОМ}}$ . Это допущение будет тем точнее, чем более жесткую механическую характеристику имеет ДПТ. Таким образом, ограничению по скорости также будет соответствовать выражение (11).

Помимо ограничений по управляющему напряжению в технической системе всегда существует ограничение по току якоря. В электромеханических системах, например, с программным управлением, ток пуска может превышать номинальный ток в два-три раза. По завершению пуска и установления заданной скорости вращения вала электродвигателя, элементы пуска в электроприводе отключаются и электродвигатель начинает работать в номинальном режиме с номинальным током. Циклограмма работы электродвигателя в составе следящей системы значительно отличается от систем, в которых на длительное время устанавливается режим работы с заданной скоростью. Работа ДПТ следящей системы описывается следующим образом: режим работы длительный, с частыми пусками и реверсами, перемежающийся с частыми изменениями угловой скорости вращения [5]. Закон изменения задающего воздействия в следящих системах является неизвестным и, в некоторых системах, может быть описан статистически. Циклограмма работы электродвигателя таких систем может быть также описана статистически [5] при условии, что устройство управления по положению синтезировано. Так как электропривод часто находится в переходных режимах по скорости, эквивалентных пусковым, то в данной работе принимается, что ток в системе ограничен номинальным током, т.е.  $I_{\text{Я,МАХ}} = I_{\text{Я,НОМ}}$ . Тогда условие ограничения тока якоря примет вид:

$$\bar{I}_Я(I_Я) = \begin{cases} I_Я, & |I_Я| < I_{Я.НОМ} \\ I_{Я.НОМ} \cdot \text{sign}(I_Я), & |I_Я| \geq I_{Я.НОМ}. \end{cases} \quad (12)$$

В системах, в которых момент нагрузки  $M_H$  равен нулю или пренебрежимо мал, как, например, в моментном электроприводе [4], то ограничением тока можно ограничить ускорение в системе. В этом случае, ток ограничения можно рассчитать по формуле:

$$I_{Я.МАХ} = \frac{J_{\Sigma.пр.} \cdot \xi_{Я.МАХ}}{C_M}. \quad (13)$$

Однако в общем случае, а также в рассматриваемой системе, как следует из первого выражения системы (1), ускорение определяется разностью вращающего момента ДПТ и момента нагрузки, не равного нулю, т.е. динамическим моментом  $M_{ДИН.} = M_D - M_H$ . Поэтому, выражение для определения максимального ускорения с учетом ограничений на максимальный динамический момент имеет вид:

$$\xi_{Я.МАХ} = \frac{M_{ДИН.МАХ}}{J_{\Sigma.пр.}}. \quad (14)$$

Тогда условие ограничения ускорения якоря примет вид:

$$\bar{\xi}_Я(\xi_Я) = \begin{cases} \xi_Я, & |\xi_Я| < \xi_{Я.МАХ}; \\ \xi_{Я.МАХ} \cdot \text{sign}(\xi_Я), & |\xi_Я| \geq \xi_{Я.МАХ}. \end{cases} \quad (15)$$

Таким образом, выражения (11), (12), (15) определяют места установки нелинейности с насыщением в линейной модели ДПТ. Структурная схема заданной части следящей системы с учетом ограничений по управлению, скорости, ускорению и току, т.е. с ограничением по  $(\bar{u}, \bar{i}, \bar{\omega}, \bar{\xi})$ , представлена на рис. 3.

В реальной системе ограничение по углу обеспечивается установкой конечных выключателей на границах рабочего диапазона. С учетом описанного поведения системы, в модели необходимо выделить две ветви управления, соответствующие положительному и отрицательному направлению вращения вала ИЭП. Тогда, аналитические выражения нелинейности «ограничение по углу» имеют вид:

$$\bar{u}_Я(u) = \bar{u}_Я^+ + \bar{u}_Я^-; \quad (16)$$

где  $\bar{u}_+$ ,  $\bar{u}_-$  – напряжения управления ветви положительного и отрицательного направления вращения вала ИЭП соответственно, определяемые выражениями:

$$\bar{u}_Y^+(\varphi) = \begin{cases} u_{Y^+}, & 0 \leq \varphi < \varphi_{\max}; \\ 0, & \varphi \geq \varphi_{\max}; \end{cases} \quad (17)$$

и

$$\bar{u}_Y^-(\varphi) = \begin{cases} u_{Y^-}, & -\varphi_{\max} \leq \varphi < 0; \\ 0, & \varphi \leq -\varphi_{\max}; \end{cases} \quad (18)$$

где  $u_{Y^+}$  и  $u_{Y^-}$  – ограниченные напряжения управления ветви положительного и отрицательного направления вращения вала ИЭП соответственно, определяемые выражениями:

$$u_{Y^+}(u_Y) = \begin{cases} u_{Y^+}, & 0 \leq u_Y < u_{Y, \text{ном}}; \\ u_{Y, \text{ном}}, & u_Y \geq u_{Y, \text{ном}}; \end{cases} \quad (19)$$

и

$$u_{Y^-}(u_Y) = \begin{cases} u_{Y^-}, & -u_{Y, \text{ном}} \leq u_Y < 0; \\ -u_{Y, \text{ном}}, & u_Y \leq -u_{Y, \text{ном}}. \end{cases} \quad (20)$$

Отметим, что выражения (19) и (20) описывают однополярное ограничение, а выражение (11) – двуполярное. Выражения (17) и (18) в модели ДПТ с ограничениями можно реализовать управляемыми ключами. Структурная схема заданной части следящей системы с учетом ограничений по управлению, скорости, ускорению, току, а также по углу, т.е. с ограничением по  $(\bar{u}, \bar{I}, \bar{\omega}, \bar{\xi}, \bar{\varphi})$ , представлена на рис. 4.

Таким образом, с учетом заданных ограничений по углу  $\varphi_{\max}$ , скорости  $\omega_{Y, \text{ном}}$ , ускорению  $\xi_{Y, \text{мах}}$ , управлению  $u_{Y, \text{ном}}$ , току  $I_{Y, \text{ном}}$  уравнение (2) должно быть дополнено выражениями (11), (12), (15), (16).

Заключение. Получены две формы математической модели – линейная в виде передаточной функции и в виде структурной схемы, учитывающей ограничения. Линейная модель позволяет синтезировать регуляторы следящих систем. Модель с ограничениями позволяет оценить показатели качества синтезированных следящих систем при различных значениях реальных ограничений.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Геложе Ю.А., Мардашин Ю.П. Система управления следящим выводным устройством самолётов-носителей // Морская, авиационная и ракетно-космическая техника, радиотехника, автоматика и управление: состояние и перспективы развития в Южном федеральном университете: монография / под ред. И.И. Марковича; Южный федеральный университет. –

Ростов-на-Дону: Издательство Южного федерального университета, 2011. – С. 260-277.

2. Семенов А.В., Геложе Ю.А., Клименко П.П. Наведение телескопов астронавигационных систем. Учебное пособие по дисциплине «Радиосистемы управления» (Курсовое проектирование и лабораторные исследования). – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – 65 с.

3. Мелкозеров П.С. Приводы в системах автоматического управления (энергетический расчет и выбор параметров). – М.-Л., изд-во «Энергия», 1966 г. – 384 с.

4. Семёнов А.В., Гайдук А.Р., Геложе Ю.А. Математическая модель моментного электропривода. Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. №5 (94). – С. 251-257.

5. ГОСТ 183-74. Машины электрические вращающиеся. Общие технические условия [Текст].–введ. 1976-01-01. М.: Изд-во стандартов, 2001.

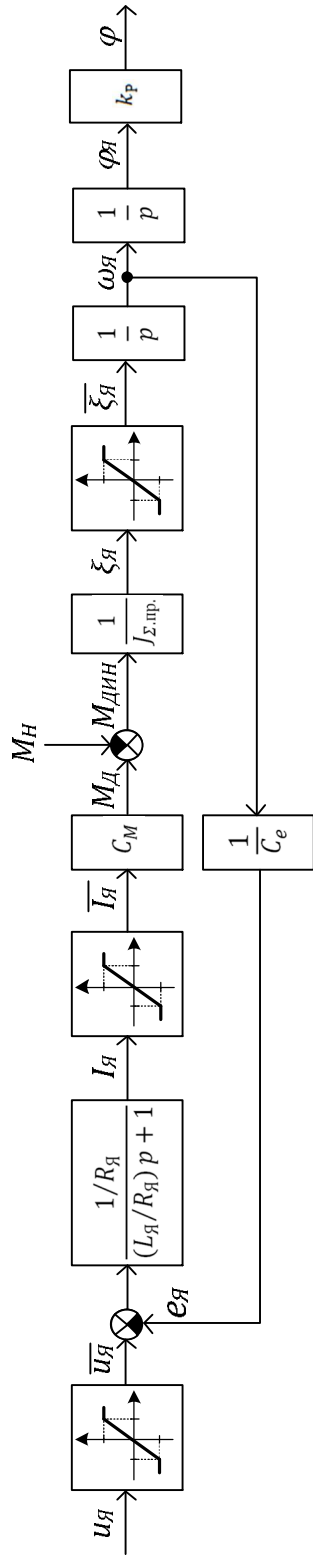


Рис. 3 – Структурная схема ДПТ с ограничением по управлению, скорости, току, ускорению

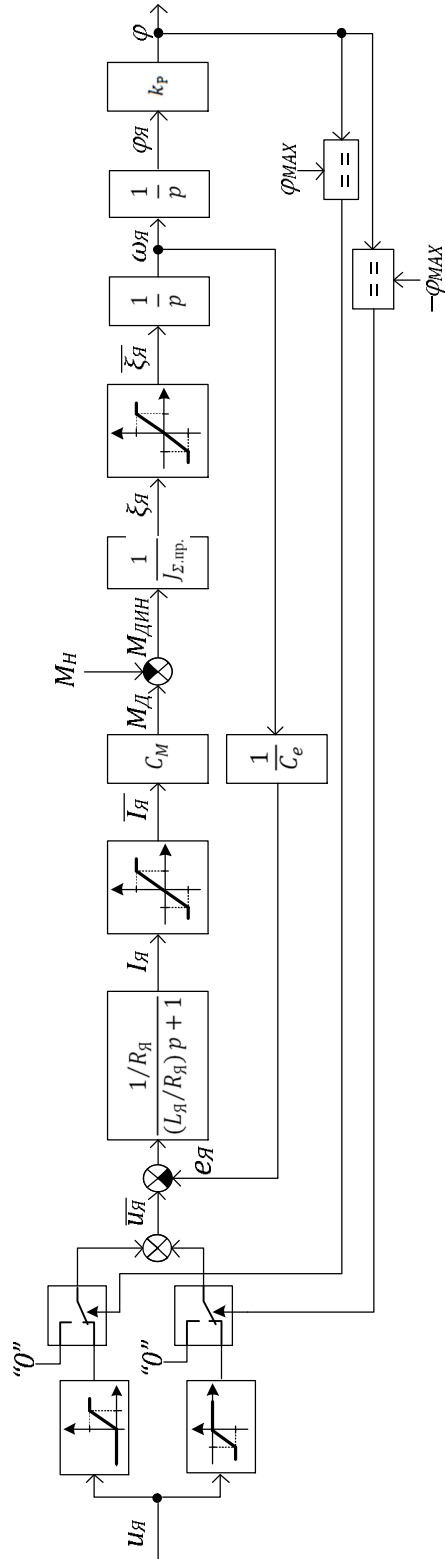


Рис. 4 – Структурная схема ДПТ с ограничением по управлению, скорости, току, ускорению, углу



УДК 621.396

## ФАЗОВАЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ СРЕДЫ «ВОДА-ВОЗДУХ»

Ю.А. Геложе, А.В. Макарчук, А.В. Семенов

*Радиотехнический факультет, НКБ ЦОС Южного федерального университета*

*Введение.* Фазовая автоматическая система идентификации среды (ФАСИС) предназначена для автоматического определения вида среды на рабочей поверхности датчика среды (ДС), формирования и передачи во взаимодействующие системы сигнала «Идентификатор среды». Идентифицируемая (рабочая) среда является вода или воздух. ДС устанавливается так, что его рабочая поверхность имеет прямой контакт с идентифицируемой (рабочей) средой.

В качестве первичных источников информации в рассматриваемой ФАСИС используются резонансные системы (РС), имеющие различные амплитудно-частотные характеристики для различных состояний [1]. При использовании РС в качестве ДС в ФАСИС реализуется принцип фазовой автоматической настройки резонансных систем, подробно рассмотренный в работе [1].

Структурная схема ФАСИС приведена на рис. 1.

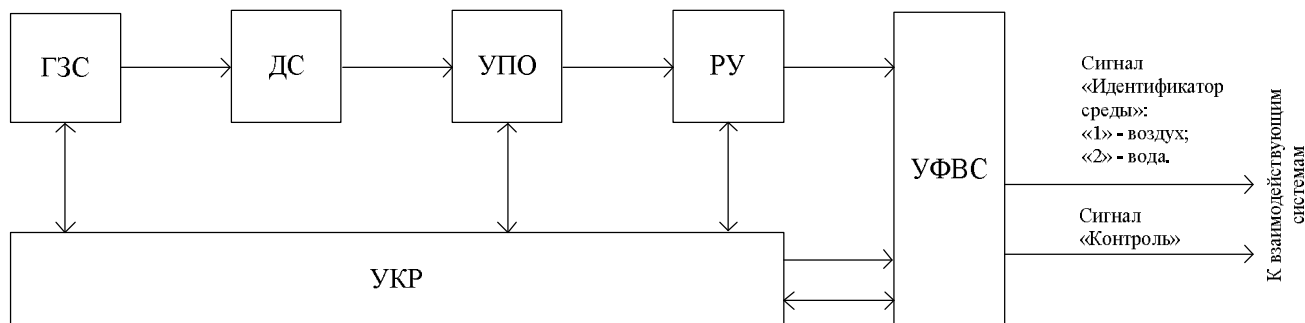


Рисунок 1 – Структурная схема фазовой автоматической системы идентификации среды

В состав УФОС входят следующие структурные элементы:

- генератор зондирующего сигнала (ГЗС);
- устройство предварительной обработки (УПО);
- решающее устройство (РУ);
- узел формирования выходных сигналов (УФВС);
- узел контроля работоспособности (УКР).

Описание функционирования. Принцип работы ФАСИС заключается в следующем. Генератор формирует зондирующий сигнал (ЗС) определенной

частоты, формы и амплитуды, который подается на вход ДС. ГЗС выполнен в виде генератора с фазовой автоматической подстройкой (ФАП). Выходной сигнал ДС, несущий информацию о рабочей среде, поступает на вход УПО, предназначенного для согласования выходных параметров ДС с входными параметрами РУ. УПО осуществляет предварительное усиление и синхронное детектирование выходного сигнала ДС. Далее преобразованный сигнал поступает на вход РУ, в котором проводится пороговая и временная обработка сигнала и принимается решение о рабочей среде ДС – вода или воздух, с учетом времени контакта ДС со средой и имеет два временных параметра: время контакта ДП с водой -  $T_{ВД}$  и время контакта ДП с воздухом -  $T_{ВЗ}$ . Затем сигнал поступает на УФВС, где формируется сигнал «Идентификатор среды», который подается к взаимодействующим системам.

УКР непрерывно получает сигналы контроля работоспособности ГЗС, УПО и РУ и принимает решение об исправности ФАСИС в целом и формирует сигнал «Контроль». Далее этот сигнал поступает на УФВС, где усиливается и подается на внешние устройства.

Общий принцип работы РУ. Задача идентификации среды состоит из двух частей: определения среды на рабочей поверхности ДС и определения интервала времени пребывания в данной среде. Определение среды вода или воздух производится по уровню сигнала, поступающего от УПО на пороговое устройство (ПУ). Логический сигнал с выхода ПУ поступает на устройство временной обработки (УВО), где производится оценка длительности сигнала ПУ по отношению к заданным пороговым величинам –  $T_{ВЗ}$  и  $T_{ВД}$ . Значения заданных величин  $T_{ВЗ}$  и  $T_{ВД}$  зависят от конкретного применения ФАСИС и являются программируемыми (настраиваемыми). Уровень выходного логического сигнала УВО устанавливается в соответствии с текущим уровнем выходного сигнала ПУ, если длительность последнего превысила соответствующее пороговое значение.

ПУ разработано с учетом возможности использования однопорогового или двухпорогового критериев принятия решения о рабочей среде ДС. Выбор критерия зависит от уровня помех на входе РУ и производится по результатам предварительных исследовательских испытаний в составе объекта.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу аналогового РУ при переходе «вода-воздух» и «воздух-вода» приведены на рис.2 и 3.

На входе РУ установлен ФНЧ с согласующим усилителем, устраняющий влияние коротких (до 0,1 с) импульсов помех на работу РУ. Полоса пропускания ФНЧ составляет 0,72 Гц, время задержки  $t_{зд}$  не более 0,15 с. Принято, что состоянию ДС – «вода» соответствует выходное напряжение ФНЧ  $U_{ВД}$  приближенно равное 0,8 В; состоянию ДС – «воздух» соответствует выходное напряжение ФНЧ  $U_{ВЗ}$  приближенно равное 5,6 В.

С выхода ФНЧ сигнал поступает на вход ПУ. Основным элементом ПУ является компаратор напряжения, выполняющий функцию сравнения входного

сигнала с пороговым напряжением  $U_{\text{ПОР1}}$ . Величина порогового напряжения, в первом приближении, выбрана равной полусумме уровней сигнала  $U_{\text{ВД}}$  и  $U_{\text{ВЗ}}$  и составляет 3,2 В. Если уровень сигнала ниже величины порогового напряжения, на выходе ПУ формируется сигнал низкого логического уровня «0», что соответствует состоянию ДП – «вода». Если уровень сигнала превышает величину порогового напряжения, на выходе ПУ формируется сигнал высокого логического уровня «1», что соответствует состоянию ДП – «воздух».

Разработанные и апробированные алгоритмы РУ позволяют идентифицировать не только статическое (медленно-меняющееся) состояние рабочей среды [2], но и быстроменяющееся состояние среды. Последнее возможно при возникновении воздушно-капельной смеси на рабочей поверхности ДС, вызванной внешними факторами [3].

Таким образом, разработанная фазовая автоматическая система идентификации среды может найти широкое применение при решении прикладных задач в контрольной и измерительной аппаратуре, а также в системах сигнализации. Особо стоит отметить возможность применения ФАСИС в составе систем управления самолетов-амфибий [4], где важной является информация о состоянии рабочей среды (вода или воздух) под днищем самолёта, в качестве датчика касания воды. Достоинством ФАСИС является то, что реализуется прямой метод идентификации среды по сравнению с косвенным методом, реализованном в способе сигнализации приводнения и взлета с водной поверхности самолета-амфибии, предложенном в работе [5].

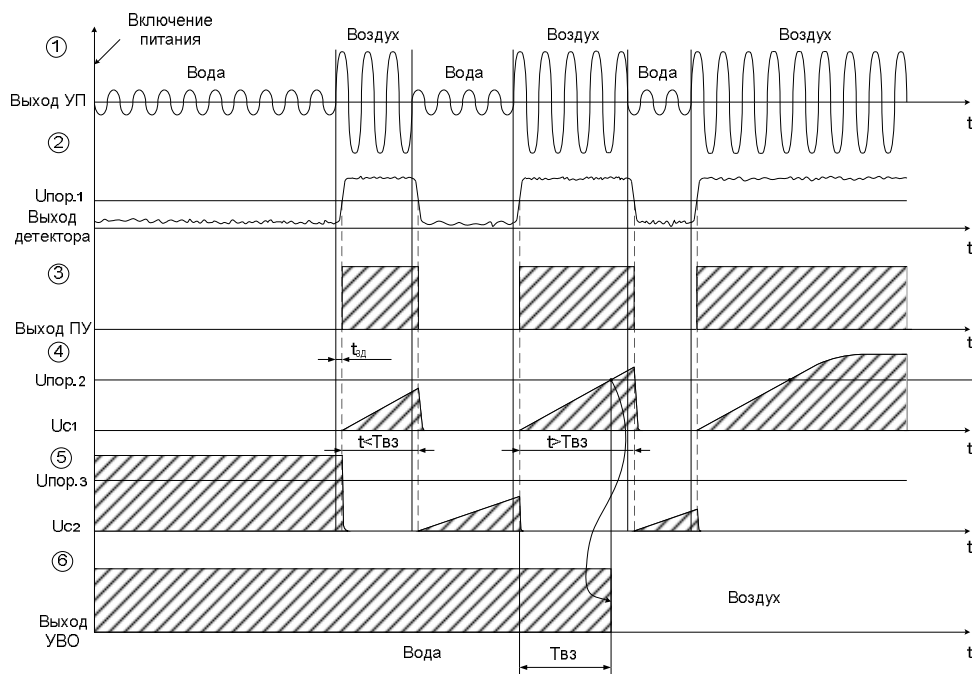


Рисунок 2 – Временные диаграммы работы УПО, ПУ и РУ при переходе «вода-воздух»

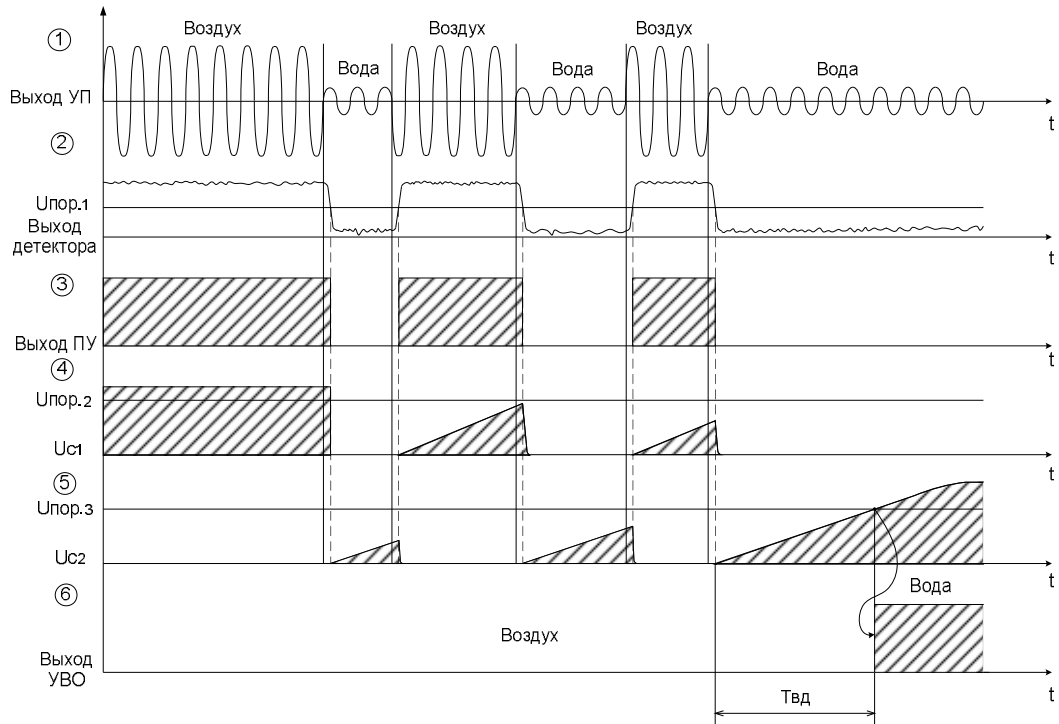


Рисунок 3 – Временные диаграммы работы УПО, ПУ и РУ при переходе «воздух-вода»

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Семенов А.В., Геложье Ю.А., Макаруч А.В. Фазовая автоматическая настройка резонансных систем // Материалы Всероссийской научной конференции «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника-2011»). – Таганрог: 2011. –С. 33-43.

2. Japan patent JP63233330. Water level detector of machinery. Mochida Norihito, Sato Taketoshi, Yamashita Hidekazu / MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD. 1988-09-29.

3. Справочник авиаконструктора. Т.2. Гидромеханика гидросамолёта. Издание Центрального аэрогидродинамического института им. проф. Н. Е. Жуковского. Москва, 1938 г.

4. Бондарец А.Я. Система управления углом тангажа самолета-амфибии при движении по воде в режиме глиссирования. Патент России. RU 22681578 С1 от 27.05.2004 г., опублик. 20.01.2006.

5. Макаруч А.В., Маркович И.И., Грецов А.В. Способ сигнализации приводнения и взлета с водной поверхности самолета-амфибии. Патент России. RU 2492121 С2 от 02.12.2011 г., опублик. 10.09.2013 Бюл.№ 25.

# ПРИНЦИПЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

И.О. Фролов

Россия, Таганрог, Радиотехнический факультет Южного федерального университета

*Аннотация. В статье приводится обзор физических основ методов подповерхностного зондирования.*

Подповерхностное зондирование является методом обзора, который использует радиолокационные принцип отражения электромагнитных волн. Наиболее часто используемый диапазон частот — от 1 МГц до 10 ГГц. При этом более высокие частоты позволяют получать радиоизображение с большим разрешением, однако глубина зондирования небольшая. Для низких частот ситуация меняется на противоположную – ЭМ волны могут проникать дальше в глубь с меньшей разрешающей способностью. Как и классическая радиолокационная станция, станция для подповерхностного зондирования имеет в своем составе передатчик, приемник, приемную и передающую антенны (либо одну антенну на прием и передачу), может использовать непрерывное или импульсное зондирование, может использовать голографические методы обработки и т. д. Конечная обработка сигнала зависит от конкретного приложения.

В подповерхностном зондировании основная роль в формировании (а значит и интерпретации) получаемой информации отводится частотнозависимым электромагнитным свойствам среды: диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$ , проводимость  $\sigma$ , магнитная проницаемость  $\mu$ . Влияние этих параметров на формирование радиолокационного изображения можно оценить, если записать выражения для комплексных векторов напряженностей электрического и магнитного полей в среде распространения:

$$\begin{aligned} E(z, t) &= E_0 e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)}, \\ H(z, t) &= H_0 e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)}, \end{aligned}$$

где  $E_0$  и  $H_0$  – комплексные амплитуды,  $\omega$  угловая частота,  $\alpha$  затухание в среде

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2}} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]^{1/2},$$

и  $\beta$  – волновое число в направлении распространения волны (ось  $z$ )

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2}} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right]^{1/2}.$$

Групповая скорость электромагнитной волны

$$v = \frac{\omega}{\beta}$$

Скорость распространения ЭМ волн обычно вычисляется по измеренным задержкам распространения сигнала при градуированном увеличении расстояния между приемной и передающей антенной для одного и того же участка обзора. Далее полученная оценка скорости используется для преобразования полученной информации из функции амплитуды сигнала от времени в функцию амплитуды от глубины.

Иногда при расчетах подповерхностных радаров исходят из предположения, что среда обладает низкими потерями, что математически выразится как

$$\frac{\sigma}{\omega \epsilon} < 1.$$

Это часто справедливо для достаточно высоких частот. Ясно, что такое предположение будет неверным для сред с высокой проводимостью, в которых будет наблюдаться сильное затухание ЭМ волн.

Дополнительно предполагают, что магнитная проницаемость  $\mu$  во всем исследуемом пространстве равна магнитной проницаемости  $\mu_0$  в свободном пространстве ( $\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \text{ Гн/м}$ ). Такое предположение позволяет упростить выражения для скорости и постоянной затухания,

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon}}$$

и

$$\alpha \approx \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}}$$

Приведенные выражения показывают, что скорость распространения ЭМ волн зависит от диэлектрической проницаемости, в то время как проводимость оказывает основное влияние на затухание ЭМ волн в среде. По этим причинам подповерхностный радиолокатор хорошо работает в песке и гравии (которые обычно обладают достаточным сопротивлением), но его возможности сильно ограничены в глине из-за её высокой проводимости. Содержание глины 5-10% делает глубину обзора менее метра [2].

Отраженная энергия ЭМ волн преобразуется в изображение подповерхностной структуры. Отражения образуются там, где происходят изменения электрических свойств среды. Чтобы численно оценить количество отраженной энергии можно воспользоваться понятием коэффициента отражения  $R$ . Он определяется, как отношение комплексной амплитуды отраженной волны к комплексной амплитуде первичной волны.

$$R = \frac{\mu_2 k_1 - \mu_1 k_2}{\mu_2 k_1 + \mu_1 k_2'}$$

где индексы 1 и 2 означают области выше и ниже границы раздела соответственно,  $k$ - волновое число, задается формулой

$$k = \beta - i\alpha.$$

Сделанные предположения о немагнитной среде без потерь упрощают выражение для коэффициента отражения:

$$R = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}}$$

Отражение ЭМ волн происходит на той глубине, где нарушается непрерывность электрических свойств среды, и интенсивность отражений характеризует уровень контраста электрических свойств.

Приведенные выше соотношения для скорости распространения ЭМ волн и коэффициента отражения показывают, каким образом электрические свойства среды влияют на формирующееся изображение подповерхностной структуры. Однако, существует большое число других факторов (таких как взаимное расположение антенны и поверхности, диаграмма направленности антенны, механизмы потерь в среде), которые могут повлиять на интерпретацию получаемых данных. Одни из них могут быть учтены и скорректированы, другие – нет.

Одним из путей улучшить понимание того, как электрические свойства среды и вышеупомянутые факторы повлияют на получаемую информацию, это предварительное моделирование. Модель подповерхностной обстановки, данная в терминах электрических свойств среды, может быть использована для получения так называемой синтетической картины исследуемой области [3]. Предварительное моделирование позволяет лучше понять физические процессы в среде, происходящие при распространении ЭМ полей и имеет большое практическое значение. Синтетические изображения, полученные посредством моделирования, помогают интерпретировать результаты практических исследований, а также предсказать насколько эффективно будет применение подповерхностного зондирования в том или ином случае.

Одна из тяжело решаемых задач в подповерхностной радиолокации возникает на стадии, когда изображение подповерхностной обстановки уже получено: какие численные значения электрических свойства среды (наиболее часто  $\epsilon$ ) сопоставить с участками на полученном изображении и каков их масштаб? Эти вопросы требуют использования специальных алгоритмов обработки, сопоставления с синтетическими изображениями и до сих пор являются одной из первостепенных проблем в подповерхностном зондировании. Именно эффективность решения данных проблем показывает

насколько целесообразно применение подповерхностной радиолокации в том или ином приложении.

Подповерхностная радиолокация является эффективным методом получения изображений верхних слоев земли. Эти изображения несут в себе большое количество информации о подповерхностной структуре; на извлечении этой информации сфокусированы все текущие исследования в этой области. Возможность соотнести полученные изображения с электрическими свойствами среды в контексте конкретного приложения определяет насколько эффективно можно будет использовать подповерхностную радиолокацию в этом направлении.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Подповерхностная голографическая радиолокация может обеспечить безопасный и более эффективный способ обнаружения скрытых мин. Ларри Гринмейера SCIENTIFIC AMERICAN №6 2010

2. Подповерхностная радиолокация. М. И. Финкельштейн, В. Н. Карпухин,  
Под ред М. И. Финкельштейна. - М.: Радио и связь 1994 г. - 216 с.: с ил.

3. GROUND PENETRATING RADAR FOR ENVIRONMENTAL APPLICATIONS Rosemary Knight, Department of Earth and Ocean Sciences, University of British Columbia, Vancouver, Canada

621.396.6:621.391.827

## ОБЗОР СТАНДАРТОВ, РЕГЛАМЕНТИРУЮЩИХ ИСПЫТАНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ВОСПРИИМЧИВОСТЬ К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОМЕХАМ

М.В.Потипак

*Россия, Таганрог, Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

Одной из основных задач электромагнитной совместимости (ЭМС) является защита бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) летательных аппаратов от воздействия электромагнитных помех (ЭМП). По возникновению ЭМП можно разделить на внешние и внутренние [1].

К внешним ЭМП можно отнести непреднамеренное излучение радиопередающих устройств, например, радио- и телецентров, систем сотовой связи, систем навигации и управлением воздушным движением, а также, преднамеренно излучающие передатчики систем радиолокационного обнаружения, средств радиоэлектронной борьбы и противодействия. Энергетический спектр внешних ЭМП характеризуется неравномерным



распределением энергии в достаточно широком диапазоне частот, с максимальными значениями соответствующими полосам рабочих частот радиотехнических систем.

Наряду с внешними воздействиями, в настоящее время, резко нарастает влияние внутренних ЭМП на бортовую РЭА. Эти воздействия обусловлены использованием персональных электронных устройств таких как портативные компьютеры, электронные игровые устройства, сотовые телефоны и т.п., использующие стандарты беспроводной передачи данных (Wi-Fi, Bluetooth и т.д.).

Наличие большого количества стандартов, устанавливающих требования в отношении восприимчивости к ЭМП, создают определенные трудности при разработке бортовой РЭА. В большинстве стандартов уровни воздействия ЭМП приведены в соответствии с категорией испытываемого оборудования. Стандарты рекомендуют выбирать категорию оборудования до того, как станет известна «внутренняя окружающая электромагнитная обстановка» в месте установки этого оборудования на конкретном типе воздушного судна. Кроме того, при выборе категории необходимо учитывать, что разработанное оборудование может быть установлено на нескольких различных типах воздушного судна и, возможно, в разных зонах. Это не всегда является возможным, поскольку применение серийных компонентов промышленного назначения позволяет использовать один и тот же элемент в составе различных бортовых систем. По этой причине у разработчика возникает проблема, по каким стандартам проводить тестирование своего изделия на восприимчивость к ЭМП.

В мировой индустрии разработки РЭА наметилось решение такой проблемы – при разработке бортового оборудования руководствоваться требованиями наиболее строгих из существующих стандартов касающихся ЭМС. Такой принцип («одна разработка – множество применений») позволяет максимально возместить затраты на разработку и проектировать системы, имеющие более широкий спектр применения [2].

В настоящее время, при проведении испытаний на внешние воздействия бортовой РЭА можно руководствоваться следующими российскими стандартами:

– ОСТ В1 02763-95 – действие стандарта распространяется на бортовое оборудование самолетов и вертолетов в части его восприимчивости к кондуктивным помехам и излучаемым электромагнитным помехам [3];

– ГОСТ 26807-86 – действие стандарта распространяется на бортовую цифровую аппаратуру самолетов и вертолетов и сопрягаемое с ней бортовое оборудование. Стандарт устанавливает методы стендовых испытаний бортовой цифровой аппаратуры на восприимчивость к кондуктивным помехам [4];

– ОСТ 1 00406-80 – действие стандарта распространяется на комплексы радиоэлектронного оборудования самолетов и вертолетов. Стандарт устанавливает требования по восприимчивости оборудования к кондуктивным

помехам [5];

– КТ-160D – требования распространяются на бортовое авиационное оборудование. Требования устанавливают методы стендовых испытаний, а также нормы параметров внешних воздействий [6];

– ГОСТ РВ 6601-001-2008 – действие стандарта распространяется на авиационное бортовое оборудование. Устанавливает требования к восприимчивости при воздействии кондуктивных и излучаемых ЭМП [7].

В международной практике при сертификации авионики на соответствие требованиям ЭМС используют следующие стандарты:

– DO-160G – требования распространяются на бортовое авиационное оборудование. Требования устанавливают методы стендовых испытаний, а также нормы параметров внешних воздействий [8];

– DEF-STD-59-41 – стандарт Министерства обороны Великобритании, регламентирующий вопросы, связанные с ЭМС оборудования [9];

– MIL-STD-461F – стандарт является основополагающим документом при испытаниях оборудования военного назначения армий США и стран НАТО на предмет ЭМС. Считается наиболее всеобъемлющим и жестким [10].

Анализ приведенных стандартов показал, что часть российских руководящих документов являются заимствованными. Так стандарт КТ-160D является почти полным техническим переводом DO-160D, за исключением альтернативных методик испытаний, описание которых по большей части формально.

Испытания, приведенные в ГОСТ РВ 6601-001-2008, соответствуют аналогичным в стандарте MIL-STD-461F, но с пониженными уровнями воздействий по сравнению с MIL-STD-461F. Некоторые испытания, имеющиеся в MIL-STD-461F, в ГОСТ РВ 6601-001-2008 отсутствуют. Тем не менее, в ГОСТ РВ 6601-001-2008 присутствуют подробные описания испытательных стендов, а также детальные описания альтернативных методик испытаний.

Подобное заимствование характерно и для зарубежных стандартов. Так DO-160G является усеченной редакцией стандарта MIL-STD-461F. Уровни испытательных воздействий в DO-160G разбиты по категориям оборудования и частично соответствуют аналогичным уровням, приведенным в MIL-STD-461F.

Сравнение стандартов показало, что наиболее всесторонние требования по испытаниям оборудования на восприимчивость к ЭМП устанавливает военный стандарт MIL-STD-461F, а гражданские стандарты ОСТ В1 02763-95 и КТ-160D удачно дополняют друг друга.

Окончательно можно заключить, что при разработке бортовой РЭА и последующей ее сертификации на восприимчивость к ЭМП следует ориентироваться на отечественные стандарты ОСТ В1 02763-95, КТ-160D и, если возможно, на ГОСТ РВ 6601-001-2008. Однако, в связи с имеющимся отставанием версий российских стандартов от соответствующих зарубежных, целесообразно ориентироваться на максимально высокие требования

стандартов DO-160G и MIL-STD-461F, предъявляемые к бортовой РЭА в части восприимчивости к воздействию ЭМП.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шмырев В.Ф. Современные требования и подходы к защите электронных систем от электромагнитных воздействий полей высокой интенсивности, молнии и др., а также обеспечению норм летной годности самолетов в части повышения эффективности средств их защиты в процессе эксплуатации / В.Ф. Шмырев, А.В. Лось // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. – 2011. – № 49.

2. Гленн Скотт. Соответствие фильтров ЕМІ производства компании VPT требованиям оборонной промышленности. URL: [vpt-inc.ru/articles/соответствие-фильтров-emi-производства/#.UnVmz-ХоafU](http://vpt-inc.ru/articles/соответствие-фильтров-emi-производства/#.UnVmz-ХоafU) (дата обращения: 20.10.2013).

3. ОСТ В1 02763-95. Оборудование бортовое авиационное. Общие требования к восприимчивости электромагнитных помех и методы контроля.

4. ГОСТ 26807-86. Аппаратура бортовая цифровая самолетов и вертолетов. Методы стендовых испытаний на работоспособность в условиях электромагнитных воздействий.

5. ОСТ 1 00406-80. Совместимость электромагнитная комплексов радиоэлектронного оборудования самолетов и вертолетов. Общие требования.

6. КТ-160D. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования Требования, нормы и методы испытаний.

7. ГОСТ РВ 6601-001-2008. Оборудование бортовое авиационное. Общие требования к восприимчивости при воздействии электромагнитных помех и методики измерения.

8. RTCA DO-160G. Условия окружающей среды и методы испытаний для бортового авиационного оборудования December 8, 2010.

9. DEF-STD-59-41. Стандарт Министерства обороны Великобритании «Электромагнитная совместимость».

10. MIL-STD-461F. Военный стандарт США «Требования по контролю характеристик электромагнитного взаимодействия подсистем и оборудования»

## **Секция 2. СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ**

УДК 621.391

### **СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ АНСАМБЛЕЙ ДИСКРЕТНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ МНОГОУРОВНЕВЫХ СИГНАЛОВ**

А.В.Котов, А.А.Лысенко

*Северо-Кавказский федеральный университет, г.Ставрополь*

В последнее время в связи с бурным развитием информационной инфраструктуры нашей страны увеличилось значение беспроводных систем передачи информации.

Среди известных стандартов сотовой связи особое место занимают системы передачи информации с кодовым разделением каналов (СПИ КРК) на основе широкополосной технологии множественного доступа третьего поколения 3G, которые имеют следующие преимущества:

- сокращение затрат на обеспечение покрытия в малонаселенной местности и пригородах,
- улучшенное проникновение сигнала в зданиях и сооружениях, возможность высокоскоростного обмена данными и др.

Однако с ростом объема информации, циркулирующего в СПИ КРК, актуальной становится проблема ее защиты, так как основным каналом утечки информации в СПИ КРК являются каналы радиосвязи, обеспечивающие привязку мобильных абонентов к базовым станциям, осуществляющим дальнейшую передачу информации в СПИ КРК. Основным недостатком каналов радиосвязи является доступность передаваемых сигналов к перехвату с целью несанкционированного доступа, разрушению и модификации передаваемой информации [1].

Известно, что конфиденциальность передачи сообщений по радиоканалам может быть достигнута путем обеспечения:

- энергетической скрытности сигналов – переносчиков информации;
- структурной скрытности этих сигналов;
- информационной скрытности самого сообщения.

Для обеспечения структурной скрытности сигналов – переносчиков информации в первую очередь необходимо решить задачу синтеза таких псевдослучайных последовательностей, которые позволили бы получить

наибольшее количество ансамблей дискретных ортогональных сигналов, обладающих не только высокой сложностью разгадывания структуры, но и позволяющих при достаточно представительном ансамбле дискретных ортогональных сигналов осуществить на практике их автоматическую смену по определенному закону при приемлемой сложности аппаратной реализации. При этом очевидно, что к ансамблю дискретных ортогональных сигналов предъявляются также обычные требования, которым должен удовлетворять кодирующий ансамбль дискретных ортогональных сигналов в СПИ КРК, важнейшим из которых является наличие «хороших» корреляционных свойств всего ансамбля [1].

В настоящее время известно, несколько способов обеспечения структурной скрытности сигналов – переносчиков информации СПИ КРК, использующих различные кодовые последовательности. Способ, обладающий наилучшим значением структурной скрытности, используется в системе передачи данных с кодовым разделением каналов [2], который включает операцию одновременной передачи сложных широкополосных сигналов на основе нелинейных последовательностей де Брейна со сменой формы последовательности в процессе передачи сообщения от одного информационного символа к другому.

Отличительным признаком этого способа является применение в каналах передачи сообщений, сменяемых от одного информационного символа к другому, ортогональных кодовых словарей де Брейна, каждое кодовое слово которых может быть построено путем суммирования по модулю два сигналов, снимаемых с разрядов регистра сдвига с нелинейными обратными связями по одному, по два и так далее до  $m$  включительно, где  $m$  - число разрядов регистра сдвига, функция обратных связей, которого задается соотношением:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_m) = x_1 + \sum_{i=1}^d x_2^{\alpha_2^{(i)}} * x_3^{\alpha_3^{(i)}} \dots x_m^{\alpha_m^{(i)}},$$

где  $\{\alpha_2^{(1)}, \alpha_3^{(1)}, \dots, \alpha_m^{(1)}\}$  - разрешенный набор двоичных чисел, определяющий порядок подключения прямых и инверсных выходов элементов памяти регистра сдвига;  $d$  - число разрешенных двоичных наборов, необходимых для генерирования максимального периода последовательности  $L$ , равного  $2m$ .

Несмотря на то, что количество ортогональных сигналов, формируемых на основе кодовых словарей де Брейна, больше числа ортогональных сигналов других способов обеспечения структурной скрытности сигналов, однако их количество является конечным для любой размерности  $N$ , что позволяет сделать вывод об их низкой структурной скрытности. С ростом объема информации, циркулирующей в СПИ КРК данное обстоятельство приводит к увеличению вероятности раскрытия структуры сигналов-переносчиков.

Целью данной статьи является разработка способа, позволяющего повысить структурную скрытность системы передачи информации с кодовым разделением каналов.

Задачей рассматриваемой системы является повышение уровня структурной скрытности широкополосных систем радиосвязи с кодовым разделением каналов.

Предлагаемый нами способ передачи информации на основе стохастического формирования ансамблей дискретных ортогональных сигналов, лишен недостатка ограниченного числа структур ансамблей дискретных ортогональных сигналов, используемых для передачи информации. Сущность предлагаемого способа заключается в том, что для передачи сообщений, сменяемых от одного информационного символа к другому, предлагается использовать сформированные стохастическим образом ортогональные системы сигналов, описываемые собственными векторами диагональной симметрической матрицей  $A$  размерности  $N$  [3, 4].

Предлагаемый способ осуществляется в следующей последовательности: сначала с помощью вспомогательного синхронизирующего сложного сигнала передающая аппаратура базовой станции и приемная аппаратура каждой из  $2^m$  абонентских станций вводится в цикловую фазу. Затем посредством манипуляции вспомогательного сигнала синхронизации на каждый канал передается служебная информация (единый начальный блок для всех абонентских станций). После выполнения указанной процедуры начинается одновременная передача всем абонентам цифровой информации, при этом каждому биту информации фиксированного канала ставится в соответствие сложный сигнал, структура которого зависит от значений коэффициентов диагональной положительно определенной симметрической матрицы, которые формируются генератором псевдослучайных чисел [5].

После передачи очередного информационного бита на передающей и приемной стороне производится синхронная смена коэффициентов диагональной положительно определенной симметрической матрицы, поступающих от идентичных генераторов псевдослучайных чисел (ГСПЧ) в приемной и передающей стороне, на основе которых происходит расчет сформированных стохастическим образом АДОС, описываемых собственными векторами диагональных симметрических матриц. При этом сигнал, используемый на приемной стороне для корреляционной обработки, будет иметь структуру, совпадающую с сигналом, излучаемым передатчиком, и, следовательно, может быть использован для обработки информационного потока, адресованного получателю цифровой информации.

Нелинейность формируемых структур сигналов достигается за счет того, что на каждом такте передачи информационного сообщения, расширяющая последовательность в виде одного из сигналов ортогональной системы сигналов, описываемых собственными векторами диагональной

симметрической матрицей, формируется путем псевдослучайного задания набора диагональных коэффициентов, симметрической матрицы, генератором случайных чисел. Таким образом, для передачи каждого информационного символа в каждом канале СПИ КРК используется свой набор ортогональных сигналов, который изменяется в последующем на новый набор ортогональных сигналов для передачи каждого последующего информационного символа в каждом канале СПИ КРК псевдослучайным образом, синхронно на передающей и приемной стороне[6].

Использование в качестве коэффициентов диагональной положительно определенной симметрической матрицы случайных чисел позволяет повысить количество возможных кодовых последовательностей, используемых для передачи последовательности информационного сообщения.

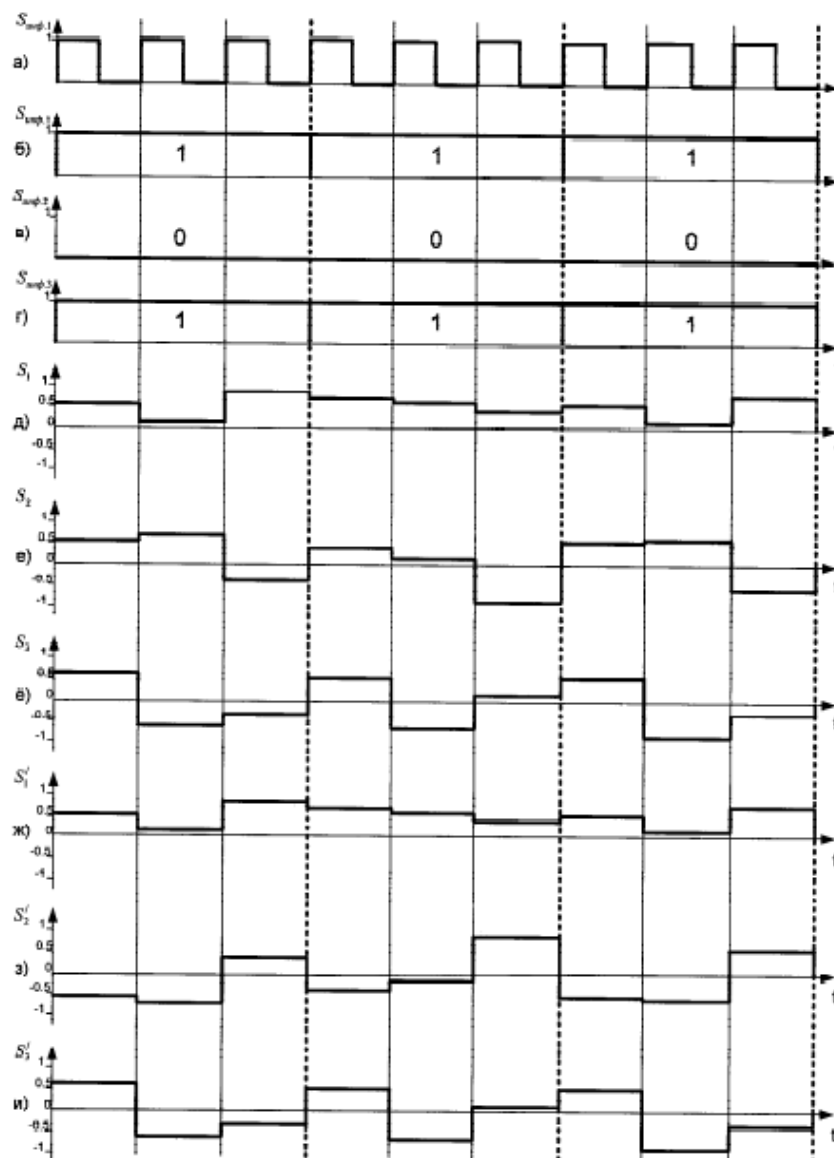


Рисунок 1 – Временные диаграммы

На рисунке 1 показаны временные диаграммы принципа функционирования системы передачи информации с псевдослучайной перестройкой формы сигналов, где: а) сигналы тактового генератора, б) сигнал, поступающий в первый канал связи, в) сигнал, поступающий во второй канал связи, г) сигнал, поступающий в третий канал связи, д) ортогональный хаотический сигнал, поступающий в первый канал связи, е) ортогональный хаотический сигнал, поступающий во второй канал связи, ё) ортогональный хаотический сигнал, поступающий в третий канал связи, ж) промодулированный информационный сигнал на выходе первого канала, з) промодулированный информационный сигнал на выходе второго канала, и) промодулированный информационный сигнал на выходе третьего канала.

Для подтверждения того, что предлагаемая система передачи информации обладает повышенной структурной скрытностью по сравнению с известной системой, произведем расчет количества всех возможных ансамблей ортогональных сигналов, формируемых данными системами. Поэтому нами будет рассмотрена матрица  $A$  следующей структуры:

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,N} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{N,1} & \alpha_{N,2} & \dots & \alpha_{N,N} \end{bmatrix},$$

где  $\alpha_{1,1}, \alpha_{2,2}, \alpha_{3,3} \dots \alpha_{N,N}$  - коэффициента главной диагонали;

$(\alpha_{1,2}, \alpha_{2,1}), (\alpha_{1,3}, \alpha_{3,1}) \dots (\alpha_{N-1,N}, \alpha_{N,N-1})$  - симметричные элементы верхней и нижней диагонали.

Для расчета количества ансамблей сигналов в предлагаемом устройстве использовалась формула для неупорядоченных сочетаний с повторением элементов [7]:

$$M = C_n^k = \frac{(n+k-1)!}{k!(n-1)!}$$

где  $n$  - диапазон возможных значений диагональных коэффициентов матрицы  $A$ ;  $k$  - количество элементов диагональной симметрической матрицы размерностью  $N$ , находящихся ниже или выше главной диагонали.

Формула для расчета  $k$ :

$$k = \frac{N * N - N}{2}$$

где  $N$  - размерность матрицы  $A$ .



Для расчета количества кодовых словарей де Брейна, используемых в прототипе, в качестве расширяющих последовательностей использовалась формула:

$$Q = 2 \prod_{i=1}^d b_i$$

где  $b_i$  - число элементов в  $i$ -м цикле подстановки  $V_{10}$ , содержащей два и более

элементов;

$m$  - число элементов памяти регистра сдвига;

$d$  - общее число циклов подстановки  $V_{10}$  с двумя и более элементами.

Результаты расчетов, которые представлены на таблице 1, показывают, что с увеличением элементов  $n$ , используемых для вычисления хаотических ансамблей ортогональных многоуровневых сигналов, увеличивается количество  $M$  возможных структур данных сигналов по сравнению с количеством сигналов  $Q$ , формируемых на основе кодовых словарей де Брейна.

Таблица 1

Сравнительный анализ предложенного способа передачи информации в СПИ КРК с псевдослучайной перестройкой формы сигналов с наиболее известными способами многоканальной передачи информации

Размерность матрицы	Предлагаемая система	Известная система
	Количество ансамблей $M$ (при $n=5$ )	Количество ансамблей $Q$
16	9 381 251	12
32	2 573 031 125	288
64	691 677 274 345	34 560
128	182 078 119 128 785	2 985 984 000
256	$1,1 \times 10^{18}$	$5,4 \times 10^{17}$

В соответствии с предложенным способом при передаче каждого бита должен использоваться новый хаотический ансамбль ортогональных многоуровневых сигналов, поэтому если обеспечить смену хаотических ансамблей ортогональных многоуровневых сигналов с периодом, равным  $T_0$ , где  $T_0=1/R$  - временной интервал использования хаотического ансамбля ортогональных многоуровневых сигналов, равный длительности бита

информации,  $aR$  - скорость передачи бита информации, то период повторения хаотического ансамбля ортогональных многоуровневых сигналов будет определяться соотношением:

$$T_M = \frac{M}{R}.$$

В соответствии с данным соотношением, когда скорость передачи данных  $R$  равна 1 МБит/с, размерность  $N$  матрицы  $A$  равна 256 и диапазон возможных значений  $n$  равен 10, то период повторения одного хаотического ансамбля ортогональных многоуровневых сигналов составит  $3,54 \cdot 10^{22}$  лет.

Это говорит о том, что при передаче одинаковых последовательностей бит генерируемые расширяющие последовательности не будут повторяться в течение длительного времени.

Таким образом, на основе выше изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Предложенный способ передачи информации в СПИ КРК с псевдослучайной перестройкой формы сигналов позволяет на основе множества собственных векторов диагональной симметрической матрицы получить достаточно представительное множество структур дискретных ортогональных сигналов.

2. Сравнительный анализ предложенного способа передачи информации в СПИ КРК с псевдослучайной перестройкой формы сигналов с наиболее известными способами многоканальной передачи информации, показал преимущество его использования в СПИ КРК для повышения структурной скрытности передаваемых сообщений, поскольку количество структур ортогональных сигналов при любой размерности ансамбля, больше, чем у известных способов.

3. Увеличение числа структур сигналов формируемых предложенным способом и как следствие уменьшение вероятности их раскрытия может быть достигнуто, за счет расширения диапазона  $n$  возможных значений диагональных коэффициентов симметрической матрицы.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. Общесистемные вопросы защиты информации. Коллективная монография/ Под ред. Е.М. Сухарева. Кн. 1. – М.: Радиотехника, 2003. – 296с.

2. *Косякин С.И., Москвитин И.А., Смирнов А.А.* Способ передачи информации в системах с кодовым разделением каналов и устройство для его осуществления / патент Российской Федерации №2234191, кл. H04B 7/216, H04L 9/26 24.07.2001

3. *Попенко В.С.* Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов, ч. II. – Ставрополь: МО РФ, 1993.

4. *Жук А.П., Сазонов В.В., Шиянов А.В., Иванов А.С.* Повышение помехозащищённости систем радиосвязи с кодовым разделением каналов. Материалы 10 международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. 2. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – 287 с.

5. *Столингс В.* Беспроводные линии связи и сети: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - С.213.

6. *Жук А.П., Иванов А.С., Голубь Ю.С., Орёл Д.В.* Способ передачи информации на основе хаотически формируемых ансамблей дискретных многоуровневых ортогональных сигналов / патент Российской Федерации №2 428 795, кл. Н04В 7/216, Н04J 13/00, Н04L 9/22 24.02.2010.

7. *Волковец А.И.* Теория вероятности и математическая статистика: Практикум для студ. всех спец. БГУИР дневной формы обучения / Волковец А.И., Гуринович А.Б. - Мн.: БГУИР, 2003. С.5.

## **БЕСПРОВОДНАЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНАЯ СЕТЬ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ**

Т.М. Скворцов, С.А. Ховансков

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета*

Сегодня важной задачей комплексной автоматизации промышленности является организация обмена информацией в масштабах предприятия и за его пределами на основе единой, стандартной, масштабируемой и высокопроизводительной сети. Отслеживание несанкционированных действий, а также своевременное информирование пользователя об угрозах является сейчас необходимой функцией защиты информации любой технической системы. Технические системы имеют несколько параметров, каждый из которых надо контролировать отдельно от других и посылать пользователю сообщения в таком виде, чтобы можно было определить причину срабатывания защиты

Только сбор данных в реальном времени о различных аспектах производственных процессов приведет в ближайшие годы к многократному увеличению трафика в распределенных системах промышленного управления. Причем возрастут не только потоки данных между датчиками, управляющими контроллерами и системой диспетчерского управления АСУ ТП, но и мультимедийные потоки в АСУП.

Сегодня возникают технологии беспроводных сенсорных сетей, с помощью которых можно решить задачи мониторинга и контроля, которые критичны к времени автономной работы датчиков.

Основной областью применения является контроль и мониторинг измеряемых параметров различных физических полей, сред и объектов.

Достоинства сетей на основе беспроводных сенсорных сетей:

- возможность расположения в труднодоступных местах, куда сложно и дорого тянуть обыкновенные проводные решения;
- оперативность и удобство развертывания и обслуживания системы;
- надежность сети в целом — в случае выхода из строя одного из них, информация передается через соседние элементы;
- возможность добавления или исключения любого количества устройств из сети;
- высокий уровень проникновения сквозь препятствия (стены, потолки) и стойкость к электромагнитным помехам (благодаря высокой частоте работы системы — 2,4 ГГц);
- длительное время работы без замены элементов питания.

В таблице 1 выполнено сравнение беспроводных модулей стандарта Zigbee фирмы NXPJN5148 и собственного протокола фирмы NORDICSemiconductor nRF24L01:

Таблица 1

Сравнение беспроводных модулей различных протоколов

Протокол связи	Zigbee	NORDIC Enhanced ShockBurst
Выбранный модуль	JENNIC JN5148	nRF24L01
Частотный диапазон	2.4 ГГц	2.4 ГГц
Модуляция	O-QPSK	GFSK
Выходная мощность	2.5 dBm	0 dBm
Аппаратное шифрование	128-bit AES	Нет
Цена	~50 руб.	~500 руб

В нашем случае рассмотрим простейшую беспроводную сенсорную сеть, состоящую из двух модулей – управляющего процессорного модуля и датчика (сенсора).

Были выбраны модули nRF24L01 фирмы NORDIC по причине их низкой стоимости, распространенности и легкости в разработке решений на их основе.

Технологии, описанные ниже (ShockBurst, EnhancedShockBurst) позволяют организовать надежную передачу данных для нашей тестовой сенсорной сети.

В качестве управляющего микроконтроллера выбран ATmega8. Беспроводной радиомодуль nRF24L01 подключен к микроконтроллеру через интерфейс SPI.

Схема управляющего процессорного модуля представлена на Рис.1. Питание осуществляется от 5 В (например, от порта USB компьютера). К микроконтроллеру ATmega8 подключен информационный строчковый LCD дисплей, на который выводится температура, принимаемая с сенсорного модуля.

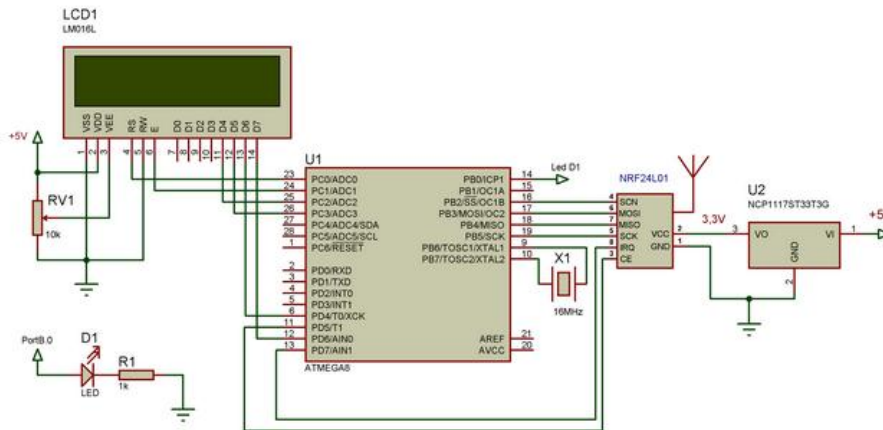


Рисунок 1 – Принципиальная схема приемного модуля

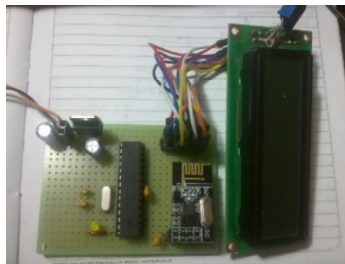


Рисунок 2 – Фотография макета приемного модуля

На рис.3 показана схема передающего (сенсорного) модуля. В качестве сенсора используется цифровой термодатчик DS18B20 с интерфейсом 1-Wire. Питание осуществляется от 3 В батареи CR2032. Это позволяет обеспечить автономность устройства.

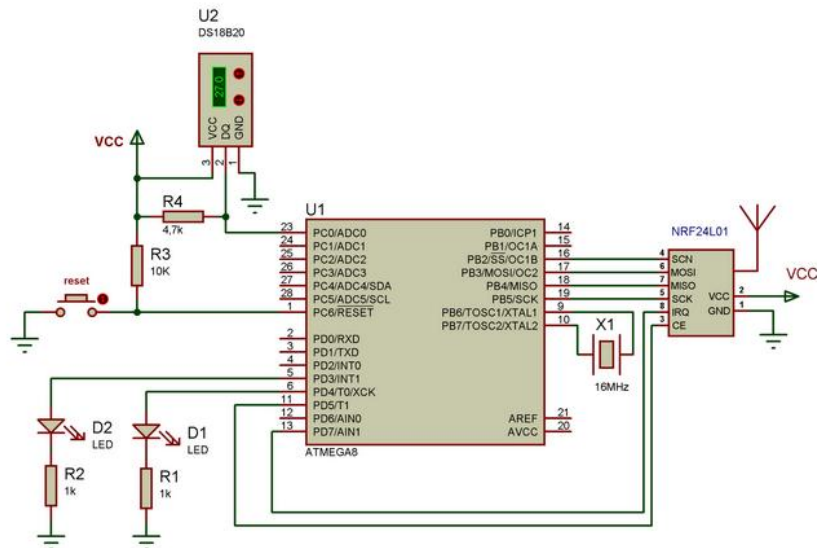


Рисунок 3 – Принципиальная схема передающего модуля

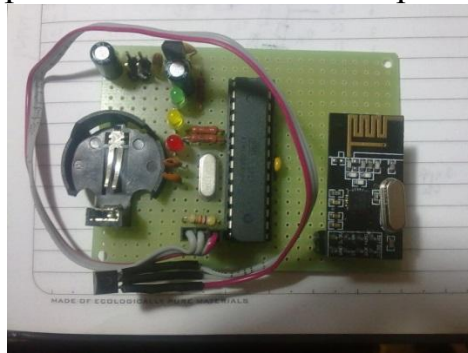


Рисунок 4 – Фотография макета автономного передающего устройства

Данное решение от NORDICSemiconductor поддерживает функции, благодаря которым этот беспроводной модуль был выбран для этого макета.

EnhancedShockBurst – это технология канального уровня с передачей пакетов длиной от 1 до 32 байта. Его возможности:

- автоматическое создание и отправка пакетов;
- подтверждение принятия пакета приёмной стороной;
- повторная отправка пакета.

EnhancedShockBurst использует ShockBurst для автоматической обработки пакетов и временных задержек. Во время передачи ShockBurst формирует пакет данных в передатчик для отправки. Во время приема ShockBurst постоянно ищет правильный адрес в демодулированном сигнале. Когда ShockBurst находит правильный адрес, он обрабатывает оставшуюся часть пакета и проверяет его контрольную сумму CRC. Если достоверности пакета установлена, то полезная нагрузка перемещается в приемный буфер.

EnhancedShockBurst имеет автоматическую обработку транзакций пакетов, которая позволяет реализовать надежную двунаправленную линию передачи данных. EnhancedShockBurst осуществляет обмен пакетов между ними, чтобы приемопередатчики, где один приемопередатчик первичный

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноябрь 2013, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia

приемник (PRX), а другой является первичным передатчиком (PTX). Транзакция считается завершенной, когда передающий модуль получит пакет подтверждения от приемного.

Автоматическая обработка транзакций пакетов работает следующим образом:

- пользователь инициирует транзакцию путем передачи пакета данных из PTX в PRX. EnhancedShockBurst автоматически устанавливает PTX в режим ожидания пакета подтверждения.

- Если пакет принят на PRX, EnhancedShockBurst автоматически собирает и передает пакет подтверждения в PTX до возвращения в режим приема

- Если PTX не получает пакетов подтверждения доставки в течение определенного срока, EnhancedShockBurst™ автоматически повторно отправляет исходный пакет данных и устанавливает PTX в режиме ожидания пакета подтверждения доставки.

PRX можно прикрепить пользовательские данные в пакет подтверждения. Все автоматическая обработка выполняется без участия микроконтроллера.

MultiCeiver - это функция, используемая в режиме приема, которая содержит набор из 6 параллельных каналов передачи данных с уникальными адресами. «Трубка» данных (pipe) – это логический канал внутри физического канала радиопередачи. Каждый канал данных имеет свой физический адрес декодирования в nRF24L01.

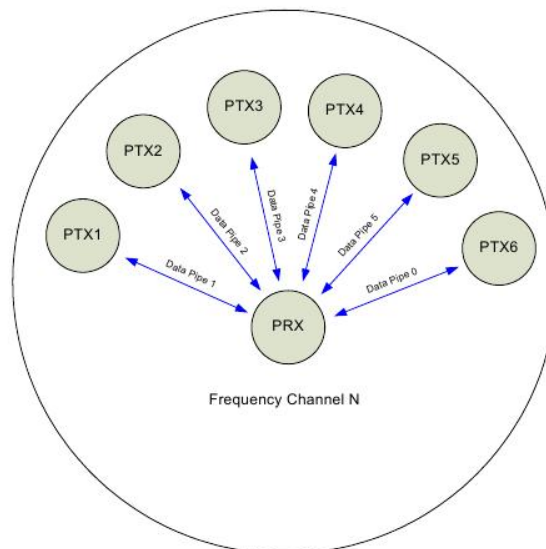


Рисунок 5 – Схема взаимодействия нескольких модулей.

До шести модулей nRF24L01, сконфигурированных как PTX, могут общаться с nRF24L01 сконфигурированным как PRX.

Эти технологии позволяют построить значительную беспроводную сенсорную сеть. Такие датчики образуют распределенную систему сбора, обработки и передачи информации.



*Экспериментальная часть.* Цель – произвести анализ спектральной составляющей сигнала, оценку выходной мощности передатчика. Использован спектральный анализатор Agilent 8564ES. Сигнал снимался с зонда, подключенного непосредственно к антенне беспроводного модуля. Результаты представлены ниже.

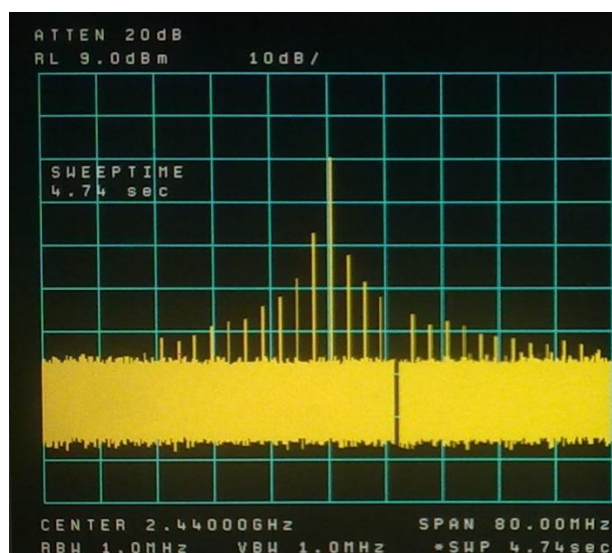


Рисунок 6 – Спектр сигнала, центральная частота 2.44 ГГц, диапазон обзора 80 МГц, время развертки 4.74 с

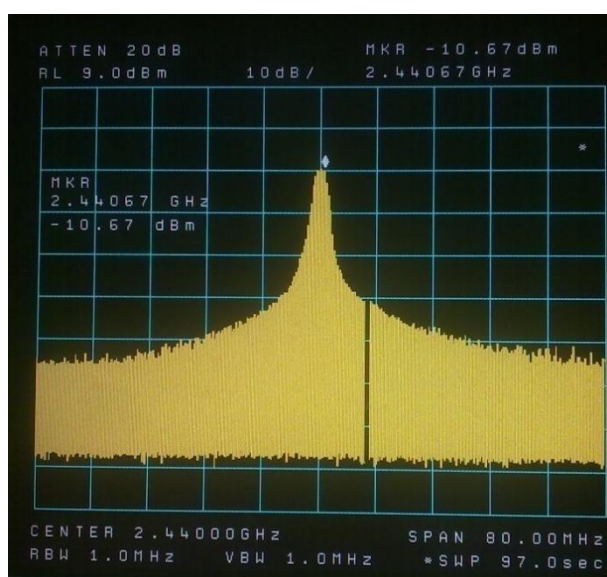


Рисунок 7 – Спектр сигнала, центральная частота 2.44 ГГц, диапазон обзора 80 МГц, время развертки 97 с

На рис. 5 показана мощность передатчика -10.67dBm. Она ниже паспортной 0 dBmв связи с несогласованной цепью съема сигнала с антенны.

*Выводы.* Этого решения достаточно для реализации беспроводной сети датчиков для помещения. В ходе эксперимента обнаружено, что сигнал



проходит через две кирпичные стены. Отсутствие аппаратного шифрования можно компенсировать применением шифрования в микроконтроллере.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Воронин А.А., Горошко И.Н. - Беспроводные сети в вопросах защиты информации.
2. Беспроводные сенсорные сети в системах промышленной автоматике - ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес 1/2008.
3. Беспроводной промышленный мониторинг – Институт точной механики и вычислительной техники им. С.А. Лебедева РАН.
4. nRF24L01 Single Chip 2.4GHz Transceiver Product Specification - [http://www.nordicsemi.com/eng/nordic/download\\_resource/8041/1/51917813](http://www.nordicsemi.com/eng/nordic/download_resource/8041/1/51917813)

УДК.621.396.93

## ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ

В.И. Финаев, А.А. Пушнина

*Факультет автоматики и вычислительной техники Южного федерального университета*

Частотно-территориальное планирование сетей радиосвязи (РЧС) предусматривает выбор структуры сети, места установки базовых станций, выбор типа, высоты и ориентации антенн, распределение частот между базовыми станциями. Для уменьшения капитальных затрат должна осуществляться оптимизация частотно-территориального плана, т.е. необходимо разрабатывать план, обеспечивающий заданную зону обслуживания, емкость сети, требуемое качество обслуживания при минимальном числе базовых станций и используемых частот.

Планирование должно обеспечивать внутрисистемную и межсистемную электромагнитную совместимость (ЭМС) радиосредств. В первом случае обеспечивается ЭМС между радиостанциями проектируемой сети, во втором – между радиосредствами проектируемой сети и радиосредствами других систем, работающими в общих и смежных полосах частот и являющимися потенциальными источниками помех. Системы управления РЧС строят с применением технологий геоинформационных систем (ГИС), использующих представление информации в виде цифровых карт.

Система должна обеспечивать частотно-территориальное планирование сетей сотовой наземной подвижной и фиксированной радиосвязи в диапазонах частот их использования. В качестве геоинформационной системы (ГИС) целесообразно использовать системы, позволяющие работать на различных платформах (например, DOS, Windows и др.) и создавать приложения,

ориентированные на конкретные задачи пользователя. Система должна обеспечивать расчет:

- зон обслуживания базовых станций по заданному уровню поля на их границе с контролем возможности обеспечения радиосвязи в пределах зоны с заданным качеством;

- зон покрытия базовых станций, где уровень радиосигнала не ниже заданного, но при этом не гарантируется возможность радиосвязи во всей зоне покрытия;

- зон покрытия по связи базовых станций, на которых выполняются требования по качеству связи;

- зон взаимных помех по основному и побочным каналам приема, определяемых наложением зон покрытия на зоны обслуживания базовых станций, где отношение сигналов и помех меньше защитного соотношения.

Инструменты системы планирования должны обеспечивать построение зон обслуживания и зон покрытия как с учетом значений уровня поля внутри зоны, так и без него. В последнем случае строится только граница зоны, в которой поле сигнала передатчика базовой станции превышает заданный уровень.

План размещения базовых станций сети и их параметры (мощность передатчика, потери в приемо-передающих антеннах, диаграмма направленности антенны, высота ее установки и ориентация) являются исходными для расчета и вводятся пользователем. План размещения базовой станции сети и результаты расчетов зон обслуживания и зон помех отображаются на карте. Уровни поля в зонах, как правило, отображаются цветом. Для расчета основных потерь при распространении радиоволн должен учитываться рельеф местности, план жилой застройки, наличие водоемов и лесных массивов.

Система должна быть ориентирована на обязательное использование моделей распространения радиоволн, описанных в Рекомендациях МККР, МСЭ, VA93 и др.

Зона покрытия совпадает с зоной обслуживания в случае, если излучаемая мощность абонентских радиостанций превышает излучаемую мощность базовой станции. При этом дальность связи определяется мощностью излучения базовой станции. В противном случае, если мощность излучения абонентской радиостанции меньше мощности излучения базовой станции, то абонентская станция не сможет обеспечить необходимый уровень сигнала на входе приемника базовой станции, находясь на границе зоны покрытия ее передатчика, и дальность связи ограничивается мощностью излучения абонентской станции.

Используя теорему взаимности для базовых потерь, можно производить расчет зон покрытия от абонентских радиостанций различной мощности путем замещения фактического передатчика базовой станции на эквивалентный.

Излучаемая мощность эквивалентного передатчика полагается равной излучаемой мощности передатчика абонентской станции [1].

В пределах этой зоны обеспечивается двусторонняя радиосвязь между абонентской станцией и базовой станцией с заданным уровнем качества. Если на базовой станции используется разнесенный прием, то при расчете зон обслуживания величина энергетического выигрыша за счет разнесенного приема прибавляется к коэффициенту усиления эквивалентной антенны абонентской станции.

В системе должна быть предусмотрена возможность расчета зон помех от всех базовых станций планируемой сети. Зона помех оценивается в виде зоны покрытия передатчика базовой станции, в которой уровень электрического поля превышает минимальный допустимый уровень напряженности поля, уменьшенный на величину защитного отношения сигнал/помеха в совмещенном (соседнем) канале приема. Достаточным условием полного исключения помех в паре базовых станций является отсутствие взаимных пересечений зон обслуживания и зон взаимных помех.

Функциональная схема системы частотно-территориального планирования представлена на рис. 1.

Система содержит:

- системный каталог, который содержит приложения ГИС, системные библиотеки и файлы проектов;
- каталог электронной карты местности текущего проекта, включающий следующие таблицы: линии уровня; кварталы жилой застройки; дороги (в расчетах не используется); водоемы; лесные массивы;
- каталог текущего проекта, содержащий таблицы исходных данных и результаты расчетов по частотно-территориальному плану текущего проекта.

Для расчета потерь распространения система должна использовать следующие географические данные: изолинии высоты рельефа местности над уровнем моря; кварталы застройки; водные объекты (моря, озера, реки); лесные массивы.

Зоны обслуживания рассчитываются для нескольких типов абонентских радиостанций, отличающихся уровнем эквивалентной изотропно излучаемой мощности.

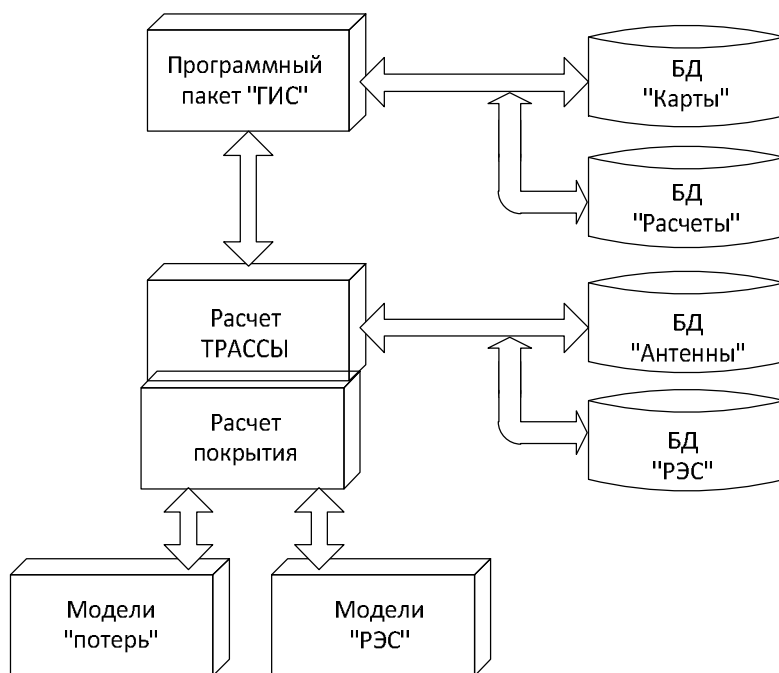


Рисунок 1– Функциональная схема частотно-территориального планирования

Зоны покрытия строятся с учетом диаграммы направленности передающей антенны базовой станции при заданной мощности на выходе передатчика с учетом всевозможных потерь. При формировании таблицы исходных данных для планирования производится выбор антенны для каждой базовой станции и задается мощность ее передатчика.

Данные об уровнях поля сигналов и помех внутри зон обслуживания и покрытия позволяют решить задачу анализа электромагнитной совместимости, в том числе с учетом алгоритмов регулировки мощностей передатчиков абонентских и базовых станций, выделения каналов подвижным абонентам и передачи из зоны в зону.

При решении задач следует исходить из того, что в сетях подвижной связи уровень внутрисистемной помехозащищенности определяется при прочих равных условиях характером регулировки мощностей передатчиков абонентских и базовых радиостанций и рядом других факторов, например, алгоритмами эстафетной передачи абонентов, предоставления канала и другими особенностями системы радиосвязи, к которой принадлежит проектируемая сеть [2, 3].

Решение задач частотно-территориального планирования сетей подвижной и фиксированной радиосвязи осуществляется на основе прогнозирования возможных зон обслуживания и взаимных помех базовых станций сети.

Блок-схема алгоритма планирования приведена на рис. 2.

Первый этап планирования включает подготовку электронной топографической карты местности (ЭКМ), содержащей данные, описывающие: рельеф местности с разрешением по высоте не хуже 5 м; застройку территории; лесные массивы; водные массивы.

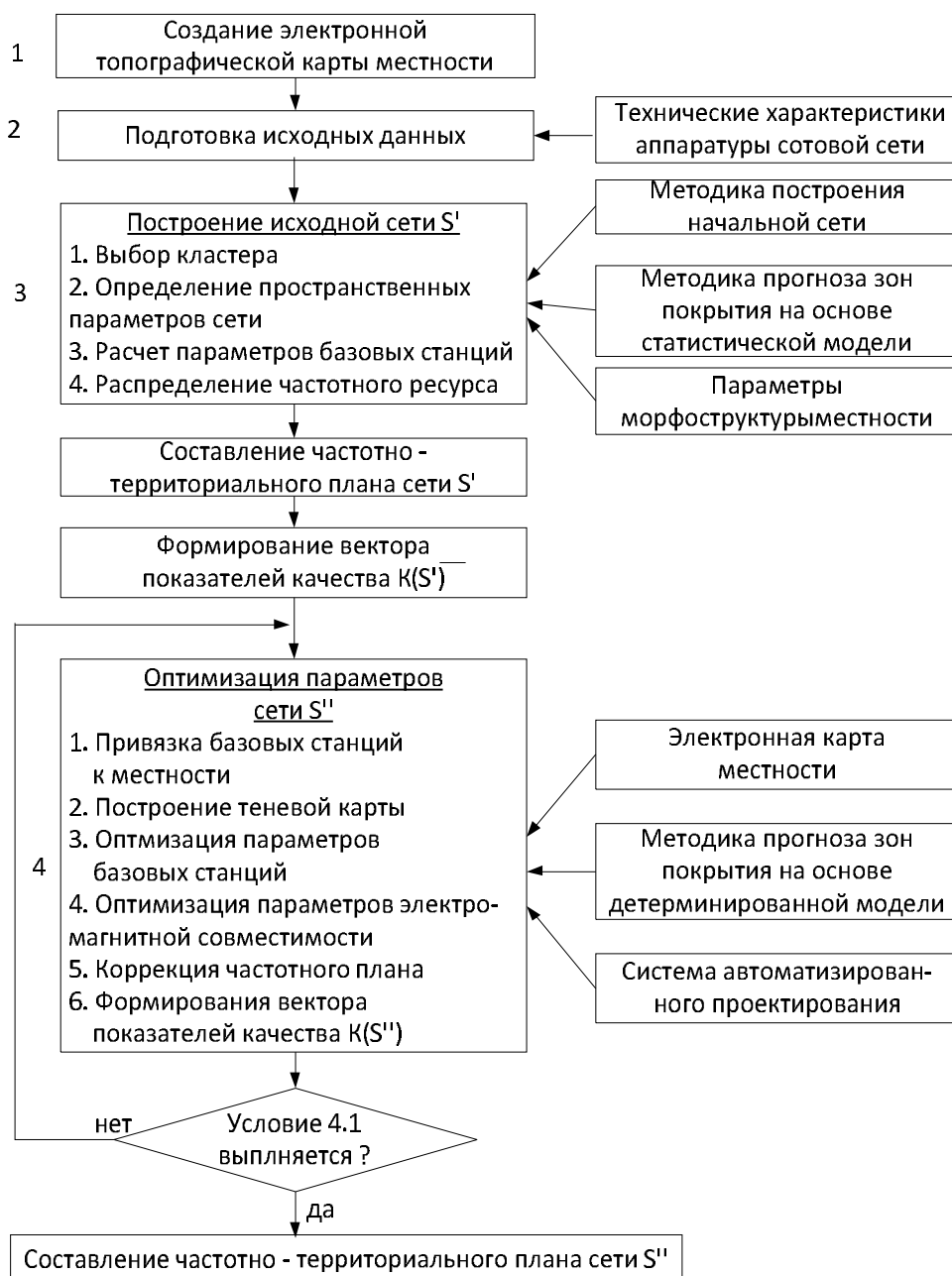


Рисунок 2– Блок-схема алгоритма частотно - территориального планирования

Второй этап (следующий шаг) по планированию сети состоит в получении данных: высоты местности; морфоструктуры (землепользования); распределения населения, транспортных потоков и других факторов, влияющих на плотность трафика; прогноза числа абонентов; требований к рабочим

характеристикам для обеспечения соответствующего качества радиосвязи; вероятности блокировки; рекомендуемых участков для размещения базовых станций; имеющейся в распоряжении полосы частот; совместимости с другими системами; сетевых интерфейсов.

Поскольку плотность трафика - может меняться десятки раз от городского центра к сельскому району, необходимо сделать двумерную карту плотности трафика. Заказчик и компания - будущий оператор сети должны определить требования к эксплуатационным характеристикам и вероятности блокировки, прогнозировать ожидаемое число абонентов на различных этапах, реализации проекта на основе исследования рынка. У заказчика запрашивается перечень участков, рекомендуемых для размещения базовых станций.

Важно знать поведение абонента для эффективного планирования трафика и потребности в каналах управления. Оно представляется средней величиной трафика, приходящегося на одного абонента, средним временем удержания канала, длительности вызова абонента, а также процентом вызовов из подвижных средств и из стационарных объектов и т. д. Эти данные обычно предоставляются заказчиком системы.

Для того чтобы избежать помех со стороны других систем, следует получить данные о системах, работающих в той же полосе частот или в соседних полосах, сигналы которых попадают в зону обслуживания развертываемой системы.

При формировании данных используются характеристики стандартов, приемопередающего оборудования и антенн, требуемая напряженность поля полезного сигнала, нагрузка на одного абонента, допустимая вероятность блокирования вызова и ряд других характеристик оборудования для стандарта, на основе которого планируется построение сети радиосвязи.

Синтез сети начинается с построения исходной сети  $S'$  (ее первого приближения, этап 3). Эта процедура сводится к определению местоположений БС, их параметров и распределению частотного ресурса на основе оценки плотности трафика и характера местности.

Адаптация в радиоустройствах, входящих в состав сетей сотовой связи, возможна по любому из параметров: несущей частоте, амплитуде, поляризации, направлениям прихода радиоволн и т.д.

В системах сотовой связи (ССС) для повышения эффективности использования ЭМР в дополнение к другим методам разделения радиосигналов применяется селекция по дальности радиосвязи. Поэтому особое место занимают методы управления энергетическими параметрами радиотехнических средств ССС. Ограничим круг этих параметров пороговой мощностью приема  $P_0$  радиоприемных устройств (РПрУ) и мощностью излучения  $P_{и}$  радиопередающих устройств (РПдУ). Изучать будем лишь такие известные виды адаптации, как автоматическая регулировка усиления (АРУ) в

радиоприемниках и автоматическая регулировка мощности (АРМ) в радиопередатчиках.

Проанализируем повышение эффективности использования ЭМР за счет адаптации в одной из сот. В ней функционируют многие радиотехнические системы (РТС), представляющие собой радиолинии двусторонней связи. Рассмотрим пока одну радиолинию, создание которой обеспечивают две станции: абонентская (АС) и работающая совместно с ней базовая (БС). В каждой станции используются устройства РПДУ(АС) и РПрУ(АС), РПрУ(БС) и РПДУ(БС).

На рис. 3 изображена упрощенная схема радиолинии двусторонней связи, состоящей из двух РТС: РПДУ(БС) –РПрУ(АС); РПДУ(АС) – РПрУ(БС).

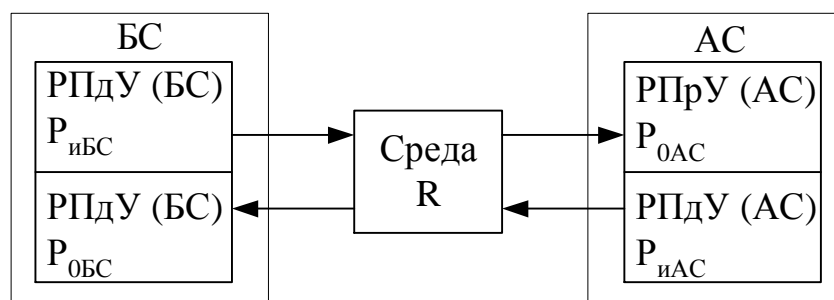


Рисунок 3– Упрощенная схема радиолинии двусторонней связи

На схеме отмечены важные параметры:  $P_{uБС}$  – мощность излучения передатчика БС;  $P_{0БС}$  – пороговая мощность приемника БС;  $R$  – дальность радиосвязи;  $P_{uАС}$  и  $P_{0АС}$  – соответствующие параметры устройств АС.

Параметр  $R$  в ССС принимает значение от  $P_{min}$  – наименьшей допустимой дальности сближения приемника и передатчика станций АС и БС до  $R_C$  – радиуса описанной окружности соты, являющегося максимальной протяженностью радиолинии, т.е. дальностью действия. Соблюдается неравенство  $R_{min} \leq R \leq R_C$ .

В радиолинии двусторонней связи соблюдают уравнение энергетического баланса:

$$P_{uБС} P_{0БС} = P_{uАС} P_{0АС}. \quad (1)$$

Существует энергетический резерв, который может использоваться при адаптации в интересах лучшего обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). При дальности, меньшей максимальной, допустимо загробление приемника, т.е. увеличение  $P_{0АС}$  или  $P_{0БС}$ , либо снижение мощности излучения  $P_{uАС}$  или  $P_{uБС}$ . Это должно делаться так, чтобы выполнялось соотношение энергетического баланса. Таким образом, при адаптации нужно изменять как минимум два параметра. Возможны три варианта реализации адаптации,

которые с учетом принятых ранее аббревиатур можно записать: АРУ(БС) – АРУ(АС); АРУ(АС) – АРМ(АС); АРУ(БС) – АРМ(БС).

*Выводы.* Повышение эффективности использования ЭМР в ССС возможно путем адаптации по энергетическим параметрам – применения АРМ в РПДУ и АРМ в РПрУ. В результате действия АРУ в РПрУ возрастает вероятность ЭМС благодаря уменьшению среднего числа проникающих на выход РПрУ мешающих сигналов. Если АРУ приводит лишь к загроблению РПрУ, а электромагнитная обстановка при этом существенно не меняется, то применение АРМ в РПДУ должно привести к уменьшению интенсивности электромагнитных полей. И то, и другое способствует лучшему использованию ЭМР.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. <http://members.tripod.com/telecomproject/cell.htm>
2. Быховский М.А., Ноздрин В.В. Экономический анализ эффективности использования радиочастотного спектра в сетях подвижной связи / Мобильные системы. - 1998. №4. С. 9 - 18.
3. <http://www.ixbt.com/mobile/gsm-inside.html>

## 3D ЛУЧЕВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ WLAN СКВОЗЬ ПРЕПЯТСТВИЯ ВНУТРИ ЗДАНИЯ

И.В. Дубинская, А.И. Паньчев

*Южный федеральный университет, радиотехнический факультет,  
[ruu2011@mail.ru](mailto:ruu2011@mail.ru)*

Исследованию формирования зоны обслуживания WLAN внутри зданий посвящен ряд работ, например [1-6]. Вариант 3D моделирования многолучевого распространения, основанный на предварительном анализе состава лучей, приходящих в точку приема при заданном положении передатчика и препятствия, предложен в работах [7-9]. В рамках такого подхода при построении траектории прошедшего сквозь препятствие луча угол его падения на преломляющую поверхность не задается, а требует расчета.

Лучевая модель проникновения электромагнитных волн сквозь стены, перекрытия, колонны или другие конструкции здания сформулирована следующим образом. Пространство разделено плоскостями  $1, 2, \dots, N$ , являющимися преломляющими поверхностями, на  $N+1$  областей (рис. 1). Взаимное расположение плоскостей произвольное. В общем случае электрофизические параметры всех областей различны. «Верхняя» область с параметрами  $\epsilon_1, m_1$  содержит источник электромагнитного поля в точке  $p^t$ ,



которая удалена от плоскости  $I$  настолько, что падающее поле является локально плоским. «Внутренние» области имеют параметры  $\epsilon_2, m_2, \epsilon_3, m_3, \dots, \epsilon_N, m_N$ , характеризующие материалы, из которых состоят конструкции здания. В «нижнем» полупространстве с параметрами  $\epsilon_{N+1}, m_{N+1}$  расположена точка  $p^r$ , в которой анализируется уровень прошедшего сквозь преграду поля.

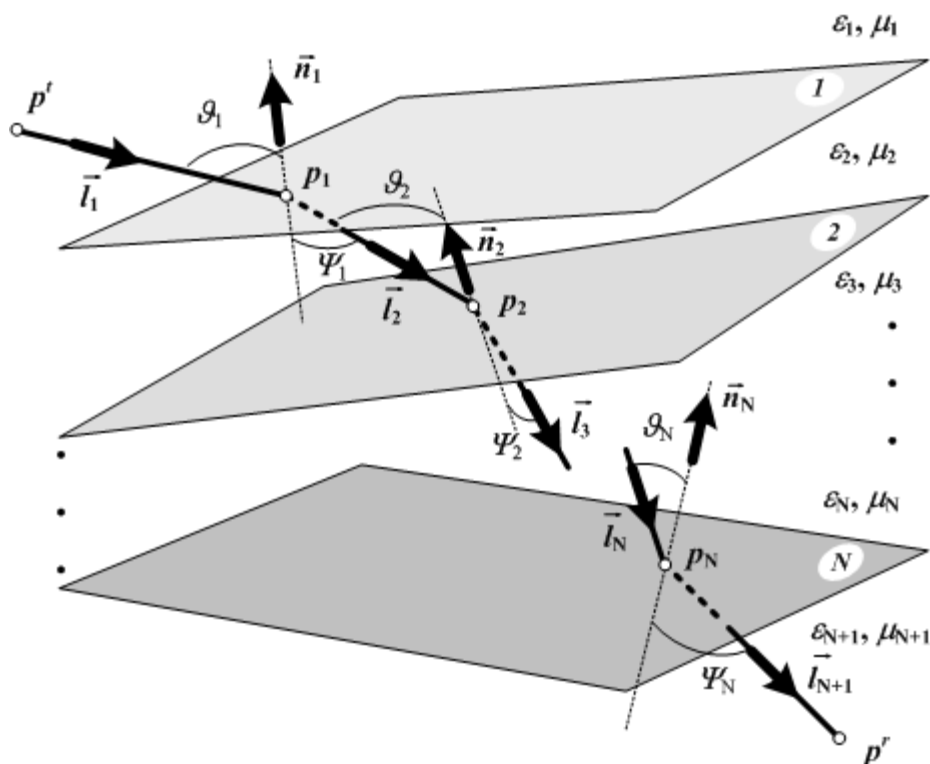


Рисунок 1 – Постановка задачи

Целью моделирования является синтез траектории луча по заданным позициям начала и конца трассы. Решение задачи в приближении метода геометрической оптики представляет собой координаты точек преломления луча  $p_1, p_2, \dots, p_N$  на каждой из поверхностей, через которые проходит луч на пути от точки передатчика  $p^t$  до точки приемника  $p^r$ .

Преломление геометрических лучей плоской поверхностью описывается законом Снеллиуса. Особенностью рассматриваемой системы плоскостей является то, что луч, преломленный поверхностью  $i$ , является падающим на поверхность  $i+1$ . Закон Снеллиуса для каждой из плоскостей удобно представить в виде векторного соотношения, связывающего направления падающего и преломленного лучей [10]:

$$\hat{l}_i - \mathbf{n}_i (\mathbf{n}_i, \hat{l}_i) = k_i [\hat{l}_{i+1} - \mathbf{n}_i (\mathbf{n}_i, \hat{l}_{i+1})], \quad i = 1, \dots, N, \quad (1)$$

где  $\hat{l}_i$  и  $\hat{l}_{i+1}$  – орты падающего и преломленного лучей для  $i$ -й поверхности;  $\mathbf{n}_i$  –

нормаль к  $i$ -й плоскости, направленная в сторону падающего луча;  
 $k_i = \sqrt{\frac{e_i m_i}{e_{i+1} m_{i+1}}} = \frac{\sin J_i}{\sin \Psi_i}$  – отношение показателей преломления сред, разделяемых  $i$ -й плоскостью;  $J_i$  – угол падения луча (угол между векторами  $\mathbf{\hat{n}}_i$  и  $-\mathbf{\hat{l}}_i$ );  $\Psi_i$  – угол преломления луча (угол между векторами  $-\mathbf{\hat{n}}_i$  и  $\mathbf{\hat{l}}_{i+1}$ ).

Орты падающего и преломленных лучей могут быть выражены через искомые координаты точек преломления  $p_1, p_2, \dots, p_N$  и известные координаты передатчика и приемника  $p^t, p^r$ :

$$\mathbf{\hat{l}}_1 = \frac{\mathbf{r}_{p_1} - \mathbf{r}_{p^t}}{|\mathbf{r}_{p_1} - \mathbf{r}_{p^t}|}; \quad \mathbf{\hat{l}}_i = \frac{\mathbf{r}_{p_{i+1}} - \mathbf{r}_{p_i}}{|\mathbf{r}_{p_{i+1}} - \mathbf{r}_{p_i}|}, i = 1, \dots, N-1; \quad \mathbf{\hat{l}}_{N+1} = \frac{\mathbf{r}_{p^r} - \mathbf{r}_{p_N}}{|\mathbf{r}_{p^r} - \mathbf{r}_{p_N}|}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{r}_{p^t}, \mathbf{r}_{p^r}, \mathbf{r}_{p_i}, i=1, \dots, N$  – радиус-векторы соответствующих точек.

С учетом (2) выражение (1) преобразуется в систему  $N$  векторных уравнений относительно координат точек преломления лучей на каждой из поверхностей:

$$\mathbf{\hat{l}}_i - k_i \mathbf{\hat{l}}_{i+1} - \mathbf{\hat{n}}_i \left[ (\mathbf{\hat{n}}_i, \mathbf{\hat{l}}_i) - k_i (\mathbf{\hat{n}}_i, \mathbf{\hat{l}}_{i+1}) \right] = 0, \quad i = 1, \dots, N. \quad (3)$$

Система (3) сводится к системе нелинейных алгебраических уравнений относительно координат точек пересечения лучом преломляющих поверхностей и может быть решена численными итерационными методами. В качестве начального приближения удобно использовать координаты точек пересечения с преломляющими поверхностями «прямого луча», который существовал бы в отсутствие препятствий. Отбор корней производится из физических соображений на основе следующих условий: 1) искомая точка находится на преломляющей поверхности; 2) каждая координата искомой точки принадлежит промежутку между соответствующими координатами точек расположения источника и приемника. Решением системы уравнений (3) является набор  $N$  векторов, каждый из которых представляет собой радиус-вектор точки преломления рассчитываемого луча на разграничивающих поверхностях.

Таким образом, трехмерная модель многократного преломления луча внутри здания вырабатывает координаты точек  $p^t, p_1, \dots, p_N, p^r$ , которые служат исходными данными для расчета зоны покрытия WLAN, позволяя определить:

1) факт существования преломленного луча в анализируемой точке приема, являющийся необходимым и достаточным условием для выполнения дальнейшего вычисления парциального комплексного коэффициента передачи преломленного луча;

2) направление выхода луча из точки передатчика, что позволяет учесть

диаграмму направленности передающей антенны;

3) направление прихода луча в точку приема, что дает возможность учесть направленные свойства приёмной антенны;

4) углы падения на каждую преломляющую поверхность, необходимые для расчета коэффициентов преломления и количественной оценки поляризационных эффектов;

5) длину луча в каждой среде, на основании чего рассчитываются основное затухание и фаза волны в конце трассы.

Рис. 2 иллюстрирует результаты моделирования траектории луча, прошедшего сквозь помещение с кирпичными стенами.

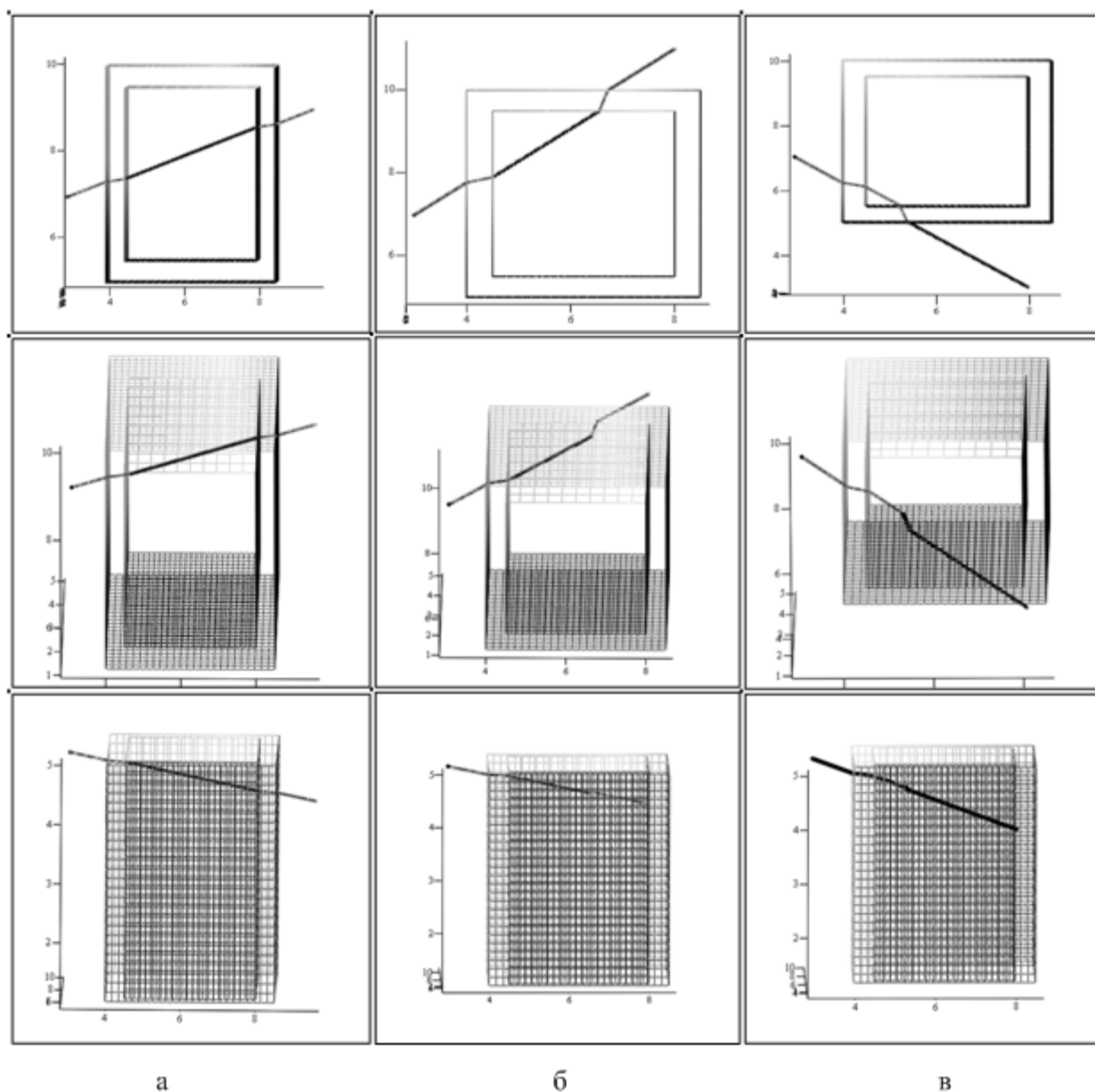


Рисунок 2 – Траектория многократного преломления луча внутри здания

Представлено три характерных варианта взаимного расположения точек передатчика и приемника. Для каждого варианта приведено три ракурса, формирующие представление об объемной картине траектории луча. Все представленные траектории многократно преломленных лучей полностью согласуются с постулатами геометрической оптики и законом преломления Снеллиуса.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Расчет и моделирование распространения радиоволн в городской среде и пересеченной местности с помощью программы WirelessInSite // EDAExpress. 2004. № 9. С. 35-39.
2. *Madej P.* 3D Wireless Networks Simulator – Visualization of Radio Frequency Propagation for WLANs // Dissertation. Univ. of Dublin, Trinity College, 2006.
3. *Torres R.P., Cindoor A.O.* An Engineering Tool for Planning and Design of Wireless System in Enclosed Spaces. // Antennas and Propagation Magazine, 1999, vol. 41, No.4. pp. 11-21.
4. *Dimitriou A.G., Bletsas A., Bessis N., Polycarpou A.C., Sahalos G.N.* Theoretical Findings and Measurements on Planning a UHF RFID System Inside a Room // Radioengineering, June 2011, vol. 20, no. 2, pp. 387-407.
5. *Lay Z., De La Roche G., Bessis N., Kuonen P., Clapworthe G., Zhou D., Zhang G.* Statistical Intelligent Ray Launching Algorithm for Indoor Scenarios // Radioengineering, June 2011, vol. 20, no. 2, pp. 398-408.
6. *Maltsev A., Maslennikov R., Lomayev A., Sevastyanov A., Khoryaev A.* Statistical Channel Model for 60 GHz WLAN Systems in Conference Room Environment // Radioengineering, June 2011, vol. 20, no. 2, pp. 409-422.
7. *Панычев А.И.* Алгоритм трехмерной трассировки радиоволн локальной беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки. № 11(136), 2012. С. 31-41.
8. *Панычев А.И., Дубинская И.В.* Синтез лучевой траектории проникновения сигналов WLAN в смежные помещения // Известия ЮФУ. Технические науки. № 5 (142), 2013. С. 116-122.
9. *Панычев А.И., Дубинская И.В.* Синтез траектории лучевого распространения сигналов WLAN через элементы конструкций здания // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2013». Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – 801 с. С. 644-649.
10. *Боровиков В.А., Кинбер Б.Е.* Геометрическая теория дифракции. – М.: Связь, 1978. – 248 с.

УДК 621.396.216: 621.376.3

## **БОРТОВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ И ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ В ПУНКТ УПРАВЛЕНИЯ**

А.А. Лесик, В.М. Жуков

*Южный федеральный университет, радиотехнический факультет, кафедра РТС*

*Оперативный анализ экологической обстановки в нижней полусфере беспилотного летательного аппарата в границах кадра видеонаблюдения и чувствительности бортовых и наземных датчиков состояния атмосферного слоя передаваемых в пункт управления.*

В настоящее время всё более актуальной является задача усиления результативности экологического мониторинга территорий, в том числе и в малонаселенных территориях, но с большим уровнем экологической опасности. Понятно, что значительная доля полезной информации может быть получена со стационарных пунктов экологического контроля (ПЭК), если они расположены на возвышенностях местности. Особенно выгодно их размещения в местах нахождения тригонометрических пунктов, точно привязанных к точкам триангуляции географической карты местности. Предполагаем, что эти точки отличаются хорошим круговым обзором окружающего пространства, но вероятно, что вне визуального наблюдения остаются участки местности, контроль которых затруднен и возможен только по косвенным признакам: появление опасной газовой составляющей, общее задымление атмосферы и так далее.

Если эти показатели превышают уровни допустимых значений, то для уяснения ситуации в район экологической опасности с пункта управления (ПУ) следует направить беспилотный летательный аппарат (БЛА) [1] с дополнительными техническими средствами. Структурная схема бортового комплекса малоразмерного БЛА может содержать несколько взаимодействующих радиосистем и подсистем: система сбора данных (ССД), система управления (СУ), подсистема передачи команд (ПСПК) с ПУ, система передачи данных и видеоизображения (СПД и ВИ).

ССД включает в себя фиксированные настройки и блок датчиков (БД): навигационных, технологических и контроля состояния атмосферы. Перечислим важнейшие из них: бортовой номер БЛА; текущее время в секундах; координаты борта; направление полета; высота полета; углы крена дифферента; угловые ускорения; число оборотов двигателей; уровни питающих напряжений; текущие значения кодовых слов в регистрах состояний исполняемых команд и исполнительных устройств; температура воздуха в атмосферном слое; влажность среды; атмосферное давление; направление и сила ветрового потока; наводимая на обводах БЛА разность электрических

потенциалов; уровень опасной газовой составляющей. Преобразователь информации (ПИ) переводит разнотипные данные с датчиков в двоичный код байтовой структуры. Буферные регистры (БР) накапливают данные по списку их передачи и направляют их в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) управляющего микроконтроллера (УМК) в раздел бортовых данных.

Радиоприемное устройство (РПрУ<sub>1</sub>) принимает сигналы с ближайшего ПЭК, детектор огибающей (ДО<sub>1</sub>) выделяет из них модулирующую функцию, регенератор кода (РК<sub>1</sub>) восстанавливает кодовые комбинации, дешифратор кодовых слов (ДСК<sub>1</sub>) переводит их в простой двоичный код и направляет в буферный регистр (БР<sub>1</sub>), откуда они попадают в ОЗУ УМК в раздел внешних данных.

ПСПК включает в себя радиоприемное устройство (РПрУ<sub>2</sub>), которое принимает сигналы с ПУ, детектор огибающей (ДО<sub>2</sub>), регенератор кода (РК<sub>2</sub>), дешифратор кодовых слов (ДСК<sub>2</sub>), буферный регистр (БР<sub>2</sub>), из которого команды управления бортом поступают в ОЗУ УМК в раздел управления.

Система управления (СУ) полетом БЛА по заданной программе или в режиме командного управления получает в регистры состояний (РС) двоичные коды управляющих воздействий, которые поступают в цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), переводятся в аналоговое напряжение или широкоимпульсную модуляцию (ШИМ), а далее после их усиления в усилителях мощности (УМ) воздействуют на исполнительные устройства (ИУ).

СПД и ВИ включает в себя короткофокусную оптическую систему (ОС), принимающую в телесном угле 90° отражённый свет от подстилающей поверхности, приемник видео изображения (ПВИ) переводит световой поток в множество уровней фиксированных напряжений, размещенных в поле одного кадра [2]. Формирователь кодов видеоизображений (ФКВИ) переводит их в цифровую матрицу высокого 1280×960 или низкого разрешения 320×240 различимых элементов, регистр строк (РС) поочередно считывает кодовые слова элементов в строках и направляет их в концентратор байтов изображения (КБИ), из которых складывается полный кадр изображения, его три нижних строки отведены для передачи дублей данных из концентратора байтов данных (КБД), а верхняя и нижняя строка являются тестовыми. Формирователь пакетов (ФП) при передаче изображений высокого разрешения передает всего один пакет в секунду, а при передаче изображений низкого разрешения – 25 кадров в секунду и завершает свою передачу флагом “Останов”. Временной интервал молчания СПД и ВИ не превышает  $T_{\text{мол}} \leq 10$  мс, но позволяет произвести измерение уровня шума в канале и передать с ПУ пакет команд управления. Преобразователь кодов (ПК) преобразует исходный двоичный код в бифазный канальный код. Частотный модулятор (ЧМ) на интервале одного элемента  $A(t)$  типа “приподнятый косинус” из элементов бифазного кода формирует гладкую модулирующую функцию  $+B(t)=A(t) \times A'(t)$  или  $-B(t)$ , определяющую закон

изменения несущей частоты сигнала. Радиопередающее устройство (РПУ) усиливает передаваемый сигнал и излучает его в окружающее пространство.

На всех этапах построения СПД и ВИ предполагалось использование многошаговой оптимизации системы включающей в себя следующие вопросы: выбор трехмерной трассы движения БЛА без дополнительных потерь энергии сигнала в основном луче [3]; выбор простой, но результативной процедуры передачи информации в пакетах [4]; использование сигналов с компактным активным спектром [5]. Поддержание в ней таких качеств, что активный спектр сигнала при небольшом снижении энергетической эффективности, сохраняет в себе плавную динамику переходов в противоположные состояния и не утрачивает факторы синхронизма в частотном и временном пространствах [6]. При ограниченном уровне излучаемой мощности РПУ, большом удалении БЛА от ПУ и большом исходном уровне шума в канале передачи информации все эти усилия предполагаются уместными, а их результативность ещё требует проверки в дальнейших исследованиях.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Семенов А. А. Комплекс средств получения и передачи информации с беспилотных летательных аппаратов. Известия Вузов Приборостроение, 2005, Т48, N4, с 14-18.

2. Березин В. В., Гатаулин В. М. Новый этап развития твердотельного телевидения – “Видеосистемы на кристалле”. Цифровая обработка сигналов, 2005, N2, с 50-56.

3. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи, базовые методы характеристики: Учебное пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005.-392с.

4. Галкин В. А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. - М.: Горячая линия – телеком. 2007. – 432с.

5. Денисенко А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия – телеком. 2005. – 704с.

6. Жуков В. М., Жуков А. В. Формирование различных элементов дискретных частотно-временных сигналов. Радиоэлектронные средства передачи и приема сигналов и визуализации информации. // Материалы Второй Всероссийской конференции. – Москва-Таганрог: изд-во ТТИ ЮФУ, 2012, с 29-30.

## ДЕМОДУЛЯТОР MSK СИГНАЛА

Ю.А. Геложе, В.В. Петренко

Радиотехнический факультет Южного федерального университета,

[vlad-petrenko@mail.ru](mailto:vlad-petrenko@mail.ru)

*Рассмотрен принцип формирования MSK сигнала, когерентный метод приема, восстановление несущей частоты. Приведен расчет системы фазовой автоподстройки частоты с помощью программного пакета matlab*

В настоящее время в современных системах цифровой радиосвязи достаточно часто используются сигналы MSK (*minimumshiftkeying*). Интерес к этим сигналам обусловлен их достаточно высокой спектральной эффективностью при постоянной огибающей [1-9]. Постоянная огибающая этих сигналов позволяет более эффективно использовать мощность передатчика и использовать узкополосные селекторы в приемнике.

Методы приема MSK сигналов отражены в технической литературе слишком поверхностно. Данная статья частично устраняет этот пробел. В статье описываются:

- модель MSK сигнала, способ формирования;
- когерентный метод приема MSK сигнала;
- восстановление несущей MSK сигнала,
- расчет системы ФАПЧ.

Модель MSK сигнала, временные характеристики.

MSK сигнал можно рассматривать как частный случай частотной манипуляции без разрыва фазы (ЧМНФ, CPFSK) или как частный случай квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом с синусоидальным взвешиванием символов, что подробно рассмотрено в [10].

В первом случае сигнал MSK можно представить следующим образом:

$$s(t) = \cos \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t + x_k \right] \quad kT < (k+1)T, \quad (1)$$

где  $f_0$  – несущая частота,  $d_k = \pm 1$  представляет биполярные данные, которые передаются со скоростью  $R = 1/T$ , а  $x_k$  – это фазовая постоянная для  $k$ -го интервала передачи двоичных данных.

При  $d_k = 1$  передаваемая частота это  $f_0 + 1/4T$ , а при  $d_k = -1$  – это  $f_0 - 1/4T$ . В течение каждого  $T$  – секундного интервала передачи данных значение  $x_k$  постоянно, т. е.  $x_k = 0$  или  $\pi$ , что диктуется требованием непрерывности фазы сигнала в моменты  $t = kT$ . Это требование накладывает ограничение на фазу, которое можно представить следующим соотношением:



$$x_k = x_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (d_{k-1} - d_k) \text{ по модулю } 2\pi.$$

Уравнение (1) можно записать в квадратурном представлении:

$$s(t) = a_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_0 t) - b_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_0 t), \quad kT < t < (k+1)T, \quad (2)$$

где

$$a_k = \cos(x_k) = \pm 1,$$

$$b_k = d_k \cos(x_k) = \pm 1.$$

Синфазный компонент обозначается как  $a_k \cos(\pi t/2T) \cos(2\pi f_0 t)$ , где  $\cos(2\pi f_0 t)$  – несущая,  $\cos(\pi t/2T)$  – синусоидальное взвешивание символов,  $a_k$  – информационно-зависимый член.

Подобным образом квадратурный компонент – это  $b_k \sin(\pi t/2T) \sin(2\pi f_0 t)$  где  $\sin(2\pi f_0 t)$  – квадратурное слагаемое несущей,  $\sin(\pi t/2T)$  – синусоидальное взвешивание символов, а  $b_k$  – информационно-зависимый член. Величины  $a_k$  и  $b_k$  не меняют свое значение каждые  $T$  секунд. Из-за требования непрерывности фазы величина  $a_k$  может изменяться лишь при переходе через нуль функции  $\cos(\pi t/2T)$ , а  $b_k$  – только при переходе через нуль  $\sin(\pi t/2T)$ . Следовательно, взвешивание импульсов в синфазном и квадратурном канале – это синусоидальный импульс с периодом  $2T$  и переменным знаком. Как и в случае OQPSK, синфазный и квадратурный компоненты сдвинуты друг относительно друга на  $T$  секунд [2]. Таким образом, если рассматривать уравнение (2) как частный случай модуляции OQPSK, его можно переписать в следующей форме:

$$s(t) = d_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_0 t) - d_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_0 t). \quad (3)$$

Здесь  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  – это разделенный поток данных  $d_k(t) = d_0, d_1, d_2, \dots$ , на синфазный  $d_I(t)$  и квадратурный  $d_Q(t)$ :

$$d_I(t) = d_0, d_2, d_4, \dots \text{ (четные биты)}$$

$$d_Q(t) = d_1, d_3, d_5, \dots \text{ (нечетные биты)}.$$

Причем длительность битов синфазного и квадратурного потоков равна  $2T$ , как показано на рисунке 1,а. Графическое представление уравнения (3) представлено на рисунке 1,б.

*Когерентный метод приема MSK сигнала. Восстановление несущей.* Когерентный метод позволяет приблизиться к предельно достижимым (потенциальным) значениям качества приема MSK сигнала [4]. В работах [8-9] подробно рассмотрен принцип формирования MSK сигнала, а так же рассматривается модель формирователя. На основе исследований в работах [8-9] разработана структурная схема демодулятора MSK сигнала, представленная на рисунке 2.

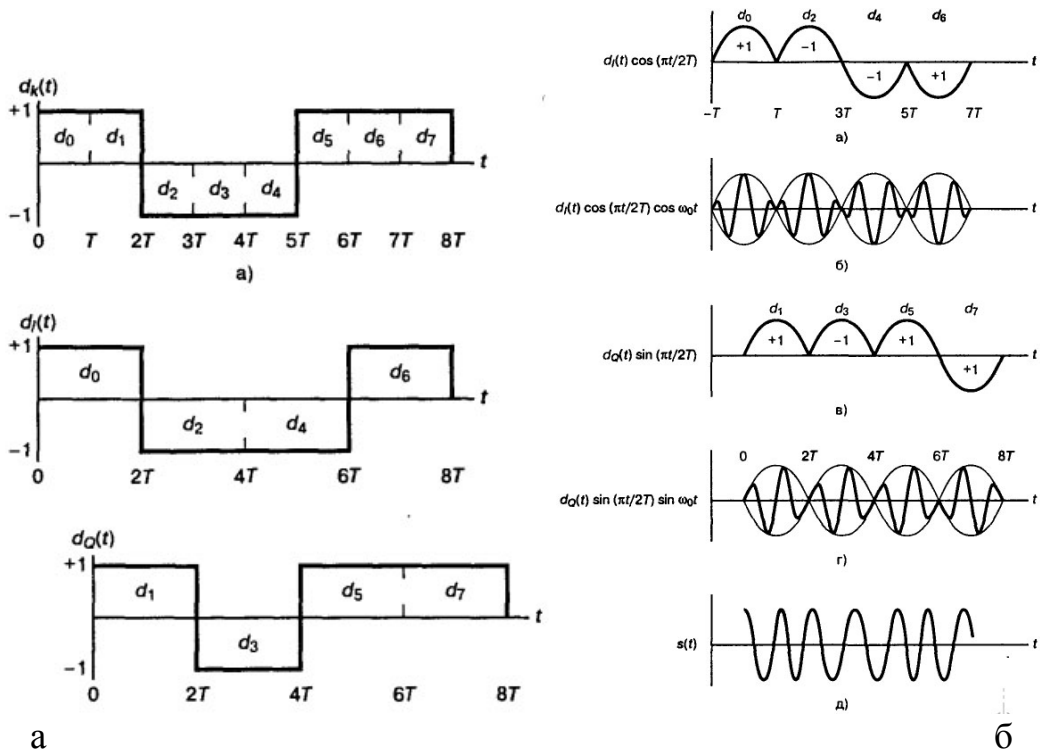


Рисунок 1 – а – Разделение потока данных  $d_k$  на синфазный  $d_I(t)$  и квадратурный  $d_Q(t)$  потоки, б – манипуляция с минимальным сдвигом: а) – модифицированный синфазный поток битов; б) произведение синфазного потока битов и несущей; в) модифицированный квадратурный поток битов; г) – произведение модифицированного квадратурного потока битов и несущей; д) – сигнал *MSK* (сумма б и г)

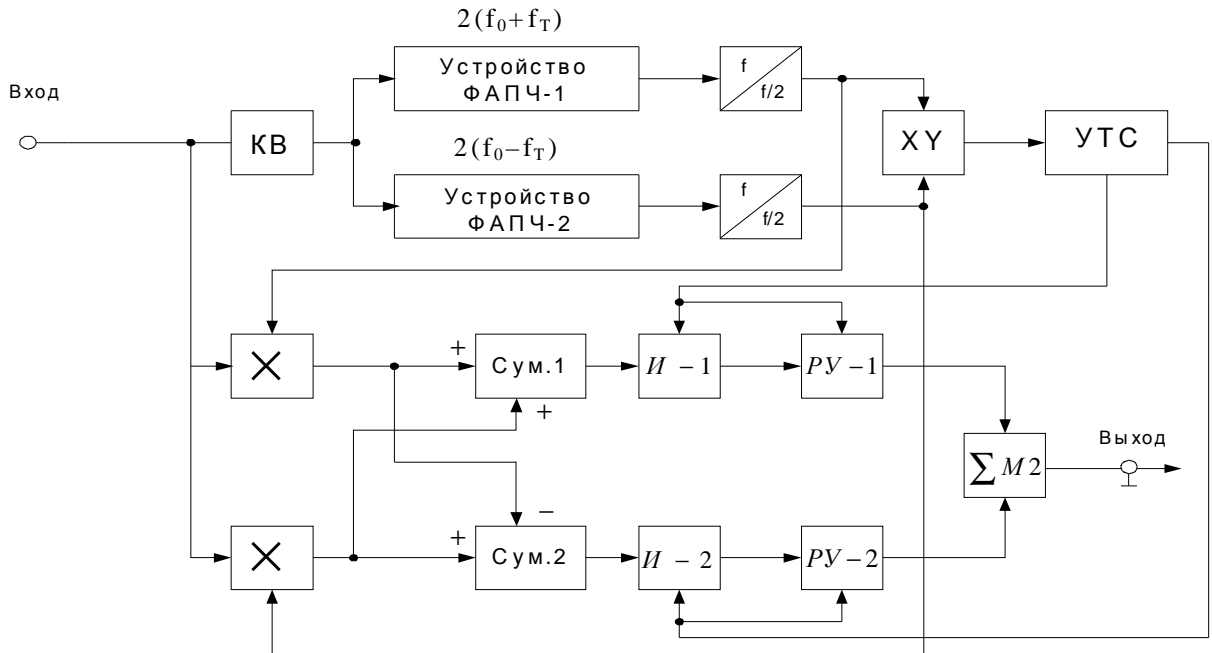


Рисунок 2 – Структурная схема демодулятора *MSK* сигнала

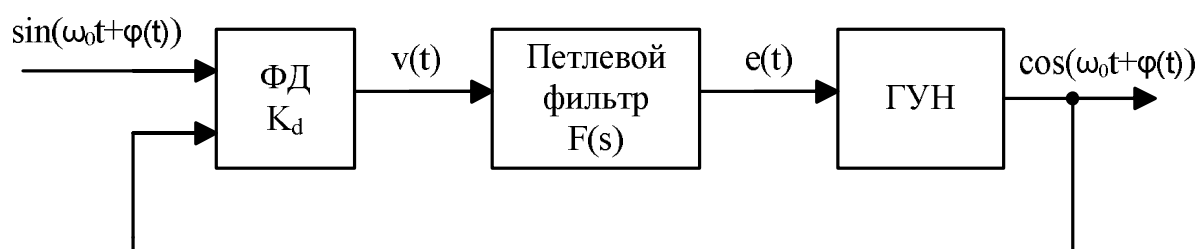
Согласно [4] восстановление несущей и когерентная демодуляция сигнала могут осуществляться с помощью устройства возведения в квадрат и систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), показанных на рисунке 2. На выходе устройства возведения в квадрат формируются несущие колебания с частотами  $2(f_0 + f_1)$  и  $2(f_0 + f_2)$ , где  $f_0$  – несущая частота,  $f_1 = 1/(4T)$ ,  $f_2 = -1/(4T)$ ,  $T$  – длительность импульса (бита). Оба эти колебания, каждое с коэффициентом скважности 0,5 восстанавливаются с помощью отдельных систем ФАПЧ. Далее принимается решение относительно элемента по биортогональным сигналам с помощью интегрирования на интервале двух элементов (а не одного элемента, как при двухфазной ФМ) путем корреляционной обработки зависимости от  $I(nT) \ll 0$ .

$$I(2nT) = \int_{T+2nT}^{T+2nT} \cos \omega_0 t \times \frac{\cos \pi t}{2T} r(t) dt$$

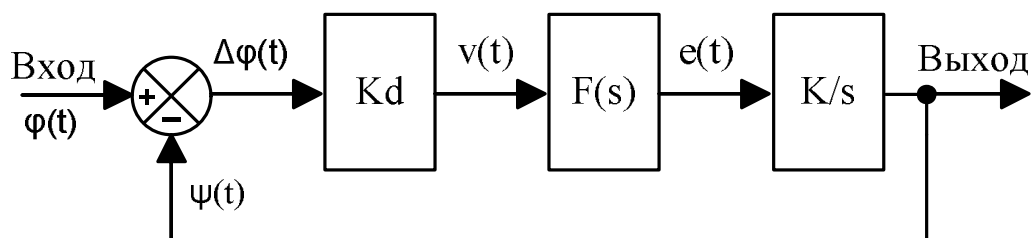
$$I[(2n+1)T] = \int_{0+2nT}^{2T+2nT} \sin \omega_0 t \times \frac{\sin \pi t}{2T} r(t) dt$$

} *сигналы на выходах  
интеграторов  
со сбросом*

В соответствие с схемой, представленной на рисунке 2 устройство содержит две независимых ФАПЧ. Для когерентной демодуляции MSK сигнала необходимо правильно выбрать параметры системы ФАПЧ. Расчет и характеристики системы ФАПЧ приведены ниже. Структурная схема ФАПЧ показана на рисунке 3,а).



а)



б)

Рисунок 3 – а) – структурная схема ФАПЧ, б) – линейризованная функциональная схема петли аналоговой ФАПЧ

В состав контура входит фазовый детектор, представляющий собой умножитель с коэффициентом усиления  $K_d$ , петлевой фильтр  $F(s)$  (в англоязычной литературе *loopfilter*), который формирует управляющее напряжение (или сигнал ошибки)  $e(t)$  и генератор управляемый напряжением (ГУН). В [11-13] подробно рассматривается принцип работы петли. На рисунке 3,б) представлена линеаризованная функциональная схема петли аналоговой ФАПЧ, где  $\Delta\varphi(t) = \varphi(t) - \psi(t)$  – разность фаз между опорным колебанием и сигналом на выходе ГУН. Линеаризованная модель ФАПЧ характеризуется передаточными функциями:

для замкнутой петли:

$$H_{\text{зам}}(s) = \frac{K_d K_0 F(s)}{s + K_d K_0 F(s)} \quad (5)$$

для разомкнутой петли:

$$H_{\text{раз}}(s) = \frac{K_d K_0 F(s)}{s} \quad (6)$$

Согласно [11-13], выражение для петлевого фильтра можно записать как:

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (7)$$

где  $K_p$  и  $K_i$  – пропорциональный и интегральный коэффициенты. Тогда подставляя (7) в выражения (5) и (6) получим:

$$H_{\text{зам}}(s) = \frac{K_d K_0 K_p s + K_d K_0 K_i}{s^2 + K_d K_0 K_p s + K_d K_0 K_i} \quad (8)$$

$$H_{\text{раз}}(s) = \frac{K_d K_0 K_p s + K_d K_0 K_i}{s^2} \quad (9)$$

Введем следующие обозначения:  $K_d K_0 K_p = \omega_n^2$ ,  $K_d K_0 K_i = 2\zeta\omega_n$ , тогда:

$$H_{\text{зам}}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad H_{\text{раз}}(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2} \quad (10)$$

Таким образом, линеаризованный контур ФАПЧ представляет собой систему второго порядка, с собственной частотой системы  $\omega_n$  и коэффициентом демпфирования  $\zeta$  [11]. При расчете демодулятора *MSK* сигнала, а так же систем ФАПЧ, входящих в его состав, заданы следующие исходные параметры:  $R_T = 9600$  бод/с – символьная скорость,  $f_0 = 30,72$  кГц – несущая частота.

Для расчета ФАПЧ необходимо правильно выбрать параметры системы  $\zeta$  и  $\omega_n$ . Положим коэффициент демпфирования равным  $\zeta = 0,7$ , что обеспечит

запас по фазе  $60^\circ$  и непосредственно при таком выборе система будет устойчивой [4, 11]. Параметр  $\omega_n$  выбирается из условия  $T_c = nT_s$ , где  $T_c = 1/\omega_n$  – время системы,  $n$  – количество импульсов (бит),  $T_s = 1/R_T$  – длительность одного бита. Ограничимся выбором  $n$  равным 10, тогда  $\omega_n = 1/(10 \cdot T_s) = 960$  рад/с. Параметры крутизны ГУН и фазового детектора примем  $K_0 = 1000$  Гц/В,  $K_d = 1$ . Ниже приведен программный код расчета коэффициентов петлевого фильтра и построение АЧХ и ФЧХ системы ФАПЧ. Пропорциональный и интегральный коэффициенты при заданных параметрах  $K_p = 1,344$  и  $K_i = 931,6$ . Введем в петлю ФАПЧ ФНЧ первого порядка, полоса которого рассчитывается из условия  $1/T_\phi = 2/T_c = 1,92$  кГц.

### Листинг 1

```

clc; clear all; close all;
wp=960; %собственная частота петли
zetta=0.7; %коэффициент демпфирования
k0=1000; kd=1; %крутизна ГУН и ФД
kp=(2*zetta*wp)/(kd*k0); %коэффициенты петлевого фильтра
ki=wp^2/(kd*k0);
f=0:1:1e3;
%***** расчет постоянной времени фнч *****
Tc=1/wp;
Tf=Tc/2;
Wf=1./(Tf*(1i*2*pi*f)+1);
Wrax=2*zetta*wp./(1i*2*pi*f)+wp^2./(((1i*2*pi*f).^2)).*Wf;
figure;
subplot(2,1,1);
semilogx(f,20*log10(abs(Wrax)));grid; title('АЧХ'); ylabel('|H(j2pif)|^2');
xlabel('f,Гц');
subplot(2,1,2);
semilogx(f, angle(Wrax)*180/pi);grid; title('ФЧХ'); ylabel('|Phi(j2pif)|'); xlabel('f,Гц');
W=(2*zetta*wp*1i*2*pi*f+wp^2)./((1i*2*pi*f).^2+2*zetta*wp*1i*2*pi*f+wp^2).*
W;
figure;
subplot(2,1,1);
semilogx(f,20*log10(abs(W)));grid; title('АЧХ'); ylabel('|H(j2pif)|^2'); xlabel('f,Гц');
subplot(2,1,2);
semilogx(f, angle(W)*180/pi);grid; title('ФЧХ'); ylabel('|H(j2pif)|^2'); xlabel('f,Гц');

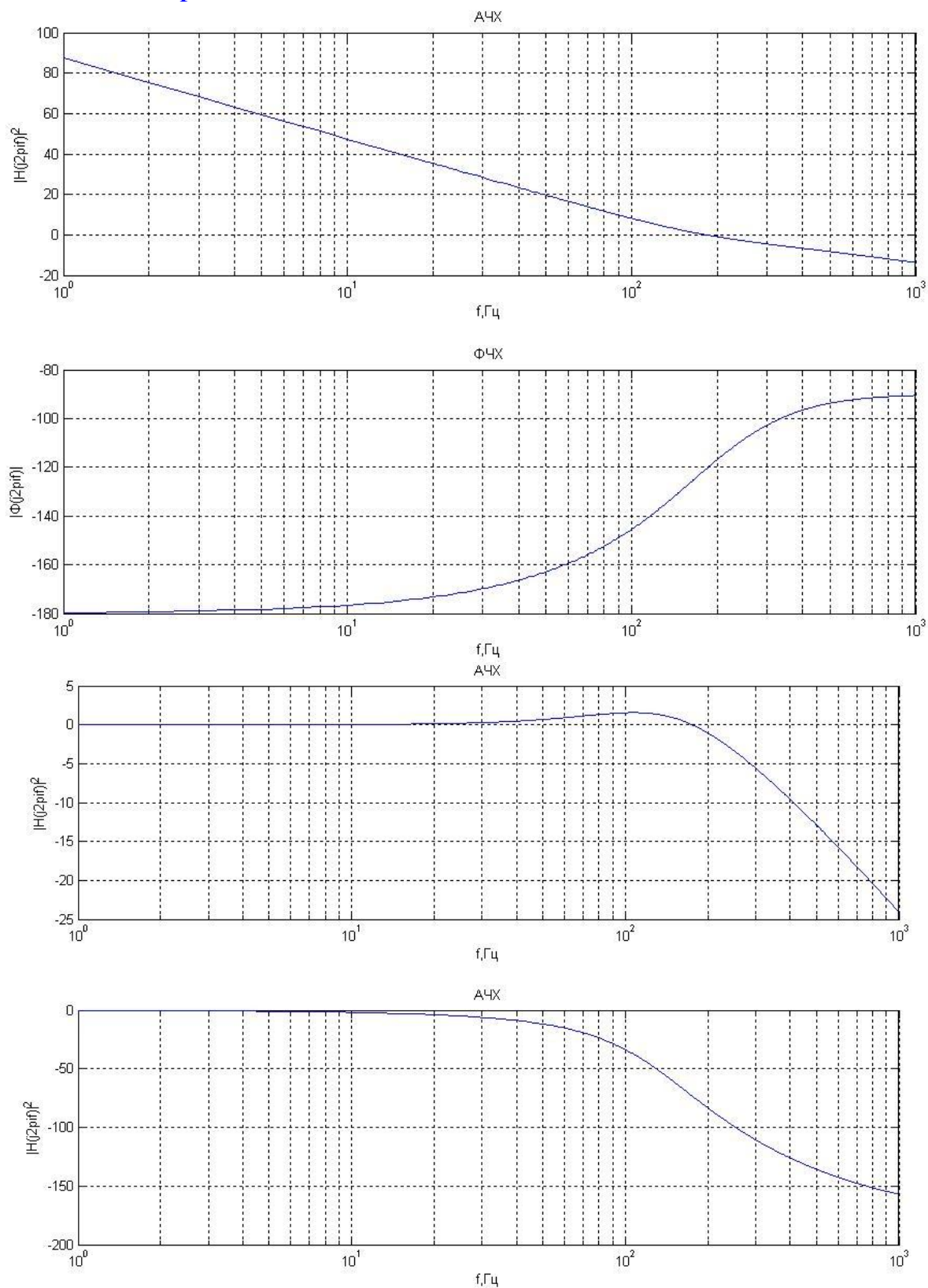
```

На рисунке 4, а) изображены АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли, на рисунке 4, б) – замкнутой петли ФАПЧ.

В данной работе проведено исследование по формированию и демодуляции *MSK* сигнала. Разработана структурная схема демодулятора. Проведено исследование по принципу работы систем ФАПЧ, приведен расчет в виде программного кода, а так же частотные характеристики системы (рисунок 4), по которым можно сделать вывод, что система имеет запас по фазе в  $60^\circ$ , следовательно, система является устойчивой. Приведены формулы по выбору параметров ФНЧ и собственной частоты системы  $\omega_n$ . Представленный метод расчета может использовать при реализации устройства или разработки модели демодулятора *MSK* сигнала.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Прокис Дж.* Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М: Радио и связь. 2000. – 800с.
2. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104с.
3. *Крохин А. В., Беляев В.Ю., Гореликов А.В., Дрямов Ю.А., Муравьев С. А.* Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой // Зарубежная радиотехника – 1982. №4. – С. 102 – 103.
4. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь. Изд. «Связь» - 1979.
5. *Nezami M.K.* RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers 2003 г.
6. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. «Методы модуляции и расширения спектра». Перевод с английского под ред. В.И. Журавлева. – М.: Издательство «Радио и связь» 2000 г.
7. *Галкин В.И.* «Цифровая мобильная радиосвязь». Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
8. *Петренко В.В.* «Формирователь частотно-манипулированного сигнала с непрерывной фазой с минимальным сдвигом». «Неделя науки» 2012 г.
9. *Петренко В.В., Геложье Ю.А.* «Формирователь сигнала модулированного с минимальным сдвигом». «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника-2012»)
10. *Петренко В.В., Геложье Ю.А.* «К вопросу формирователя чм-сигнала на плис». «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника-2012»)
11. *Манассевич В.* Синтезаторы Частот. Теория и проектирование. – М.: «Связь» 1979 г.
12. Paolo Novilini and Giovanni Guasti. Clock Data Recovery Design Techniques for E1/T1 Based on Direct Digital Synthesis. Xilinx XAPP868 (v1.0) January 29,2008.

13. [www.dsplib.ru](http://www.dsplib.ru)

а) б)  
 Рисунок 4 – а) – АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли ФАПЧ, б) – АЧХ и ФЧХ замкнутой петли ФАПЧ



## МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАТЕЛЯ И ДЕМОДУЛЯТОРА MSK СИГНАЛА В MATLAB

Ю.А. Геложе, В.В. Петренко

Радиотехнический факультет Южного федерального университета,  
[vlad-petrenko@mail.ru](mailto:vlad-petrenko@mail.ru)

*Рассмотрен когерентный метод приема MSK сигнала, восстановление несущей частоты. Разработана программная модель демодулятора MSK сигнала в среде matlab*

В настоящее время возрос интерес к MSK сигналам, поскольку их все больше и больше применяют в современных системах связи, спутниковых навигационных системах [1]. Интерес к сигналам MSK обусловлен их высокой спектральной эффективностью при постоянной огибающей, что позволяет более эффективно использовать ресурсы системы цифровой радиосвязи [2-8].

В работе описывается создание модели демодулятора MSK сигнала в среде *matlab+simulink*. Моделирование позволяет: сократить время на разработку системы связи и расчет основных параметров системы; отладку устройства. В работе исследуется когерентный метод приема, поскольку данный метод позволяет приблизиться к предельно достижимым (потенциальным) значениям качества приема MSK сигнала [2].

Согласно [3,8] модуляция с минимальным сдвигом (ММС или MSK) – это специальная форма двоичной частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ), в которой индекс манипуляции равен 0,5. MSK сигнал можно рассматривать как частный случай частотной манипуляции без разрыва фазы (ЧМНФ, CPFSK) или как частный случай квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом с синусоидальным взвешиванием символов, что подробно рассмотрено в [8,9]. На основе исследований в работах [8,9], в которых приводится модель формирователя MSK сигнала в *simulink*, представленная на рис. 1, разработана лабораторная модель демодулятора MSK сигнала в соответствии со структурной схемой [2] (рис. 2), представленная на рисунке 3.

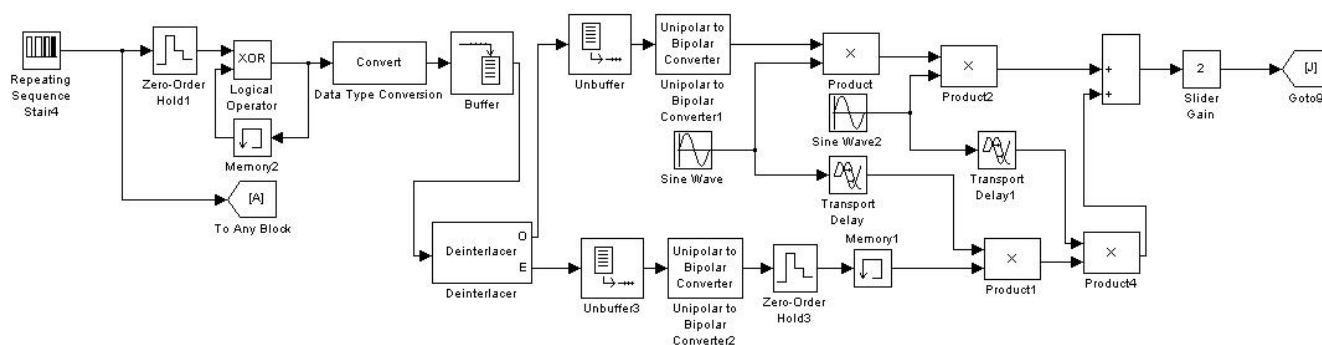


Рисунок 1 – Модель формирователя MSK сигнала в среде *matlab+simulink*



Восстановление несущей и когерентная демодуляция сигнала могут осуществляться с помощью устройства возведения в квадрат и систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), показанных на рисунке 2. На выходе устройства возведения в квадрат формируются несущие колебания с частотами  $2(f_0 + f_1)$  и  $2(f_0 + f_2)$ , где  $f_0$  – несущая частота,  $f_1 = 1/(4T)$ ,  $f_2 = -1/(4T)$ ,  $T$  – длительность импульса (бита). Оба эти колебания, каждое с коэффициентом скважности 0,5 восстанавливаются с помощью отдельных систем ФАПЧ. Далее принимается решение относительно элемента по биортогональным сигналам с помощью интегрирования на интервале двух элементов (а не одного элемента, как при двухфазной ФМ) путем корреляционной обработки зависимости от  $I(nT) \ll 0$ .

$$\left. \begin{aligned}
 I(2nT) &= \int_{T+2nT}^{T+2nT} \cos \omega_0 t \times \frac{\cos \pi t}{2T} r(t) dt \\
 I[(2n+1)T] &= \int_{0+2nT}^{2T+2nT} \sin \omega_0 t \times \frac{\sin \pi t}{2T} r(t) dt
 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{сигналы на выходах} \\ \text{интеграторов} \\ \text{со сбросом} \end{array}$$

Схема содержит устройство восстановления несущей двух ФМ сигналов, устройство тактовой синхронизации и решающие устройства, использующие интегрирование в течение двух последовательных тактов с помощью попеременно интегрирующих и разряжающихся цепей. Кор – коррелятор; Си – синфазный канал; Кв – квадратурный канал; ТИ – таковые импульсы.

На основе структурной схемы разработана модель демодулятора *MSK* сигнала в среде *matlab+simulink* (рисунок 3).

Результаты моделирования представлены в виде временных диаграмм на рисунке 4. По полученным временным диаграммам можно проследить принцип работы демодулятора. Первая временная диаграмма – сигнал (последовательность бит) поступающий на вход модулятора с символьной скоростью  $R_T = 9600$  бит/с. Вторая временная диаграмма – сигнал на выходе формирователя *MSK* сигнала, который поступает на вход демодулятора (значение  $f_0 = 30,72$  кГц). Следующие две диаграммы – сигналы на выходе ФАПЧ, а точнее, на выходе делителей частоты с частотами 15,12 кГц и 15,6 кГц. Последующие временные диаграммы – сигналы на выходе устройства тактовой синхронизации. Далее, сигналы на выходе корреляторов. Последние три временные диаграммы – сигналы на выходах решающих устройств и сигнал на выходе блока хог. Согласно полученным данным в результате моделирования делаем вывод, что устройство работает правильно.

В ходе работы проведено исследование по когерентной демодуляции *MSK* сигнала. Разработана модель демодулятора *MSK* сигнала в среде *matlab+simulink*. Результаты моделирования представлены в виде временных диаграмм, по которым можно проследить принцип работы устройства. Данная

модель может использоваться в качестве лабораторного стенда для дальнейших исследований по помехоустойчивости демодулятора, проектировании системы связи, а так же его работы в условиях высокой плотности радиоизлучений сторонних радиосредств.

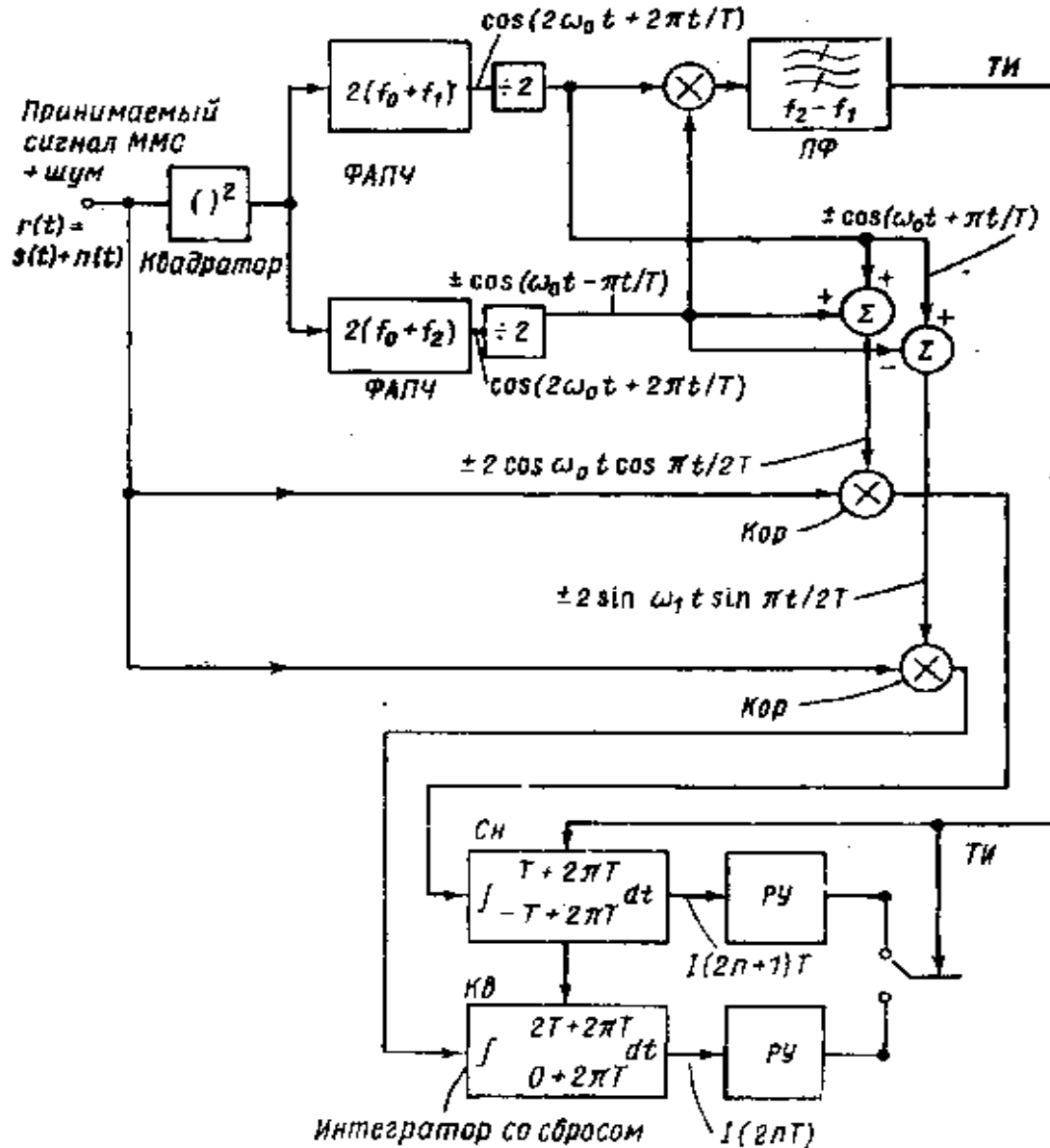


Рисунок 2 – Структурная схема демодулятора MSK сигнала.

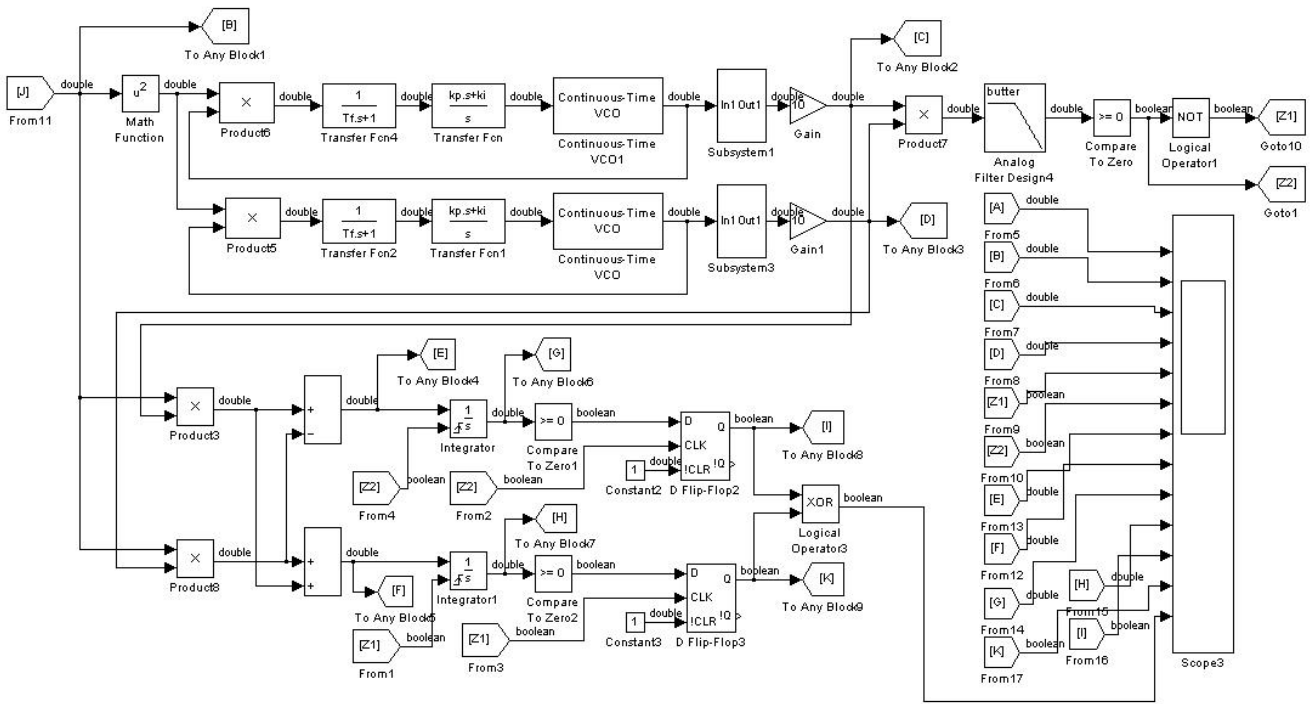


Рисунок 3 – Модель демодулятора в среде *matlab+simulink*

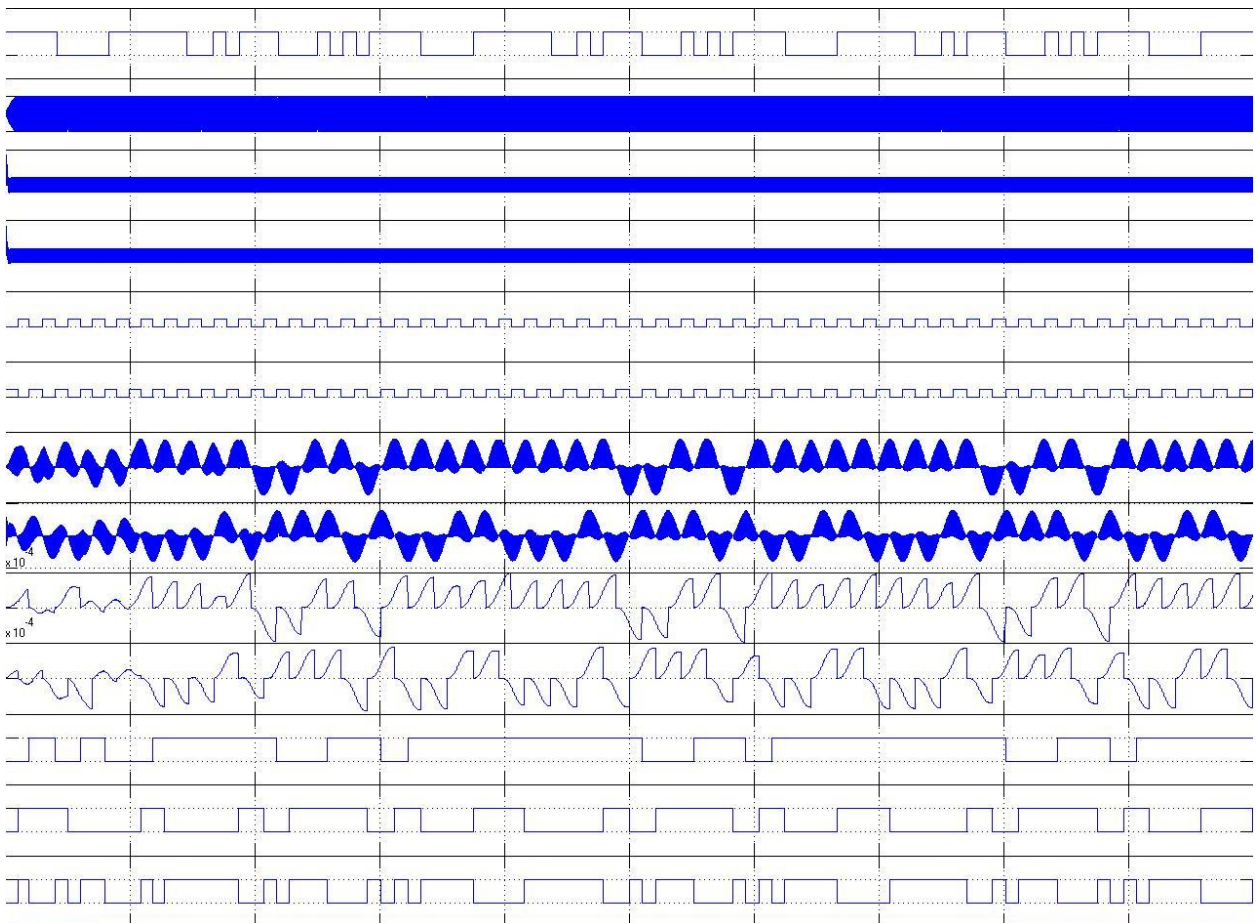


Рисунок 4 –Временные диаграммы, полученные в результате моделирования

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бондаренко В. Н., Клевин А.Г., Галеев Р.Г. Перспективные способы модуляции в широкополосных радионавигационных системах. Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies – 2011. № 4.
2. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Изд. «Связь» - 1979.
3. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М: Радио и связь. 2000. – 800с.
4. Крохин А. В., Беляев В.Ю., Гореликов А.В., Дрямов Ю.А., Муравьев С. А. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой // Зарубежная радиотехника – 1982. №4. – С. 102 – 103.
5. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Изд. «Связь» - 1979.
6. Nezami M.K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers 2003 г.
7. Феер К. Беспроводная цифровая связь. «Методы модуляции и расширения спектра». Перевод
8. Петренко В.В., Геложе Ю.А. «Формирователь сигнала модулированного с минимальным сдвигом». «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника-2012»)
9. Петренко В.В., Геложе Ю.А. «К вопросу формирования чм-сигнала на плис». «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника-2012»)

УДК 621.391.037

## СИСТЕМА СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЧМ СИГНАЛОВ

А.Н. Шостак

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

*В данной работе рассматриваются особенности построения системы связи с использованием широкополосных ЛЧМ сигналов, в которых информативным признаком является знак скорости перестройки частоты.*

Структура исследуемой системы связи (СС) приведена на рис. 1, где  $A_1$ ,  $A_2$  – антенны;  $\Phi_{\text{ЛЧМ}}$  – формирователь ЛЧМ сигнала; ИС – источник сообщения;  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  – гетеродины; См – смеситель; Ком – коммутатор; ПФ – полосовой фильтр; УМ – усилитель мощности; ЛТП – линейный тракт приёмника; ЛЗ – линия задержки; П – перемножитель; УСЧ – устройство сдвига частоты; ЧД – частотный детектор; УФ – узкополосный фильтр; Об – обнаружитель; РУ – решающее устройство; Пер – передающая часть; Пр – приёмная часть.

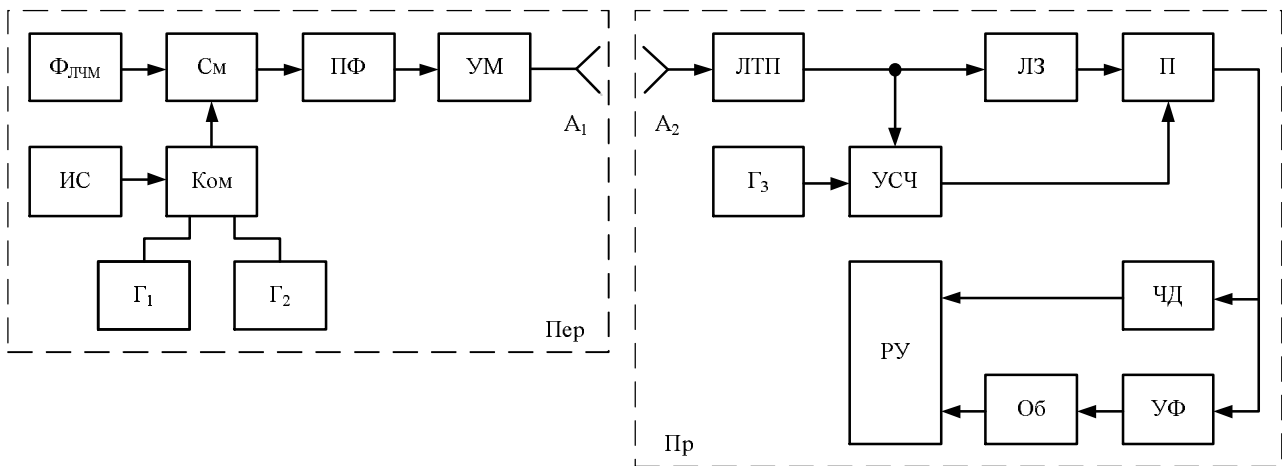


Рисунок 1 – Структура системы связи

Принцип действия состоит в следующем. В передающей части СС формирователь ЛЧМ на основе пассивного или активного методов производит опорный сигнал, представляющий периодическую последовательность ЛЧМ импульсов.

Далее в передающей части осуществляется преобразование частоты опорного сигнала вверх и вниз с использованием гетеродинов  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$  с целью формирования двухкомпонентного ЛЧМ сигнала, обеспечивающего передачу информации путем смены знака скорости изменения частоты:

$$S_{10}(t) = \Pi_1(t)S_{11}(t) + \Pi_2(t)S_{12}(t);$$

$$S_{11}(t) = U_1 \cos \left[ 2\pi \left( f_{\Gamma_1} + f_0 - \frac{\Delta f_{\Gamma}}{2} \right) t + \pi \beta t^2 + \varphi_0 + \varphi_{\Gamma_1} \right];$$

$$S_{12}(t) = U_1 \cos \left[ 2\pi \left( f_{\Gamma_2} - f_0 + \frac{\Delta f_{\Gamma}}{2} \right) t - \pi \beta t^2 - \varphi_0 + \varphi_{\Gamma_2} \right];$$

$$f_{\Gamma_1} + f_0 - \frac{\Delta f_{\Gamma}}{2} = f_{\Gamma_2} - f_0 + \frac{\Delta f_{\Gamma}}{2} = f_{\text{ср}};$$

$$\Pi_{1,2}(t) = \sum_{i=1}^N a_i \text{rect}(t - t_i); \quad a_i \in [+1; -1];$$

$$\text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (i-1)\tau_N \leq t_i \leq t_0 + i\tau_N; \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

где – ЛЧМ импульс, соответствующий передаче бита с амплитудой средней частотой, начальной фазой – ЛЧМ импульс, соответствующий передаче бита, с амплитудой средней частотой, начальной фазой; , – частота и начальная фаза гетеродина  $\Gamma_1$ ; , – частота и начальная фаза гетеродина  $\Gamma_2$ ; – манипулирующие последовательности при передаче битов – коэффициенты в манипулирующих последовательностях – временное окно.

В приемной части СС после усиления, преобразования частоты и частотной селекции на промежуточной частоте выделяется аддитивная смесь сигнала и шума:

$$y_2(t) = S_{\text{пр}}(t) + n(t),$$

$$S_{\text{пр}}(t) = U_{\text{мс}} \cos[2\pi f_{\text{пр}} t + \Pi_{1,2}(t)\beta t^2 + \varphi_{\text{пр}}];$$

$$f_{\text{пр}} = f_s - f_{\text{сч}}; \Delta f_{\text{д}} \leq \Delta f_{\text{н}}; R_{\text{н}}(\tau) = \sigma_{\text{н}}^2 \text{sinc}[\pi \Delta f_{\text{н}} \tau] \cos[2\pi f_{\text{пр}} t],$$

где – сигнал с амплитудой , частотой , фазой ; – автокорреляционная функция шума с дисперсией , шириной спектра ; – частота синтезатора частоты в ЛТП.

Далее аддитивная смесь преобразуется в автокорреляционном устройстве следующим образом [1]:

$$U_A(t) = \int_{-\infty}^t h_{\Phi}(t-x) y_2(x-\tau) y_2(f, x) dx;$$

$$h_{\Phi}(t) = 2\Delta f_{\Phi} \text{sinc}[\pi \Delta f_{\Phi} t] \cos[2\pi f_{\Phi} t]; f_{\Phi} = f_{\Gamma_3};$$

$$y_2(t-\tau) = S_{\text{пр}}(t-\tau) + n(t-\tau);$$

$$y_2(f, t) = S_{\text{пр}}(f, t) + n(t);$$

$$S_{\text{пр}}(f, t) = K_{\text{УСЧ}} U_{\text{мс}} \cos[2\pi(f_{\text{пр}} + f_{\Gamma_3})t + \Pi_{1,2}(t)\beta t^2 + \varphi_{\text{пр}} + \varphi_{\Gamma_3}],$$

где – напряжение на выходе автокорреляционного устройства; – импульсная реакция на выходе полосового фильтра (ПФ), устанавливаемого на выходе перемножителя; , – средняя частота и полоса пропускания ПФ; , – частота и начальная фаза гетеродина  $\Gamma_3$ ; – аддитивная смесь после линии задержки; – аддитивная смесь на выходе устройства сдвига частоты, в качестве которого используется балансный смеситель с подавлением зеркального канала [2]; – коэффициент передачи УСЧ; – сигнал на выходе УСЧ с начальной фазой .

Напряжение на выходе автокорреляционного устройства состоит из трёх компонентов:

$$U_A(t) = U_{\text{СС}}(t) + U_{\text{СН}}(t) + U_{\text{НН}}(t),$$

где , , – компоненты, полученные в результате взаимодействия “сигнал–сигнал”, “сигнал–шум”, “шум–шум”.

Полезный эффект соответствует первому компоненту:

$$U_{\text{СС}}(t) = K_{\text{н}} K_{\text{УСЧ}} \frac{U_{\text{мс}}^2}{2} \cos[2\pi(f_{\Gamma_3} + \Pi_{1,2}(t)\beta t) t];$$

$$\text{при } \Delta f_{\Phi} \geq 2\beta\tau + \frac{2}{T_{\text{н}}},$$

где – коэффициент передачи перемножителя размерностью .

При этом компонент с частотой () соответствует приёму бита , а компонент с частотой () соответствует приёму бита . Кроме того компонент инвариантен как к нестабильности частот гетеродинов в Пер и Пр, а также к доплеровскому смещению частоты.

Следует отметить адаптивные свойства СС, которые проявляются в виде возможности её функционирования при изменении в передающем устройстве таких параметров излучения как , , при условии, что скорость перестройки частоты ЛЧМ сигнала остаётся постоянной.

К достоинствам СС следует также отнести отсутствие синхронизации по несущей частоте.

С целью проверки теоритических расчётов и решения оптимизационных задач по совокупности таких характеристик СС как , , , , при различных исходных данных можно использовать моделирующий стенд, реализованный на основе продуктов программы системотехнического моделирования SystemView 6.0.

Структура стенда приведена на рис. 2.

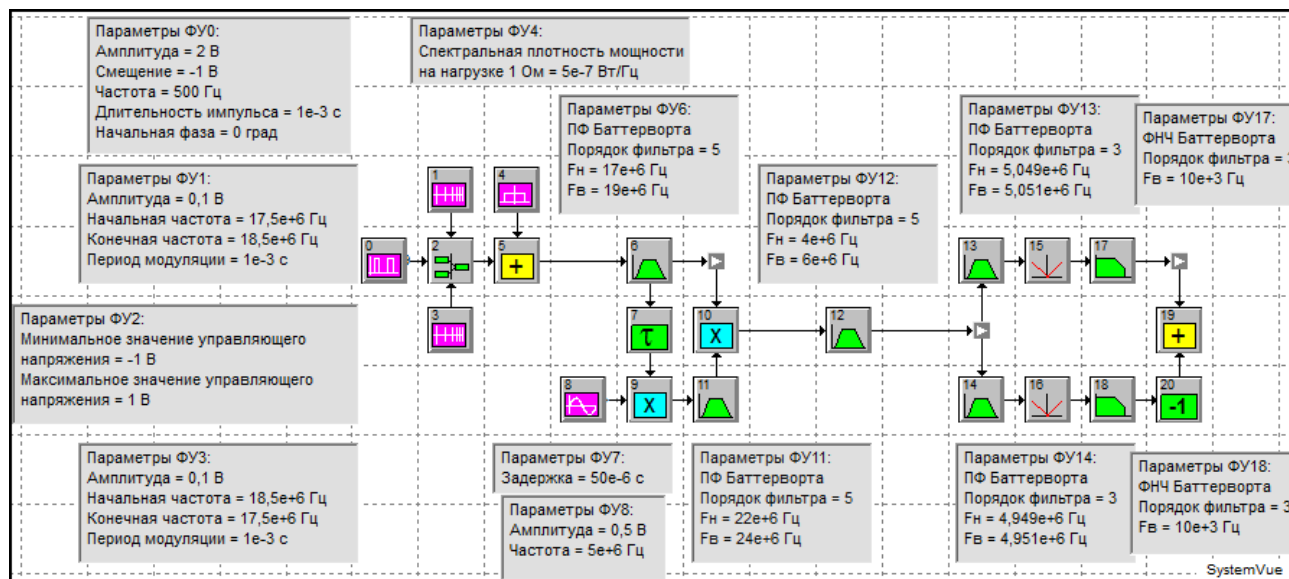


Рисунок – 2. Функциональная схема стенда для моделирования СС

Прохождение ЛЧМ сигнала без воздействия шума демонстрируется посредством временных эпюр, полученных на выходах ФУ, которые приводятся ниже на рис. 3 – 4.

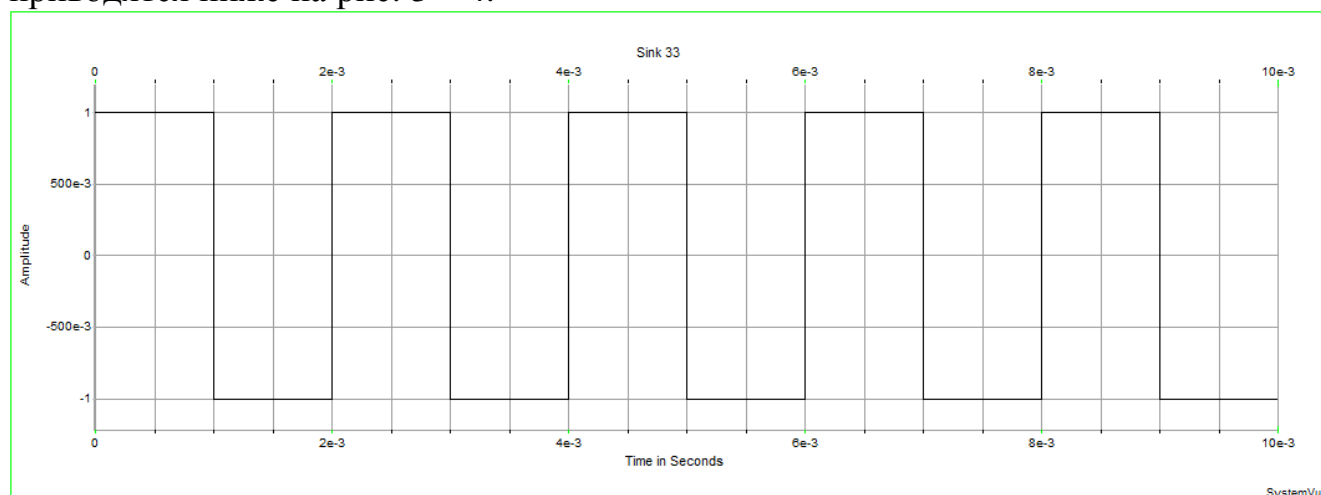


Рисунок 3– Сигнал на выходе ФУ0



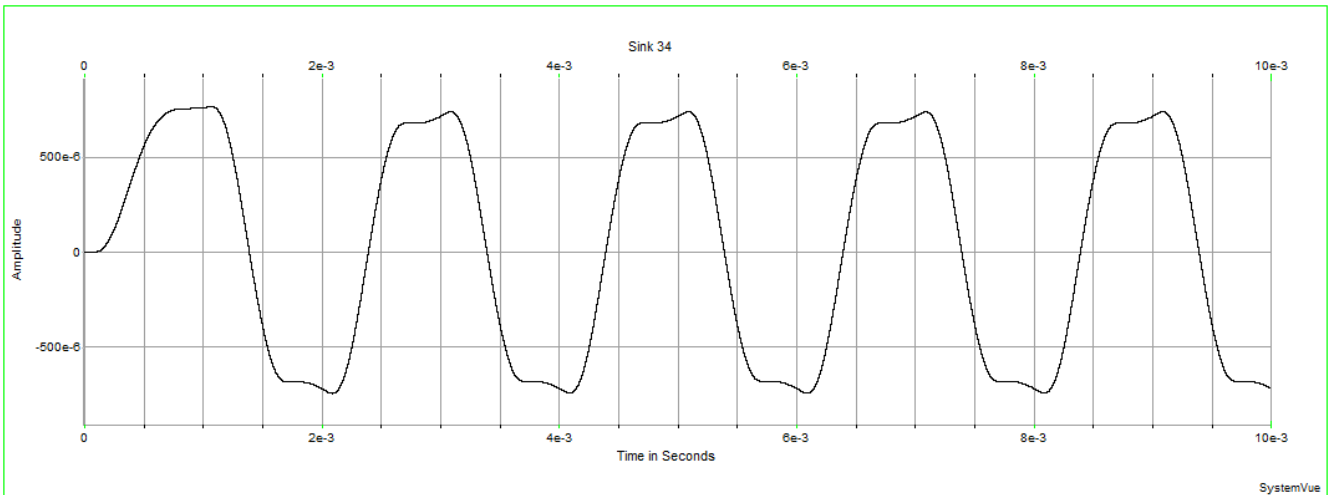


Рисунок 4– Сигнал на выходе ФУ19

Для проверки инвариантности полезного эффекта СС к априорной неопределённости о средней частоте ЛЧМ сигнала проведём аналогичное моделирование, параметры которого будут отличаться только значением средней частоты. В этом моделировании значение средней частоты ЛЧМ сигнала, полученные при этом временные эпюры, совпадают с эпюрами, приведёнными на рис. 3 – 4, что подтверждает инвариантность СС к изменениям частоты.

Расчет теоретических значений выходного отношения сигнал/шум будет осуществляться с помощью следующего выражения:

$$S_{\text{вых}} = \sqrt{2} S_{\text{эф}} = \frac{\sigma_{\text{эф}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{ш}} / \Delta f_{\text{с}}}}{\sqrt{1 + 2 \sigma_{\text{ш}}^2}},$$

а практические значения выходного отношения сигнал/шум будут определяться из следующего соотношения:

$$S_{\text{вых}} = \frac{m_{\text{сн}} - m_{\text{шн}}}{\sqrt{\sigma_{\text{сн}}^2 + \sigma_{\text{шн}}^2}}$$

где  $m_{\text{сн}}$  – математическое ожидание выходного эффекта при воздействии на обнаружитель процесса;  $m_{\text{шн}}$  – математическое ожидание выходного эффекта при воздействии на обнаружитель помехи;  $\sigma_{\text{сн}}$  – СКО выходного эффекта, обусловленное взаимодействием типа «сигнал–шум»;  $\sigma_{\text{шн}}$  – СКО выходного эффекта, обусловленное взаимодействием типа «шум–шум».

Совмещённые результаты расчетов теоретического и практического выходного отношения сигнал/шум представлены на рис. 5.



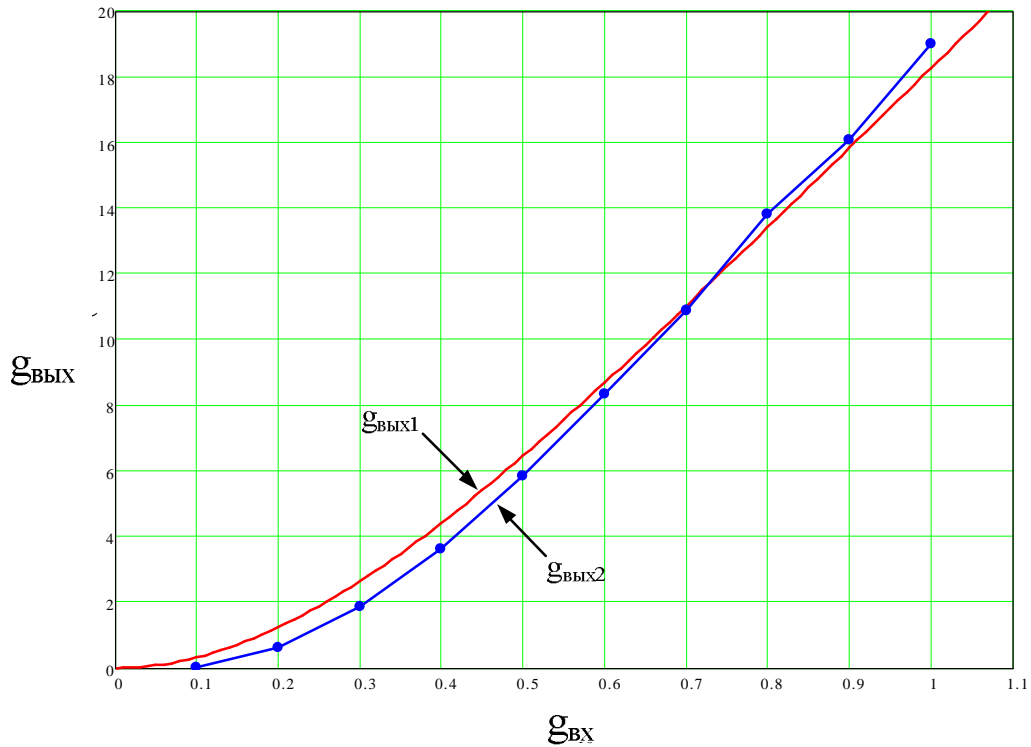


Рисунок 5– Совмещённые зависимости

На рис. 5 видно, что полученная практическая зависимость имеет незначительные отклонения от ожидаемой теоретической зависимости, следовательно, полученные результаты являются достоверными и корректно характеризуют свойства СС.

Теоретическая вероятность ошибочных решений определяется из соотношения:

$$P_{\text{ош}} = 0,5 e^{-\frac{g_{\text{ВЫХ}}^2}{4}},$$

$$g_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{2} g_{\text{УФ}} \sqrt{\Delta f_{\text{УФ}} / f_{\text{В}}}$$

Практическая вероятность битовой ошибки определяется из следующего выражения:

$$P_{\text{ош}} = \frac{N - N_{\text{сч}}}{N},$$

где  $N$  – общее количество моделируемых ЛЧМ импульсов;  $N_{\text{сч}}$  – количество подсчитанных импульсов превысивших пороговое напряжение.

Полученная практическая зависимость вероятности битовой ошибки от входного отношения сигнал/шум приводится на рис. 6 вместе с теоретической зависимостью вероятности битовой ошибки от входного отношения сигнал/шум.

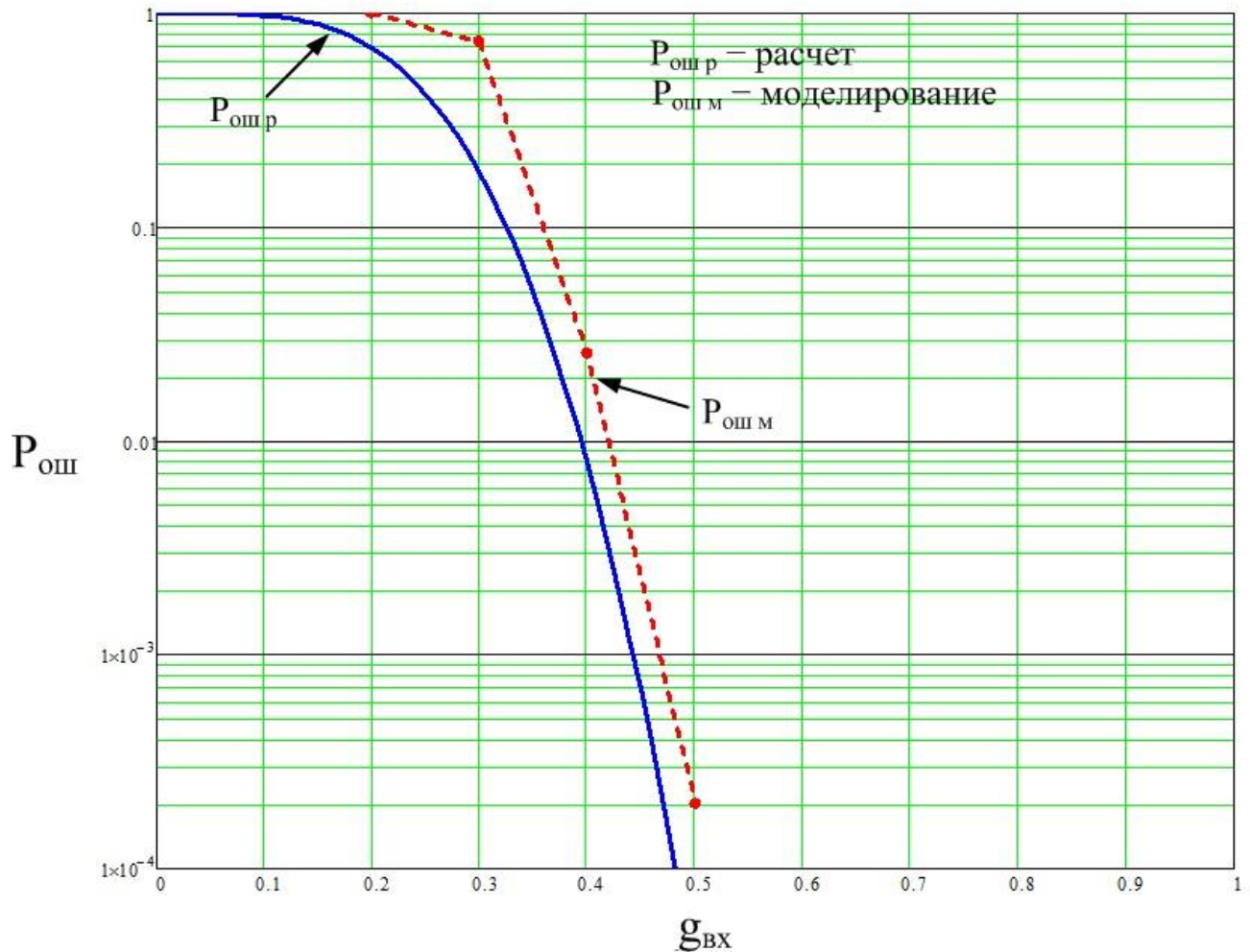


Рисунок 6 – Совмещённые зависимости вероятности битовой ошибки

Как видно из рис. 6, полученная практическая зависимость вероятности битовой ошибки от входного отношения сигнал/шум имеет допустимые отклонения от ожидаемой теоретической зависимости вероятности битовой ошибки от входного отношения сигнал/шум, следовательно, полученные результаты достоверно описывают свойства исследуемой СС.

Таким образом, проведённые исследования показывают, что СС обладает такими достоинствами как скрытность, инвариантность к значению частоты сигнала и синтезатора частот, отсутствие каналов синхронизации по несущей и тактовой частоте, возможность адаптивной перестройки и повышенной помехозащищенности. Полученные результаты могут использоваться при разработке перспективных средств связи, как военного, так и гражданского применения.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Анализ помехоустойчивости обнаружителей ЛЧМ-сигналов. – М.: Специальная техника, №2, 2009, с. 15-22.

2. Белов Л.Л. Формирование стабильных частот и сигналов. – М.: Academia, 2005. – 224 с.

3. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов Н.Н. Расчёт помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник/ М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.

УДК 621.396.967

## АНАЛИЗ СИГНАЛЬНОЙ И ШУМОВОЙ МОДЕЛЕЙ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СТРУКТУР

Ю. В. Зачиняев

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета*

На сегодняшний день использование сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) актуально не только в радиолокации - спектр потенциальных областей применения данного класса сигналов включает в себя защищенную связь, наблюдения в плотных средах, радиотомографию, а также активный анализ состояния линий электропередачи [1].

Для более широкого использования ЛЧМ-сигналов в быстродействующих системах связи, системах геофизического мониторинга и радиотомографии требуются короткие сигналы с большой девиацией частоты (более 1 ГГц) для обеспечения высокой скорости передачи информации и минимизации мертвой зоны приемо-передающего устройства [1]. Существующие на сегодняшний день устройства формирования ЛЧМ-сигналов не обеспечивают наносекундную длительность формируемых сигналов при достаточных для практического применения значениях девиации частоты, что существенно ограничивает применение ЛЧМ-сигналов в указанных выше областях [2].

Приведенные рассуждения позволяют заключить, что существует научная и техническая проблема уменьшения длительности ЛЧМ-сигналов при сохранении высоких значений девиации частоты и обеспечении оптимальных массогабаритных и энергетических параметров.

В [1] проанализирована возможность использования волоконной оптики для формирования сигналов с ЛЧМ, а также синтезирована схема устройства, позволяющего формировать ЛЧМ-сигналы с длительностью от 2,2 нс, девиацией частоты до 6 ГГц при центральной частоте до 10 ГГц. При этом формирователь включает в себя источник оптических импульсов (ИОИ) пикосекундной длительности, волоконно-оптический разветвитель (ВОР), бинарные волоконно-оптические структуры (БВОС), волоконно-оптические линии задержки (ВОЛЗ), волоконно-оптический соединитель (ВОС), оптический усилитель (ОУ), приемный оптический модуль (ПОМ), полосовой

фильтр (ПФ), электронный усилитель (ЭУ) и фильтр низких частот (ФНЧ). Структурная схема формирователя ЛЧМ-сигналов на БВОС приведена на рис. 1.

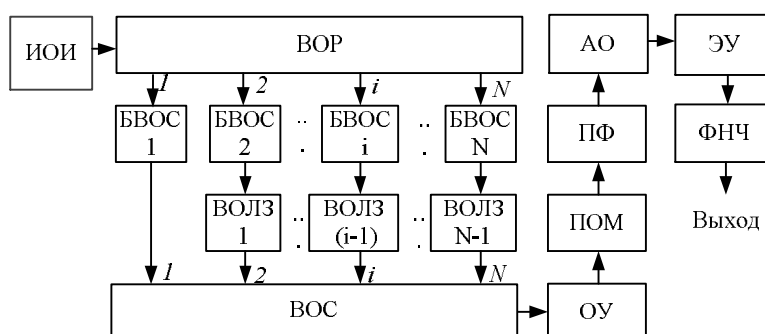


Рисунок 1– Структурная схема формирователя ЛЧМ-сигналов на БВОС

В свою очередь  $i$ -я БВОС (рис. 2) состоит из  $Q$  разделительных направленных волоконных ответвителей (НВО) Y-типа (разд. НВО<sub>i1</sub>, разд. НВО<sub>i2</sub>, разд. НВО<sub>iQ</sub>),  $Q$  суммирующих НВО Y-типа (соед. НВО<sub>i1</sub>, соед. НВО<sub>i2</sub>, соед. НВО<sub>iQ</sub>),  $Q$  дополнительных ВОЛЗ (ВОЛЗ<sub>i1</sub>, ВОЛЗ<sub>i2</sub>, ВОЛЗ<sub>iQ</sub>) с временем задержки  $t_{зад\ ij} = 2^{j-1} t_{зад\ i1}$ ,  $j = \overline{1, Q}$ , где  $j$  - номер дополнительной ВОЛЗ, при этом  $t_{зад\ i1} = t_{БВОС\ i}$ .

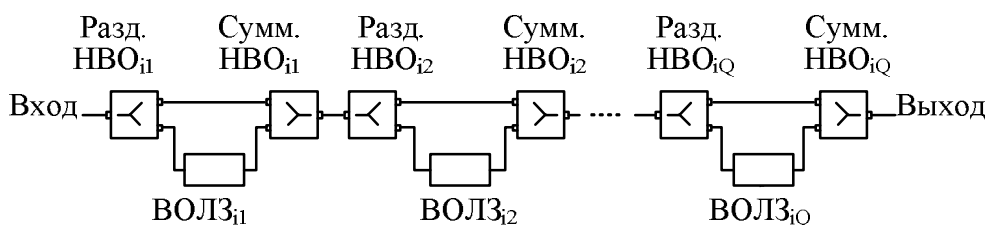


Рисунок 2 – Структура БВОС

Конструктивные особенности БВОС (число, постоянные времени ВОЛЗ) определяются параметрами формируемого ЛЧМ-сигнала: начальной частотой  $f_0$ , скоростью частотной модуляции  $b$  и длительностью  $t_{лчм}$  [1].

Проанализируем сигнальную модель рассматриваемого формирователя ЛЧМ-сигналов. Аналитическое выражение, описывающее сигнал на выходе устройства, можно представить в следующем виде:

$$P_{\text{ЭУ}}(t) = K_{\text{ЭУ}} R_{\text{н.ФД}} (e_{\text{ФД}} P_0 K_{\text{ОУ}})^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left( K(w) \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^N \sum_{s=i}^N \sum_{k=0}^{K-1} \exp\left(-5,54 \left( \frac{t-k \cdot t_{зад\ i1} - t_{ВОЛЗ\ (s-1)}}{T_{\text{ПОМ}}} \right)^4 - jw t\right) dt \right) e^{-jw t} dw,$$

где  $K_{эв}$  - коэффициент усиления электронного усилителя,  $R_{н.ФД}$  - сопротивление нагрузки фотодиода ПРОМ,  $e_{фд}$  - коэффициент преобразования мощности оптического излучения, падающей на фоточувствительную площадку фотодиода, в фототок  $P_0$  - максимальный уровень мощности оптического излучения (ОИ) ПОМ,  $K_{ов}$  - коэффициент усиления оптического усилителя,  $k$  - номер копии входного импульса, формируемой  $i$ -й БВОС,  $K(w)$  - амплитудно-частотной характеристикой ПФ,  $T_{ПОМ}$  - длительность импульса ПОМ.

Анализ структуры формирователя ЛЧМ-сигналов на рис. 1 позволяет выделить следующие источники потерь мощности в оптическом тракте формирователя: ввод оптического излучения в оптическое волокно; ослабление за счет деления сигнала НВО и потери на рассеивание оптического излучения в НВО; потери сигнала, возникающие за счет соединения оптического волокна (ОВ) и НВО; потери сигнала, возникающие за счет соединения оптических элементов; затухание при распространении оптического излучения в волоконно-оптических линиях задержки [3, 6].

Потери, обусловленные вводом излучения ПОМ в ОВ указываются в технической документации к ВОР.

Ослабление оптического излучения в НВО в случае применения равноплечных НВО ( $k_{оме}=0,5$  или минус 3 дБ) в  $i$ -й БВОС составит  $a_{НВО}[\text{дБ}]=(X-1)(g_{НВО}+k_{оме})$ , где  $X$  - число НВО в БВОС.

Потери сигнала, возникающие за счет соединения ОВ и НВО, могут быть найдены из соотношения  $a_{соед}[\text{дБ}]=2Xa_{НВО-ОВ}$ , где  $a_{НВО-ОВ}$  - потери на соединение порта НВО с ОВ.

Кроме того, необходимо учитывать потери на стыковку ПОМ с волоконно-оптическим разветвителем  $a_{ПОМ-ВОР}$  [дБ], БВОС с волоконно-оптическим соединителем  $a_{БВОС-ВОС}$  [дБ], волоконно-оптического соединителя с оптическим усилителем  $a_{ВОС-ОВ}$  [дБ], оптического усилителя с приемным оптическим модулем  $a_{ОВ-ПРОМ}$  [дБ], выхода приемного оптического модуля с входом полосового фильтра  $a_{ПРОМ}$  [дБ]:

$$a_{соед2}[\text{дБ}] = a_{ПОМ-ВОР}[\text{дБ}] + a_{ВОС-ОС}[\text{дБ}] + a_{ОС-ОВ}[\text{дБ}] + a_{ОВ-ПРОМ}[\text{дБ}] + a_{ПРОМ}[\text{дБ}].$$

Собственные потери оптического излучения в ОВ обусловлены технологией производства ОВ и обычно указываются в технических характеристиках. Потери на распространение оптического импульса в ОВ в  $i$ -й ВОЛЗ формирователя

$$a_{ВОЛЗi}[\text{дБ}] = \frac{t_{ВОЛЗi}[\text{МКС}]}{4,88} \cdot \Gamma_{ое}[\text{дБ}], \quad (1)$$

Для  $k$ -й копии, формируемой в  $i$ -й БВОС, выражение, описывающее затухание в дополнительных ВОЛЗ, имеет вид

$$a_{\text{ДВОЛЗ}k}[\text{дБ}] = \frac{t_{\text{зад}ix}[\text{мкс}]}{4,88} \cdot \Gamma_{\text{ос}}[\text{дБ}], \quad x = \begin{cases} 1 & \text{при } k = 1 \\ \lceil \log_2 k \rceil & \text{при } k > 1 \end{cases} \quad (2)$$

Конструктивные требования к ВОЛЗ предполагают наматывание ОВ на катушку диаметром  $D_{\text{кат}}$ , что вызывает появление макроизгибов волокна и приводит к дополнительным потерям мощности оптического излучения  $a_{\text{кат}}$ . Если потери на один виток составляют  $a_{\text{виток}}$ , то потери мощности оптического излучения за счет макроизгибов  $j$ -й дополнительной ВОЛЗ в  $i$ -й БВОС составят приблизительно

$$a_{\text{кат.БВОС}ij}[\text{дБ}] \approx \frac{t_{\text{зад}ij}[\text{с}]}{4,88 \cdot 10^{-9} \cdot pD_{\text{кат}}[\text{м}]} a_{\text{виток}}[\text{дБ}], \quad (3)$$

где  $t_{\text{зад}ij}$  - время задержки  $j$ -й дополнительной ВОЛЗ в  $i$ -й БВОС.

Для  $i$ -й ВОЛЗ формирователя справедливо

$$a_{\text{кат.ВОЛЗ}i}[\text{дБ}] \approx \frac{t_{\text{ВОЛЗ}i}[\text{с}]}{4,88 \cdot 10^{-9} \cdot pD_{\text{кат}}[\text{м}]} a_{\text{виток}}[\text{дБ}]. \quad (4)$$

Таким образом, для  $j$ -й дополнительной ВОЛЗ  $i$ -й БВОС потери на макроизгибах ОВ составят  $a_{\text{кат}i}[\text{дБ}] = a_{\text{кат.БВОС}i}[\text{дБ}] + a_{\text{кат.ВОЛЗ}i}[\text{дБ}]$ .

С учетом описанных потерь на вход приемного оптического модуля поступает оптическое излучение мощностью:

$$P_{\text{ВОС}}[\text{дБм}] = P_{\text{исх}}[\text{дБм}] - a_{\text{ввод}}[\text{дБ}] - 2Ja_{\text{нво-ов}}[\text{дБ}] - a_{\text{распр}}[\text{дБ}] - a_{\text{кат}}[\text{дБ}] - a_{\text{соед.1}}[\text{дБ}] - a_{\text{соед.2}}[\text{дБ}].$$

Численные значения потерь оптического сигнала в зависимости от числа БВОС в формирователе ЛЧМ-сигналов при некоторых значениях  $N$  приведены в таблице 1.

Потери мощности в радиотракте формирователя для всех копий импульса ПОМ включают в себя потери в ПФ  $a_{\text{пф}}$ ; потери на СВЧ разъемах  $a_{\text{соед}svч}$ ; потери на согласование СВЧ модулей  $a_{\text{имт}}$ .

Рассчитаем неидентичность  $\Delta P_m$  копий входного импульса ПОМ для формирователя ЛЧМ-сигналов на выходе волоконно-оптического сумматора. Последовательность состоит из  $N$  блоков по  $K$  копий в каждом, таким образом, общее количество копий  $M = N \cdot K$ . Внутри  $q$ -го блока имеется неидентичность,

связанная с разницей в потерях в дополнительных ВОЛЗ в  $i$ -й БВОС для разных копий. Между блоками также имеется неидентичность, связанная с разницей в потерях на распространение в ВОЛЗ формирователя ЛЧМ-сигналов.

Таблица 1  
Потери в оптической части формирователя по типам в зависимости от числа БВОС  $N$  при  $k=4..k_{\max}$  (для последней копии при  $f_0=10$  ГГц и  $\Delta f=6$  ГГц)

$N$	$K_{\max}$	$a_{\text{ввод}}$	$a_{\text{НВО}}$	$a_{\text{соед 1}}$	$a_{\text{соед 2}}$	$a_{\text{ДВОЛЗ}_i}$	$a_{\text{ВОЛЗ}}$	$a_{\text{кат } i}$	$a_{\text{омм } \Sigma}$
		дБ							
2	512	7,2	3,2...28	2,2	0,75	0,0000 4	0,004	0,007	13,4...38, 2
8	256	13,8	3,2...24,9	1,8	0,75	0,0000 4	0,007	0,012	19,6...41, 3
16	128	17,1	3,2...21,8	1,6	0,75	0,0000 4	0,008	0,012	22,7...41, 3
24	64	17,1	3,2...18,7	1,4	0,75	0,0000 4	0,006	0,009	22,5...38, 0
40	32	20,4	3,2...15,6	1,2	0,75	0,0000 4	0,005	0,008	25,6...38, 0

Тогда для  $m$ -й копии

$$\Delta P_m = 10 \lg((q_1 \cdot s_1)/(q_m \cdot s_m)),$$

где  $q_i$  - коэффициент, определяющий неидентичность копий в зависимости от разницы в потерях в дополнительных ВОЛЗ  $i$ -й БВОС для 1-й копии,  $s_m$  - коэффициент, определяющий неидентичность, связанную с разницей в потерях на распространение в различных ВОЛЗ формирователя для 1-й копии,  $q_m$  - коэффициент, определяющий неидентичность копий в зависимости от разницы в потерях в дополнительных ВОЛЗ  $i$ -й БВОС для  $m$ -й копии,  $s_m$  - коэффициент, определяющий неидентичность, связанную с разницей в потерях на распространение в различных ВОЛЗ формирователя для  $m$ -й копии.

Пусть  $m^* = m - K \left\lfloor \frac{m}{K} \right\rfloor$  - номер копии в  $i$ -й БВОС, а  $m^{**} = \left\lfloor \frac{m}{K} \right\rfloor$  - номер БВОС. Тогда  $q_m = a_{\text{ДВОЛЗ}_{m^*}} + a_{\text{кат.БВОС}_{m^*}}$ , а  $s_m = a_{\text{ВОЛЗ}_{m^{**}}} + a_{\text{кат.ВОЛЗ}_{m^{**}}}$ , где  $m^{**} = \left\lfloor \frac{m}{K} \right\rfloor$  - номер БВОС.

Учитывая, что для 1-й копии  $q_1=1$  и  $s_1=1$ , находим

$$\Delta P_m = -10 \lg(q_m \cdot s_m) .$$

В пределах совокупности всех БВОС формирователя неидентичность копий, обусловленная потерями на распространение в линиях задержки, соединяющих различные БВОС системы, определяется для  $n$ -ной БВОС формулой

$$a_{распр.в.н} [\text{дБ}] \approx \frac{n \cdot K \cdot t_{зад.ср} [\text{мкс}]}{4,88} \cdot \Gamma_{ос} [\text{дБ}] + \frac{n \cdot K \cdot t_{зад.ср} [c]}{4,88 \cdot 10^{-9} \cdot pD_{кат} [M]} a_{сумок} [\text{дБ}] .$$

Тогда

$$\Delta P_m = -(a_{ДВО.ПЗ.м^{**}m^*} + a_{кат.БВОС.м^{**}m^*} + a_{ВО.ПЗ.м^{**}} + a_{кат.ВО.ПЗ.м^{**}}) . \quad (5)$$

Учитывая выражения (1)-(4), преобразуем выражение (5) к виду

$$\Delta P_m = \frac{1}{4,88 \cdot 10^{-9}} \cdot \left( t_{зад.м^{**}m^*} + K \sum_{r=0}^{m^{**}} t_{зад.(r+1)} \right) \cdot \left( \frac{\Gamma_{ос}}{10^3} + \frac{a_{сум}}{pD_{кат}} \right) [\text{дБ}] . \quad (6)$$

Можно сделать вывод, что неидентичность копий БВОС на выходе ВОС определяется параметрами формирователя  $K$ ,  $N$  (определяет значение постоянной времени ВОЛЗ), значением погонного затухания ОВ  $\Gamma_{ос}$ , потерями ОВ при макроизгибе  $a_{внт}$  и диаметром катушки ОВ  $D_{кат}$ .

Для оценки качества формируемого сигнала с точки зрения влияния шумовых параметров узлов формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС целесообразно провести оценку мощности внутренних шумов, для расчета которых необходимо учитывать как волновые флуктуации, так и квантовые эффекты.

К шумам, связанным с ПРОМ, относятся амплитудные  $i_{ампл.ш}(t)$  и дробовые шумы  $i_{др.ш}(t)$  оптического излучения, тепловые шумы ПРОМ  $i_{тепл.ш}(t)$ , шумы темнового тока фотодиода  $i_{темн.т}(t)$ . Шум радиотракта определяется тепловым шумом ЭУ  $i_{ш.ЭУ}(t)$ . Средний шумовой ток ОУ, выделяемый в ПРОМ, можно вычислить [4, 5]

$$\langle i_{ш.ВОУ} \rangle = \frac{hc^2 \Delta I (K_{ОУ} - 1) e_{фл}}{21NF(n_a)^2 (I^2 - 0.25(\Delta I)^2)} , \quad (7)$$

где  $h$  — постоянная Планка  $NF$  - коэффициент шума ОУ;  $n$  — частота оптического излучения,  $\Delta I$  — рабочий диапазон оптического усилителя;  $I$  — рабочая длина волны.



К шумам, связанным непосредственно с ПРОМ, относятся амплитудные  $i_{ампл.ш.}(t)$  и дробовые шумы  $i_{др.ш.}(t)$  оптического излучения, шумы темнового тока фотодиода  $i_{ш.темн.т.}(t)$ , тепловые шумы ПРОМ  $i_{тепл.ш.}(t)$ .

При средней мощности оптического излучения ПОМ  $\overline{P_{ПРОМ}}$  относительная средняя амплитуда флуктуаций тока в фотодиоде ПРОМ, вызванная амплитудными шумами лазерного диода, равна [4, 5]

$$\langle i_{ампл.ш.} \rangle = h \frac{q \overline{P_{ПРОМ}}}{(h\nu)} \sqrt{RIN \cdot \Delta f}, \quad (8)$$

где  $h$  - полная квантовая эффективность с учетом потерь в оптической линии связи и ПРОМ,  $RIN$  - относительный шум интенсивности обычно измеряется в Вт/Гц,

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл - заряд электрона.}$$

Дробовый шум оптического излучения, выделяемый на нагрузке фотодиода, характеризуется средней силой тока [4, 5]

$$\langle i_{др.ш.} \rangle = \sqrt{2q \overline{P_{ПРОМ}} e_{фд} \Delta f}, \quad (9)$$

где  $\overline{P_{ПРОМ}}$  - средняя мощность оптического излучения на входе ПРОМ.

Средний шумовой ток теплового шума задается выражением

$$\langle i_{тепл.ш.} \rangle = \sqrt{\frac{4k_B T \Delta f}{R_{н.фд}}}, \quad (10)$$

где  $k_B = 1,38 \times 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;

$T$  – абсолютная температура среды, К,

$R_{н.фд}$  - сопротивление нагрузки фотодиода.

Относительная амплитуда флуктуаций тока в фотодиоде ПРОМ, вызванная шумом темнового тока лазерного диода определяется формулой [4, 5]

$$\langle i_{темн.т.} \rangle = \sqrt{2q \overline{i_{темн.т.}} \Delta f}, \quad (11)$$

где  $\overline{i_{темн.т.}}$  – среднее значение темнового тока фотодиода.

Значение темнового тока современных pin-фотодиодов лежит в пределах 1...10 нА в зависимости от их технологических особенностей.

Средний шумовой ток ЭУ определяется коэффициентом шума  $Ш_{ЭУ}$  и сопротивлением нагрузки  $R_{н.ЭУ}$  ЭУ:

$$\langle i_{ш.ЭУ} \rangle = \frac{\sqrt{(Ш_{ЭУ} - 1)k_B T \Delta f}}{R_{н.ЭУ}} \quad (12)$$

Для расчета численных значений шумовых параметров исходными данными выступают следующие параметры: относительный шум интенсивности  $RIN = -165$  дБ/Гц, абсолютная температура окружающей среды  $T = 300$  К, среднее значение темнового тока  $\overline{i_{темн.м}} = 5$  нА, коэффициент шума ЭУ  $Ш_{ЭУ} = 4,5$  дБ, средняя мощность оптического излучения на входе ПРОМ  $\overline{P_{ПРОМ}} = 10$  мВт,  $e_{фд} = 0,7$  А/Вт, рабочая длина волны ОУ  $\lambda_{оу} = 1550$  нм, рабочий диапазон оптического усилителя  $\Delta \lambda_{оу} = 30$  нм, коэффициент усиления оптического усилителя  $K_{оу} = 23$  дБ, показатель преломления активной среды ОУ  $n_a = 3,6$ , частота оптического излучения ПОМ  $\nu = 1,93 \cdot 10^{14}$  Гц, полная квантовая эффективность с учетом потерь в оптической линии связи и ПРОМ  $h = 0,1$ , полоса ЛЧМ-сигнала  $\Delta f = 6$  ГГц, средняя мощность излучения ПОМ  $\overline{P_{ПОМ}} = 0,01$  мВт.

Расчет, произведенный на основе вышеуказанных условий, показал, что преобладающими шумовыми компонентами являются дробовые и тепловые шумы ПРОМ со значениями среднего шумового тока  $\langle i_{ампл.ш} \rangle = 0,12$  мкА и  $\langle i_{тепл.ш} \rangle = 1,47$  мкА соответственно. Средний шумовой ток спонтанного излучения ПОМ  $\langle i_{ампл.ш} \rangle = 12,89$  нА, средний ток темнового шума  $\langle i_{темн.ш} \rangle = 3,25$  нА, средний шумовой ток ОУ  $\langle i_{ш.БОУ} \rangle = 15,8$  нА, средний шумовой ток ЭУ  $\langle i_{ш.ЭУ} \rangle = 22,5$  нА.

С учетом потерь мощности сигнала в узлах формирователя и коэффициентов усиления ОУ и ЭУ отношение сигнал/шум на выходе формирователя ЛЧМ-сигналов можно оценить

$$SNR = 20 \lg \left( \frac{(\overline{P_{ПРОМ}} e_{фд} - \langle i_{ш.ОУ} \rangle) \cdot K_{ЭУ}}{(\langle i_{ампл.ш} \rangle + \langle i_{др.ш} \rangle + \langle i_{темн.ш} \rangle + \langle i_{тепл.ш} \rangle + \langle i_{ш.БОУ} \rangle) \cdot K_{ЭУ} + \langle i_{ш.ЭУ} \rangle} \right) \quad (13)$$

Полученное аналитическое выражение иллюстрируется на рис.3.

Обобщая полученные данные, можно заключить, что в результате анализа сигнальной модели формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС произведена оценка потерь в узлах формирователя. Наибольшие потери приходятся на направленные волоконные ответвители – до 28 дБ при числе

копий БВОС  $K=512$  - волоконно-оптический разветвитель – до 20,4 дБ при  $N=40$  (деление мощности оптического излучения).

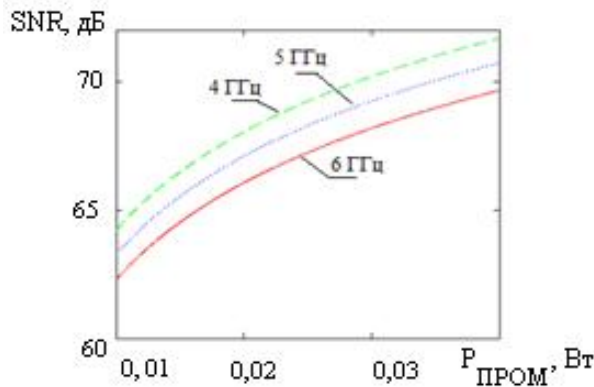


Рисунок 3– Зависимость отношения сигнал/шум SNR от мощности оптического излучения на входе ПРОМ для различных значений девиации частоты ЛЧМ-сигнала

В результате анализа шумовой модели формирователя ЛЧМ-сигналов выявлено, что основными шумовыми компонентами в устройстве являются дробовой и тепловой шумы ПРОМ, при этом выявлена зависимость отношения сигнал/шум на выходе формирователя от мощности оптического излучения на входе ПРОМ и девиации частоты формируемого ЛЧМ-сигнала.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Зачиняев Ю.В., Румянцев К.Е., Кукуяшный А.В.* Формирование наносекундных ЛЧМ-радиосигналов на волоконно-оптических структурах // Электротехнические и информационные системы и комплексы. 2011. Т.7, №3. С. 32-38.
2. *Зачиняев Ю. В.* Анализ и классификация формирователей линейно-частотно-модулированных радиосигналов с точки зрения уменьшения длительности формируемых сигналов // Современные проблемы науки и образования. 2012. № 5. URL: <http://www.science-education.ru/105-7173> (дата обращения: 16.10.2012).
3. *Румянцев К. Е., Горбунов А. В.* Динамические запоминающие устройства на основе бинарных волоконно-оптических структур // Радиотехника. 2002. №12. С.73-80.
4. *Иванов А.Б.* Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М.: Изд-во «SyrgusSystem», 1999. 673 с.
5. *Розеншер Э., Винтер Б.* Оптоэлектроника. М.: Техносфера, 2004. 588 с.
6. *Кукуяшный А.В., Румянцев К.Е.* Обобщенная модель динамического запоминающего устройства на волоконно-оптических структурах с оптическим усилением. // Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 1999. – №3. – С.61-67

## Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

### КЛАССИФИКАТОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ ДИСКРЕТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

П.П.Клименко, А.В.Бортюк, Е.С.Шевцов

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета,*

*[Tema\\_106@mail.ru](mailto:Tema_106@mail.ru)*

*Рассмотрена задача построения классификатора вида модуляции дискретно-модулированных сигналов.*

Применение автоматических классификации позволило решить определенные трудности связанные с необходимостью устройств способных рассматривать порции спектра сигнала. Многие радиооператоры могут рассматривать и классифицировать специальные сигналы с частотной или временной модуляцией, характеристики сигналов и т.д. Однако переход от этих классификационных операторов к машинному представлению является трудной задачей. Эта проблема учета внешних факторов решена человеком. Но в случае когда трудно проанализировать теоретический результат, автоматическая классификация сигналов является более оптимальной. Именно поэтому не существует единой концепции или базового метода решения проблемы в области автоматической классификации сигналов.

Автоматическая классификация сигналов является непростой задачей – это рассмотрение следующих отдельных вопросов: а) Установление конкретных моделей для решения специального проблемного положения; б) Спецификация всех измерений на основе представления электрических сигналов; в) Характеристика всех технических средств, необходимая для осуществления измерения

Устройство, классификатор, должно быть универсальным приспособляющимся к разным промышленным гостам, требованиям, а так же к различным изменениям амплитуды, фазы, частоты принимаемого сигнала. В радиоэлектронной разведке классификация сигналов является одной из наиболее важных задач обработки информации.

**Выбор информативных признаков.** Определение вида модуляции /2/ принимаемых сигналов может рассматриваться в рамках проблемы распознавания образов, где под образом следует понимать множество сигналов одним видом модуляции. Полагая, что возможны как дискретные, так и непрерывные модуляции; несущая частота известна с точностью до заданного диапазона частот; полоса спектра сигнала может быть любой в некоторых заданных пределах; форма модулирующей функции известна.

С учетом этого поставленная задача должна решаться в два этапа [3]. На первом необходимо определить информативные параметры, позволяющие оптимальным образом разделить на классы все множество ожидаемых сигналов; на втором этапе – выбрать решающую функцию. Оба этапа тесно связаны друг с другом, и удачная реализация первого облегчает выполнение второго.

Для решения поставленной задачи [2] целесообразно выбрать параметры, получаемые в результате двойного стоксова преобразования принятого сигнала. Стоксово преобразование сигнала  $U(t) = U(t) * e^{j\omega t}$  записывается в виде

$$\vec{Q}(t) = s\{\dot{U}(t)\} = \left\| \begin{array}{c} \dot{U}(t) \\ \dot{U}(t - \tau) \end{array} \right\| = \left\langle \left\| \begin{array}{c} \text{Re}[\dot{U}(t) \cdot \tilde{U}(t - \tau)] \\ \text{Im}[\dot{U}(t) \cdot \tilde{U}(t - \tau)] \end{array} \right\| \right\rangle \Delta t$$

где  $\langle \rangle$  – усреднение по времени на интервале .

Двойное стоксово преобразование можно представить как

$$\vec{S}(t) = \left\| \begin{array}{c} S_1(t) \\ S_2(t) \end{array} \right\| = s\{\vec{Q}(t)\} = \left\| \begin{array}{c} \text{Re}[\dot{Q}(t) \cdot \tilde{Q}(t - \tau_1)] \\ \text{Im}[\dot{Q}(t) \cdot \tilde{Q}(t - \tau_1)] \end{array} \right\|$$

где  $Q(t) = \langle \dot{U}(t) \cdot \tilde{U}(t - \tau) \rangle \Delta t$

На базе векторов могут быть созданы простые классификаторы с визуальной индикацией [4]. Достоинством параметров  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  является то, что они вещественные, одинаковой размерности и в их функциональном пространстве каждому виду модуляции соответствует свой специфический образ, форма и положения которого не зависят от несущей частоты, полосы спектра и модулирующей функции.

Таким образом, задача классификации сигналов по виду модуляции сводится к задаче классификации [5] изображений в параметрическом пространстве  $[S_1(t), S_2(t)]$ . Из рис. 1 видно, что каждый образ сигнала в плоскости  $[S_1(t), S_2(t)]$  характеризуется наличием (или отсутствием) определенного числа точек, отрезка прямой и окружности, что позволяет каждому образу сопоставить вектор. Это позволяет рассматривать  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  в качестве информативных параметров.

## Образ сигнала

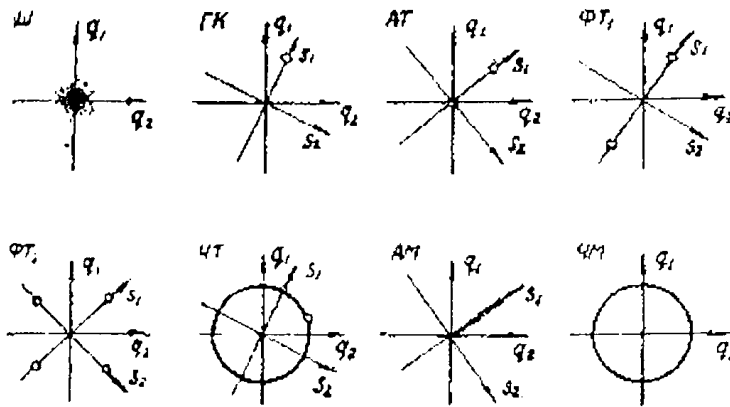


Рисунок 1

Качественный характер плотности распределения параметров

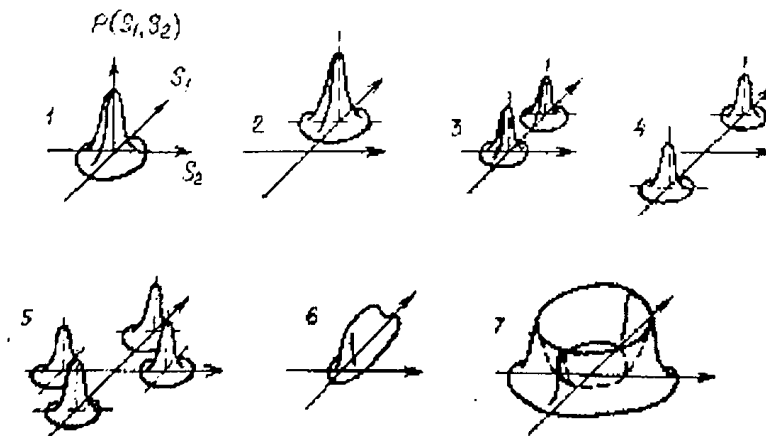


Рисунок 2

При исследованиях, связанных с разработкой и испытаниями радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), часто встречаются случаи, когда аналитическое решение задачи ввиду больших математических трудностей оказывается невозможным. В связи с этим используют моделирование - метод изучения объекта путем исследования замещающей его модели с переносом полученной информации на изучаемый объект. Используют самые различные методы исследования систем от аналитических расчетов до физического моделирования и макетирования.

Наиболее удобным для проектирования вид моделирования: моделирование на ЭВМ, обладающее гибкостью, экономичностью и наглядностью. Для оценки эффективности синтезированного алгоритма было

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 ноября 2013, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia

осуществлено моделирование рассмотренного алгоритма классификации на ЭВМ. На языке FORTRAN реализована математическая модель классификатора вида модуляции дискретно-модулированных сигналов, согласно функциональной схеме полосовой фильтр был смоделирован как полосовой фильтр Батерворда пятого порядка. Результаты моделирования на ЭВМ сведены в табл.1.

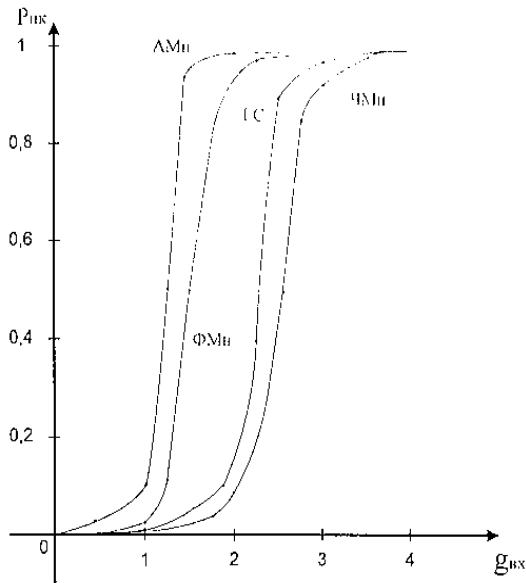
По приведенным в табл.1 значениям были построены графики оценки вероятности правильной классификации ( $P_{пк}$ ) и ложной классификации ( $P_{лк}$ ).

Моделирование предложенного алгоритма на ЭВМ показало, что при малых отношениях сигнал/шум эффективность классификации существенно различна для рассмотренных видов модуляции. Она выше для сигналов ФМн, АМн, и ниже для ГС и ЧМн. С увеличением отношением сигнал/шум время классификации может быть уменьшено, в частности, в области значений  $q=(5..20)$ дБ, для уменьшения времени классификации в два раза значения  $q$  должно возрасти примерно на 5 дБ.

Таблица 1

$q_{вх}$	АМн		ЧМн		ФМн		ГС	
	$P_{пк}$	$P_{лк}$	$P_{пк}$	$P_{лк}$	$P_{пк}$	$P_{лк}$	$P_{пк}$	$P_{лк}$
0	0	0,820	0	1	0	1	0	0,6
0,1	0,01	0,818	0,001	0,99	0,001	0,995	0,001	0,597
0,2	0,015	0,816	0,003	0,998	0,002	0,994	0,002	0,595
0,4	0,024	0,813	0,004	0,995	0,004	0,993	0,004	0,594
0,6	0,04	0,8	0,005	0,993	0,008	0,992	0,007	0,59
0,8	0,06	0,793	0,008	0,992	0,009	0,992	0,008	0,586
1	0,1	0,75	0,009	0,991	0,015	0,99	0,01	0,581
1,2	0,24	0,4	0,01	0,98	0,06	0,95	0,02	0,2
1,4	0,68	0,12	0,012	0,977	0,3	0,62	0,03	0,04
1,6	0,96	0,04	0,025	0,974	0,6	0,25	0,055	0
1,8	0,98	0,02	0,04	0,97	0,82	0,09	0,08	0
2	0,99	0	0,08	0,92	0,94	0,02	0,14	0
2,2	0,992	0	0,14	0,34	0,97	0	0,305	0
2,4	0,993	0	0,26	0,15	0,98	0	0,75	0
2,6	0,995	0	0,6	0,04	0,99	0	0,91	0
2,8	0,996	0	0,87	0,02	0,996	0	0,95	0
3,0	0,999	0	0,92	0	0,99	0	0,98	0
3,2	1	0	0,96	0	0,995	0	0,982	0
3,4	1	0	0,98	0	0,998	0	0,984	0
3,6	1	0	0,992	0	1	0	0,987	0
3,8	1	0	0,997	0	1	0	0,99	0
4,0	1	0	1	0	1	0	1	0

Вероятность правильной классификации



Вероятность ложной классификации

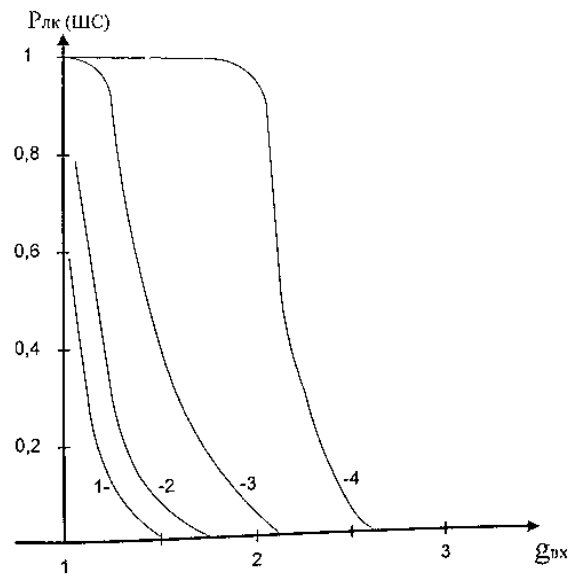


Рисунок 3 – Зависимости вероятности правильной и ложной классификации для различных сигналов: 1- $P_{\text{лк}}$  (ШС/ГС); 2-  $P_{\text{лк}}$  (ШС/АМн); 3-  $P_{\text{лк}}$  (ШС/ФМн); 4-  $P_{\text{лк}}$  (ШС/ЧМн);

## СИСТЕМА КОНТРОЛЯ РАДИОКАНАЛОВ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ

Е.А. Червов

Руководитель – к.т.н. И.В. Бессонов

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

Канал съёма информации с помощью метода высокочастотного навязывания в радиодиапазоне. Данный метод основан на облучении мощным ВЧ-сигналом нелинейных элементов, которые являются частью интерьера контролируемого помещения или специально внесённые, подготовленные пассивные устройства. В первом случае для радиоразведки нет необходимости проникать в офис, но эффективность съёма информации мала. Оператор облучает контролируемое помещение мощным направленным радиосигналом и, изменяя ориентацию передающей антенны и частоту излучения, добивается устойчивого приёма.

Во втором случае в офис вносится пассивная закладка, работающая на определённой частоте, в комплекте с ней поставляется облучающий генератор и специальный приёмник. Так как характеристики такой закладки известны, то работа с ней намного облегчается. Пассивные закладки не имеют своего питания, малогабаритны, практически не имеют демаскирующих признаков,



могут быть выполнены в виде авторучки, календарика, визитки, предметов обстановки.

Физика явления следующая. Звуковые волны воздействуют на нелинейный элемент, который в результате меняет свои физические параметры (ёмкость, индуктивность ит.д.). В свою очередь, если нелинейный элемент зондировать достаточно мощным радиосигналом, то происходит переизлучение радиосигнала. Воздействие звуковых волн и зондирующего радиосигнала на нелинейность приводит к тому, что переизлучается модулированный звуком радиосигнал, который принимается приёмником.

Наглядно данный эффект можно ощутить с помощью прибора нелинейного радиолокатора, используя его в режиме 20К. При попадании в зону его действия нелинейного элемента с большой поверхностью (например ЖКИ дисплей настольных часов) вы можете услышать окружающий вас звуковой фон.

Данный вид съёма информации интересен, но очень дорогостоящий и требует использования большой мощности излучения.

Следующий метод – «внесённые радиозакладки». Сейчас в обращении радиозакладок разного типа великое множество. По типу применяемого в них звукового датчика их можно распределить на группы: телефонные радиозакладки, радиостетоскопы, радиомикрофоны. В любом случае в их состав входит радиопередатчик, работающий на определённой частоте, с определённой мощностью и модуляцией, с определённым алгоритмом включения.

По рабочей частоте и типу модуляции закладки можно распределить следующим образом. Закладки, использующие частоты УКВ и FM бытовых приёмников. Как правило, такие закладки радиолобительского исполнения, чаще всего с WFM (широкополосной) модуляцией, используемой в бытовых приёмниках, в примитивном исполнении. Сигнал от такой закладки легко обнаружить с помощью простого приёмника. Несмотря на примитивность и лёгкое обнаружение, такие закладки и приёмное устройство к ним очень дешёвы, а свои функции выполняют успешно. Многие пользователи поисковых комплексов в ходе спецпроверки не уделяют должного внимания диапазону радиовещательных станций и пропускают такие устройства. Часто такие закладки устанавливают как отвлекающие от более серьёзных устройств. Реже в качестве приёмников используются носимые радиостанции, поэтому существует небольшое количество радиолобительских закладок, рассчитанных на диапазон 110-160МГц с модуляцией NFM (узкополосная).

Дешевизна и доступность радиозакладок, работающих в диапазоне радиовещательных станций, ведёт к их широкому применению.

Профессиональные радиозакладки работают в частотном диапазоне 350-450МГц с видами модуляции NFM, WFM, для шифрования информации иногда применяется дельта модуляция, инверсия спектра. В последнем случае

для работы с закладкой, помимо профессионального приёмника, необходимо специальное декодирующее устройство. Очень редко применяется АМ модуляция.

Для работы в многоэтажных зданиях, где актуально работать с отражённым сигналом, часто применяются закладки, работающие в гигагерцовом диапазоне частот.

Мощность применяемых вносимых закладок колеблется от 2мВт до 50мВт. Более мощные закладки требуют крупногабаритных элементов питания, кроме того, мощный радиосигнал является демаскирующим фактором. Как правило, более мощные радиозакладки используются в носимом варианте, т.е. маскируются в одежде оператора и применяются в случае необходимости отследить эпизод конкретной беседы.

Иногда для работы с закладкой на большом расстоянии, совместно с маломощной закладкой, установленной в контролируемом помещении, применяется мощный ретранслятор, установленный в безопасном для обнаружения месте.

Стоимость профессиональных закладок, как правило, не меньше 200\$, а иногда значительно выше этой суммы. Стоимость профессионального приёмника от 500\$.

Как уже говорилось выше, существуют закладки – «радиовыстрел». Принцип действия заключается в том, что портативный, многочасовой цифровой диктофон накапливает информацию, затем, когда оператор с помощью дистанционного управления активизирует передатчик устройства, вся накопленная аудиоинформация в цифровом, сжатом виде за очень короткий промежуток времени передается по радиоканалу на приёмник оператора, совмещённый с записывающим устройством. Затем полученная информация распаковывается и декодируется. Работу таких устройств чрезвычайно трудно обнаружить с помощью радиопоисковых средств, что делает их достаточно грозным оружием разведки.

Другой новый вид радиозакладных устройств основан на применении GSM технологий. С повсеместным развёртыванием и удешевлением тарифов сотовой связи возникла возможность использовать мобильный телефон в качестве радиозакладки. Устройство закладки и её реализация очень простое и неоднократно описывалось в радиоловительских ресурсах Интернет. К разъёму гарнитуры сотового телефона пристыковывается выносной микрофон, устанавливается режим автоподнятия трубки, вынимаются все лишние детали (дисплей, клавиатура, динамики, буберы и т. д.), резервируется питание сетью 220В, и всё это скрытно устанавливается в контролируемое помещение. В результате мы имеем устройство, которое можем активировать в любой момент с любого телефона, в любой точке земли, и прослушать аудиоинформацию из контролируемого помещения, при этом демаскирующих устройств факторов минимум, так как радиосигнал телефона надёжно «прикрывается» работой

большого количества мобильных телефонов данного стандарта. Стоимость недорогого телефона меньше 100\$, специальный приёмник не нужен, удобство пользования очевидно, всё это делает применение таких устройств весьма привлекательным для ведения радиоразведки.

По типу питания радиозакладки можно разбить на два основных класса: с автономным питанием (закладки имеют ограниченный ресурс продолжительности работы) и с сетевым питанием (неограниченный ресурс времени работы). Иногда можно встретить маломощные закладки с аккумуляторным источником питания и подзарядкой от солнечных батарей, продолжительность работы таких устройств практически неограничена.

По типу включения радиозакладки можно распределить следующим образом: постоянно действующие закладки, закладки с системой акустопуск, закладки с дистанционным включением. Понятно, что постоянно действующие закладки имеют самый маленький ресурс работы без замены питания, система акустопуск позволяет заметно увеличить время работы, дистанционное управление позволяет использовать закладку до нескольких месяцев.

Внешний вид закладок приёмников, их краткие характеристики приведены в иллюстрации.

В заключение раздела, несколько слов о перехвате информации с помощью регистрации побочных электромагнитных излучений. Лет восемь назад широко обсуждался опыт по перехвату изображения с дисплея персонального компьютера с помощью доработанного чёрнобелого телевизора «Шилялис» на расстоянии в несколько сотен метров. Конечно, с тех пор защита от излучений мониторов повысилась, но и аппаратура перехвата побочных электромагнитных излучений тоже не стояла на месте. Поэтому этот наглядный пример должен и сейчас заставить задуматься о перехватах информации таким способом. Побочные электромагнитные излучения возникают при работе любой оргтехники вследствие образования высокочастотных гармоник при обработке сигнала. Эти гармоники в радиочастотном диапазоне регистрируются с помощью приёмников и таким образом происходит доступ к обрабатываемой орг. техникой, информации.

## **ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА.**

П.П. Клименко, А.Е.Жаворонкова

*Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС*

Понятие частоты строго определено только для гармонических колебаний, бесконечно протяженных во времени. Сигналы, встречающиеся на практике, всегда финитны, и в подавляющем большинстве случаев не являются

гармоническими. В таких случаях целесообразно оперировать оценкой центральной («несущей») или «средней» частоты сигнала.

Существует алгоритмы оценки центра тяжести спектра во временной области, основанные на использовании имеющего одностороннюю спектральную плотность аналитического сигнала.

$$z(t) = x(t) + j\bar{x}(t),$$

Где  $\bar{x}(t) = H[x(t)]$  – преобразование Гильберта:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{\pi} \text{v. p.} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\xi)}{t - \xi} d\xi$$

Средне взвешенное по огибающей

$$A(t) = \sqrt{x^2(t) + \bar{x}^2(t)};$$

Значение мгновенной частоты может быть выражено через отношение  $\bar{x}(t)/x(t)$ :

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \left[ \arctg \frac{\bar{x}(t)}{x(t)} \right].$$

Таким образом, центр тяжести спектра может быть оценен по следующему алгоритму

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\|A\|^2} \int_0^T \omega(t) A^2(t) dt = \frac{1}{2\|x\|^2} \int_0^T x^2(t) \frac{d}{dt} \left( \frac{\bar{x}(t)}{x(t)} \right) dt \\ &= \frac{1}{2\|x\|^2} \int_0^T [x(t)\bar{x}'(t) - x'(t)\bar{x}(t)] dt \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\|x\|^2 = \int_0^T x^2(t) dx$  – квадрат нормы сигнала;

$T$  – интервал наблюдения.

Заменяем в (1) производные конечными разностями

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= x(t) - x(t - \tau)/\tau; \\ \dot{\bar{x}}(t) &= \bar{x}(t) - \bar{x}(t - \tau)/\tau; \end{aligned}$$

получим оценку средней частоты:

$$\tilde{\omega}_0 = \frac{1}{2\|x^2\|_\tau} \int_0^T [\hat{x}(t) * x(t - \tau) - x(t)\hat{x}(t - \tau)] dt, \quad (2)$$

Выражение может быть реализовано в виде структурной схемы, представленной на рисунке 1. , где обозначено:

ПГ – преобразователь;

$\Sigma$  – сумматор;

БКС – блок комплексного сопряжения;

X – множитель;

$\tau$ –линия задержки на время  $\tau$ .

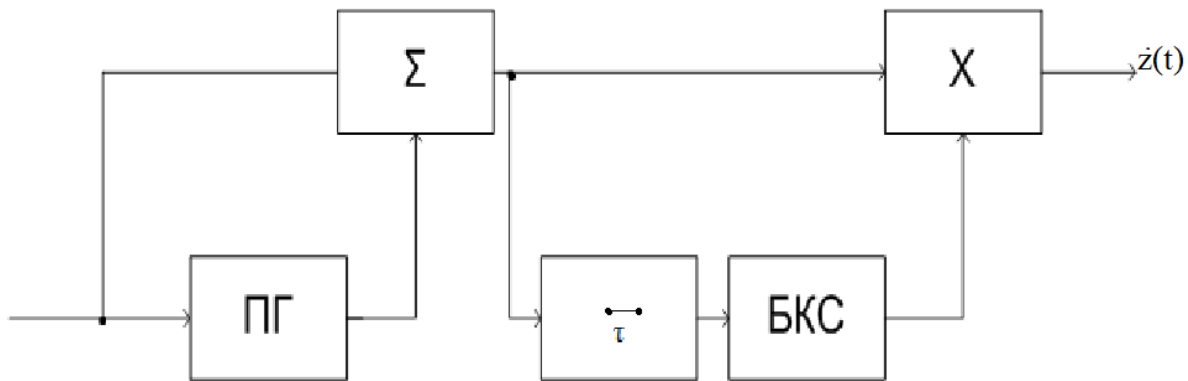


Рисунок 1 – Структурная схема.

Назовем это устройство комплексным преобразователем аналитического сигнала (КПАС).

На выходе устройства  $\dot{z}(t)$  имеем:

$$\dot{z}(t) = [x(t)x(t - \tau) + \hat{x}(t)\hat{x}(t - \tau)] + j[\hat{x}(t)x(t - \tau) - x(t)\hat{x}(t - \tau)] \quad (3)$$

Таким образом,  $\text{Im}\dot{z}(t)$  совпадает с выражением для мгновенной частоты в формуле (2). Запишем сигнал в квазигармонической форме

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (4)$$

где “полная” фаза сигнала определяется выражением

$$\phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t),$$

где  $\omega_0$  – средняя или начальная частота, а мгновенная частота

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (5)$$

Является функцией времени и соответствует частоте сигнала в данный момент времени с учетом (4) запишем выходной сигнал  $\dot{z}(t)$  на выходе КПАС

$$\dot{z}(t) = A^2(t) \cos[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)] + jA^2(t) \sin[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]$$

выполним преобразование

$$\begin{aligned} \arg \dot{z}(t) &= \arctg \frac{\text{Im} \dot{z}(t)}{\text{Re} \dot{z}(t)} = \varphi(t) - \varphi(t - \tau) = \omega_0 \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau) = \\ &= \frac{1}{\tau} \left[ \omega_0 \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau) \right], \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом выражения (6) совпадает с (5) .

Оценка средней частоты  $\hat{\omega}_0$  может быть получена

$$\hat{\omega}_0 = \int_0^T \arg \dot{z}(t) dt, \quad (7)$$

Таким образом, можно сделать вывод, о том, что оценка  $\hat{\omega}_0$  будет несмещенной, если сигнал имеет симметричный спектр.

Реализация алгоритма выражения (2) может быть осуществлена другим способом, как показано на рисунке 2.

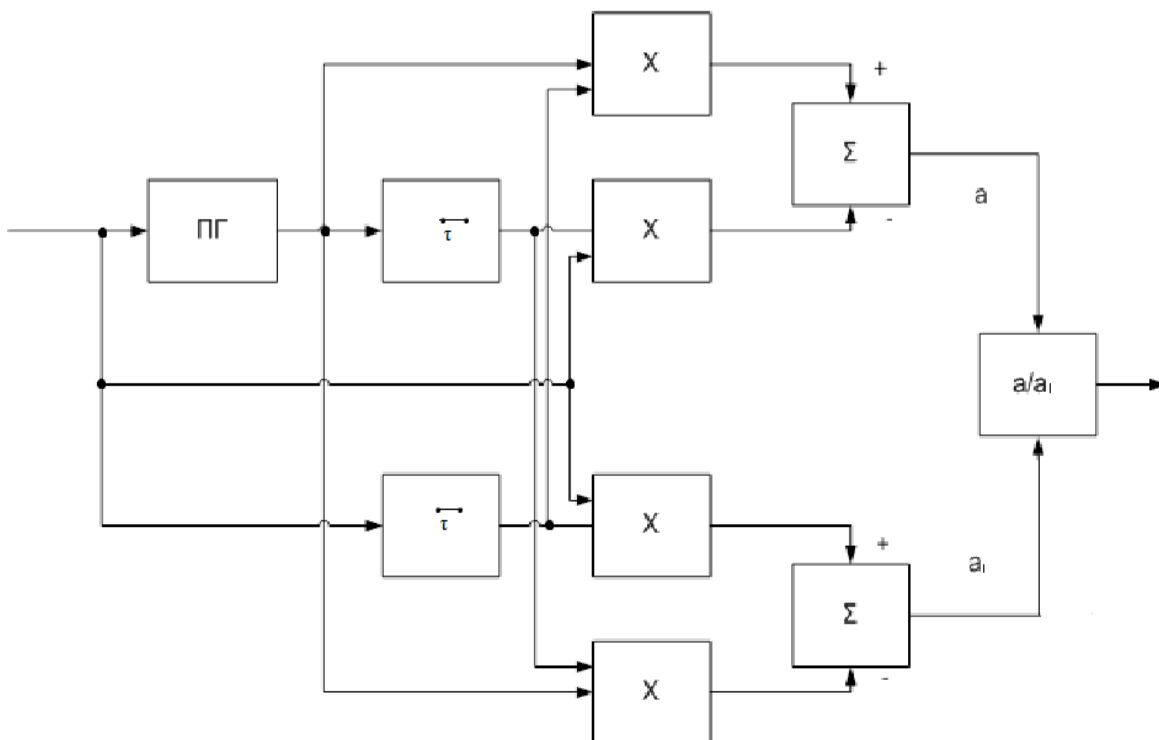


Рисунок 2– Структурная схема.

Выполненный анализ показал идентичность результатов преобразования сигналов.

Работоспособность рассмотренного метода для оценки средней частоты была проведена статистическим моделированием в пакете MATLAB. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.

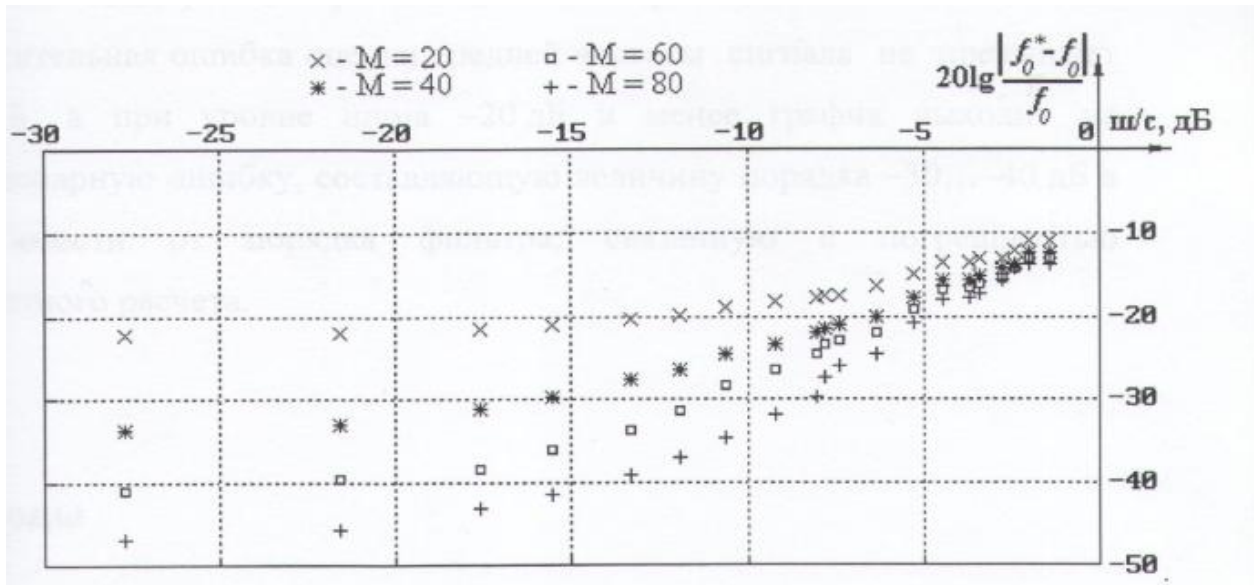


Рисунок 3 – Помехоустойчивость метода, использующего преобразование Гильберта при оценке средней частоты

На основе использования преобразования Гильберта возможно построение алгоритмов для измерения средней частоты спектра сигналов во временной области.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Френкс Л. «Теория сигналов». Москва:перевод на русский язык "Советское радио" 1974 г.

## ГЕНЕРАТОР ШУМА

Арарат Симонян

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета,*

Его необычное использование в современном мире не редко приходится бороться с различными родами помех.

В данной статье я предложу одну из интересных, на мой взгляд, использований генераторов шума. Белый шум — [стационарный шум](#),

спектральные составляющие которого равномерно распределены по всему диапазону задействованных частот. Примерами белого шума являются шум близкого водопада (отдаленный шум водопада — [розовый](#), так как высокочастотные составляющие звука затухают в воздухе сильнее низкочастотных), или шум [Шоттки](#) на клеммах большого сопротивления. Название получил от белого [света](#), содержащего электромагнитные волны частот всего видимого диапазона электромагнитного излучения.

В природе и технике «чисто» белый шум (то есть белый шум, имеющий одинаковую [спектральную мощность](#) на всех частотах) не встречается (ввиду того, что такой сигнал имел бы бесконечную мощность), однако под категорию белых шумов попадают любые шумы, спектральная плотность которых одинакова (или слабо отличается) в рассматриваемом диапазоне частот.

Иногда возникает необходимость делать большие помехи для ТВ и радиодиапазона. Все началось с интереса к футболу. Соседский телевизор не давал спокойно смотреть. То мыльные оперы, то новости первого канала. Все это не давало спокойно смотреть. Было решено разработать устройство, которое ставило бы помеху на соседский телевизор. За основу была взята схема «свиньи» (рис.1). Не много модернизировав, я получил то, что было нужно (рис.2)

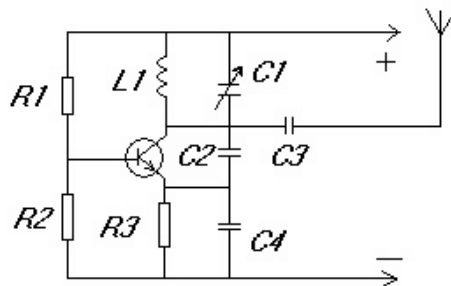


Рисунок 1

Параметры элементов следующие: R1 - 3.3k, R2 - 1.5k, R3 - 1.5k, C1 - 8...30 пФ (Подстроечный конденсатор) C2 - 5.1 пФ C3 - 5-10пФ (4.7 пФ), C4 - 56-69 пФ (27 пФ) VT1 - КТ368 L1 - катушка на каркасе 6 мм, 4 витка провода 0.5 мм Антенна 40 см многожильного провода Питание глушителя - 3 Вольта. Настройка производится подстроечным конденсатором и сдвигом-растяжением витков катушки.



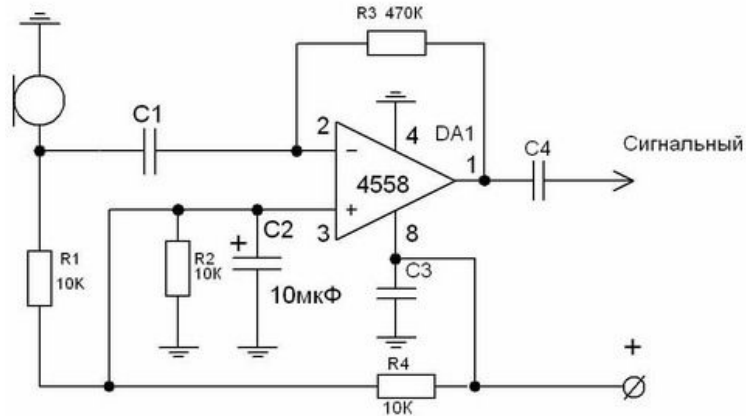


Рисунок 2

Объединив эти две схемы, я получил возможность не только глушить радиопередачи, но и передавать то, что я хочу. Получил следующие осциллограммы (рис.3)

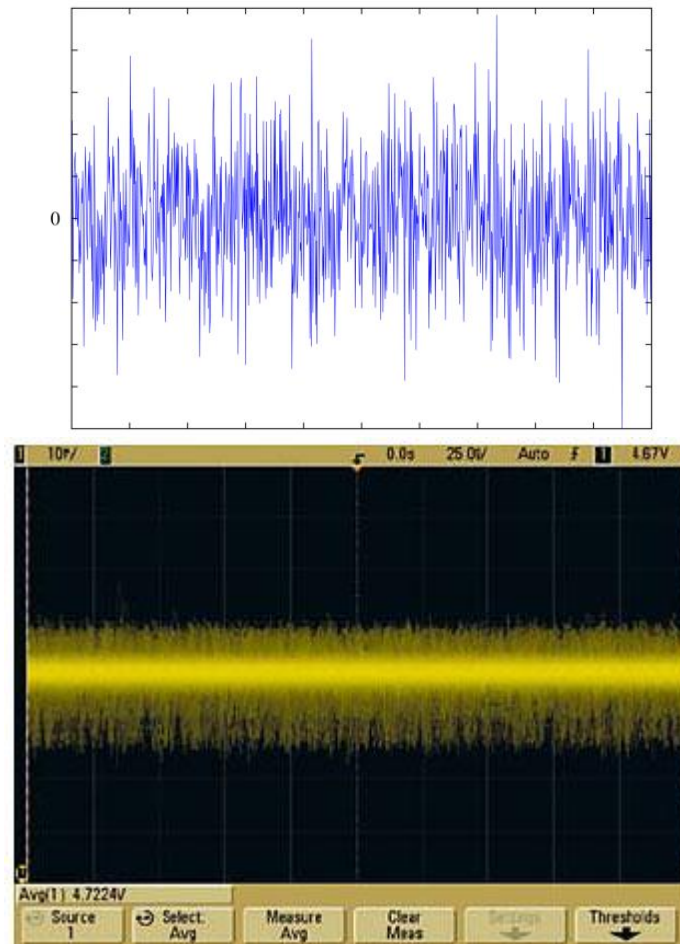


Рисунок 3

Из-за большого уровня шума отношение D= получилось маленьким. На экране телевизора мы видим следующую картину (рис.4)

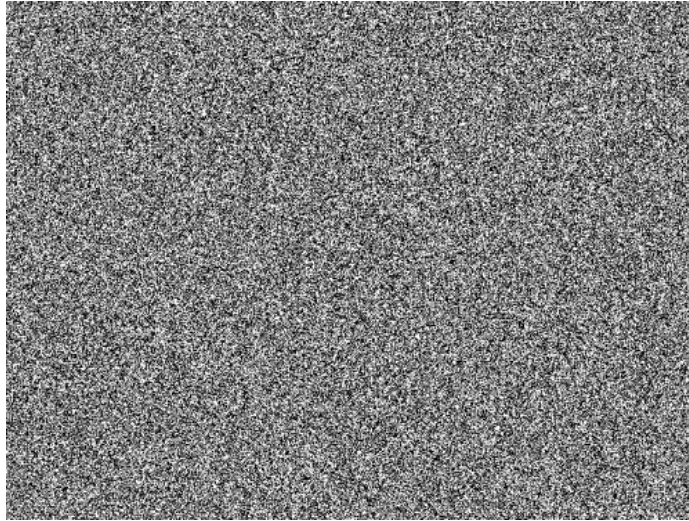


Рисунок 4

Достоинства устройства:

- Система работает на расстояние не более 50м. (не глушит другие, не интересующие телевизоры.)
- Устройство не требует наладки, и работает сразу после включения при заведомо исправных деталях
- Недостатки устройства:
- Отсутствие одновременной установки помехи на разные частотные каналы.
- Не стабильность частоты генерируемых помех.

*Выводы.* В ходе проделанной работы получил устройство способное ставить помехи на телевизионные каналы. Устройство хорошо проявило себя на частотах 1-ого канала (несущая частота звукового сопровождения — 56,25 МГц). Полностью перекрывая звук и видео изображение.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Кауфман М., Сидман А.* Практическое руководство по расчётам схем в электронике, Справочник. т.1. Под ред. Ф.Н. Покровского. Энергоатомиздат, 1991.
2. Справочная книга радиолюбителя-конструктора. Под ред Н.И. Чистякова.
3. Проектирование УУ под ред Н.В. Терпугова М. ВШ 1982.
4. *Атаев Д.И., Болотников В.А.* Функциональные узлы усилителей высококачественного воспроизведения. М. Радиосвязь 1984.
5. Расчет электронных схем/ Г.И. Изъюрова и др М. ВШ, 1987.
6. *Варакин Л.Е.* Бестрансформаторные усилители мощности. М. 6 Радио и связь. 1984.
7. *Шкритек П.* Справочное руководство по звуковой схемотехнике. М. Мир. 1991.

8. *Горошков Б.И.* Элементы радиоэлектронных устройств. Справочник. М.: Радио и связь. 1988.  
 9. СХЕМ.net

## ТЕПЛОВОЙ АВТОГЕНЕРАТОР ЗВУКА

Вадим Проценко

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

Для работы теплового автогенератора необходимо, чтобы максимум теплоподвода в систему происходил в момент наибольшего сжатия воздуха в ней. Это так называемый критерий Рэля существования тепловых автоколебаний. Попробуем на самом элементарном уровне разобраться в нем.

Представьте себе горизонтально расположенную трубу, в которой находится нагреватель, имеющий начальную температуру, превышающую температуру воздуха вне трубы. Очевидно, тяга внешнего воздуха в горизонтально расположенной трубе не может иметь места. Допустим, что нагреватель находится на расстоянии четверти длины трубы от ее левого конца, и столб воздуха в трубе совершает основное собственное колебание. Тогда в фазе сжатия температура воздуха в трубе несколько повышается и вместе с ней на небольшую величину  $\Delta T$  возрастает температура нагревателя, а в фазе разрежения температура нагревателя понижается примерно на такую же величину  $\Delta T$ . Вот и все — ничего интересного больше произойти не может, если не считать того, что воздух в трубе от работающего нагревателя прогреется и будет иметь несколько более высокую температуру, чем вне трубы. Таким образом, если в трубу не поступает внешний холодный воздух, то случайно возникшие звуковые колебания столба воздуха в трубе быстро затухнут, то есть совершать автоколебания система не сможет.

Чтобы облегчить дальнейшие рассуждения, будем считать, что через трубу по ее оси слева направо пропускается узкая струя внешнего холодного воздуха. Дойдя до нагревателя, холодный воздух струи нагревается и расширяется (рис. 2, а). Допустим теперь, что столб воздуха в трубе совершает звуковые колебания на основной собственной частоте, причем эти колебания происходят вне струи и не оказывают на нее непосредственного влияния.



Рисунок 1

При колебаниях столба воздуха в трубе, происходящих на основной собственной частоте, температура нагревателя также колеблется с той же частотой (стрелками показаны направления движения колеблющегося воздуха)

Тогда в фазе сжатия (рис. 2, б) температура нагревателя несколько повышается, и соприкасающийся с ним холодный воздух струи нагревается немного сильнее, так что своим увеличивающимся расширением усиливает сжатие. В фазе разрежения (рис. 2, в) нагреватель немного охлаждается, и расширение проходящего через него холодного воздуха струи уменьшается. Таким образом, в рассмотренном случае в системе имеется положительная обратная связь, которая, как мы знаем, при достаточной величине может привести к установлению автоколебаний.

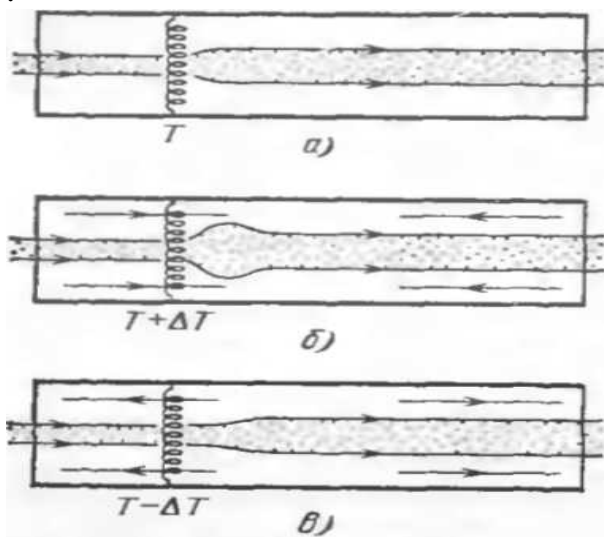


Рисунок 2

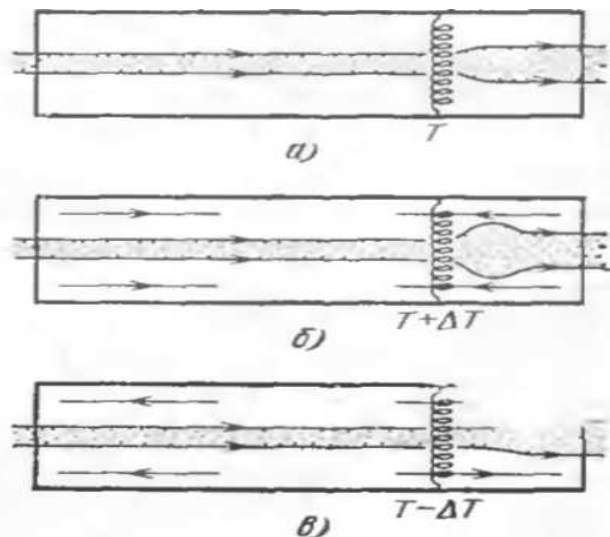


Рисунок 3

На рис. 2. продемонстрировано возникновение положительной обратной связи в тепловом автогенераторе (стрелками показаны направления движения колеблющегося воздуха). На рис. 3. показано возникновение отрицательной обратной связи в тепловом автогенераторе (стрелками показаны направления движения колеблющегося воздуха).

Если струя холодного воздуха входит в трубу по-прежнему слева, а нагреватель расположен на расстоянии четверти длины трубы от ее правого конца, то в системе имеет место отрицательная обратная связь

При отсутствии звуковых колебаний струя холодного воздуха соприкосновения с нагревателем расширяется, как показано на рис. 3, а. В фазе сжатия (рис. 3, б) расширение струи увеличивается и противодействует сжатию, а в фазе разрежения (рис. 3, в) струя расширяется меньше, и это опять-таки не способствует разрежению.

В реальной системе Рийке струя холодного воздуха заполняет весь объем трубы, но сущность происходящих при этом процессов, очевидно, остается такой же, как в рассмотренной упрощенной модели.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Майер В. В., Вараксина Е. И.* Ультразвук в учебных исследованиях. Издательский дом "Интеллект", г. Долгопрудный, 2011.
2. *Майер В. В.* Простые опыты со струями и звуком. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985.

## Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

УДК 004.056:061.68

### ИММУНОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПОЗНАВАНИЯ НЕЛЕГИТИМНЫХ ПРОЦЕССОВ В КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЕ

Ю.А. Брюхомицкий

*Россия, Таганрог, Факультет информационной безопасности Южного федерального университета*

*Предлагается формальная модель распознавания нелегитимных информационных процессов в компьютерной системе на основе искусственной иммунной системы. Модель основана на модифицированном алгоритме отрицательного отбора, в котором в формализованном виде воспроизводится свойство двойной пластичности иммунной системы, позволяющее за счет регулирования типа и числа детекторов повысить эффективность распознавания нелегитимных информационных процессов.*

*Мониторинг информационных процессов в компьютерной системе; искусственная иммунная система; алгоритм отрицательного отбора; формальная модель иммунологического механизма двойной пластичности.*

В последнее время специалистов по компьютерной безопасности все большее внимание привлекает перспектива использования для обнаружения вредоносных информационных процессов подходов и методов искусственных иммунных систем (ИИС) [1]. Объясняется это наглядными примерами феноменальных способностей иммунной системы организма эффективно регулировать свои взаимоотношения с внешней средой в сфере микробиологической безопасности. С позиций бионического подхода особую привлекательность представляет воспроизведение механизмов скоростной адаптации и реакции иммунной системы на негативные внешние воздействия.

Применение иммунологического подхода в сфере компьютерной безопасности ограничивается, как правило, наиболее распространенной иммунологической моделью, основанной на алгоритме отрицательного отбора (АОО) [2, 3], который в упрощенной форме отражает принцип распознавания «свой – чужой» в системе иммунитета [4]. Вместе с тем, «классический» АОО моделирует лишь одну первоначальную стадию сложного процесса формирования иммунного ответа. Более полный комплекс реакций иммунной

системы на чужеродные клетки получил название «двойной пластичности» [5-7].

В настоящей работе предпринята попытка формализовать задачу мониторинга информационных процессов в компьютерной системе (КС) по различению их на «свои» и «чужие» с использованием бионического подхода на основе АОО, модифицированного свойством двойной пластичности.

Пусть в КС в нормальном состоянии может протекать  $k = 1, 2, \dots, M$  легитимных информационных процессов  $P^k(t)$ , представляющих класс  $C^s$  «своих». В процессе функционирования компьютерной системы возможно появление нелегитимных информационных процессов  $P^u(t)$ , – представляющих класс  $C^u$  «чужих», которые создают потенциальную угрозу нарушения информационной безопасности КС.

На этапе обучения ИИС все легитимные информационные процессы  $P^k(t), k = \overline{1, M}$  представляются конечными последовательностями событий:  $P(t_i) = p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_{N_i}, i = \overline{1, N}$ , которые разбиваются на строки одинаковой длины, по  $l$  событий каждая. События, в свою очередь, представляются символами числовых значений  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$ , изменяющимися в некотором фиксированном диапазоне  $d = (\min a_i, \max a_i)$ . Числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$  этого диапазона кодируются  $m$ -разрядными двоичными кодами.

Следующим этапом является создание шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$ , ориентированных на применение АОО.

Ключевым механизмом АОО, моделирующим свойство аффинности клеток иммунной системы, является правило частичного соответствия при сопоставлении строк исследуемых процессов. Результат сопоставления строк с использованием этого правила определяются параметром аффинности  $r$ . Причем длина строк  $l$  не оказывает существенного влияния на результаты сопоставления строк. Поэтому при сопоставлении строк, информационные процессы можно структурировать, принимая  $l = r$  [8].

Пусть, например, для образования строк шаблона используется скользящее временное окно с шагом сдвига  $h$ , длиной  $r$  символов. Каждое такое окно будет представлять порцию из  $r$  событий последовательности  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$ .

В конечном итоге каждый информационный процесс  $P^k(t_i), k = \overline{1, M}, i = \overline{1, N_k}$  будет представлен целым числом строк  $n_k$ , которое определится выражением

$$n_k = \left\lfloor \frac{N_k - r}{h} + 1 \right\rfloor,$$

где  $[x]$  – пол функция числа  $x$ , (целая часть числа, образуемая путем округления  $x$  до ближайшего целого в меньшую сторону).

Пример формирования шаблона легитимного информационного процесса  $P^c(t_i)$  при  $l = r, r = 3$  и  $h = 2$  поясняет рис. 1.

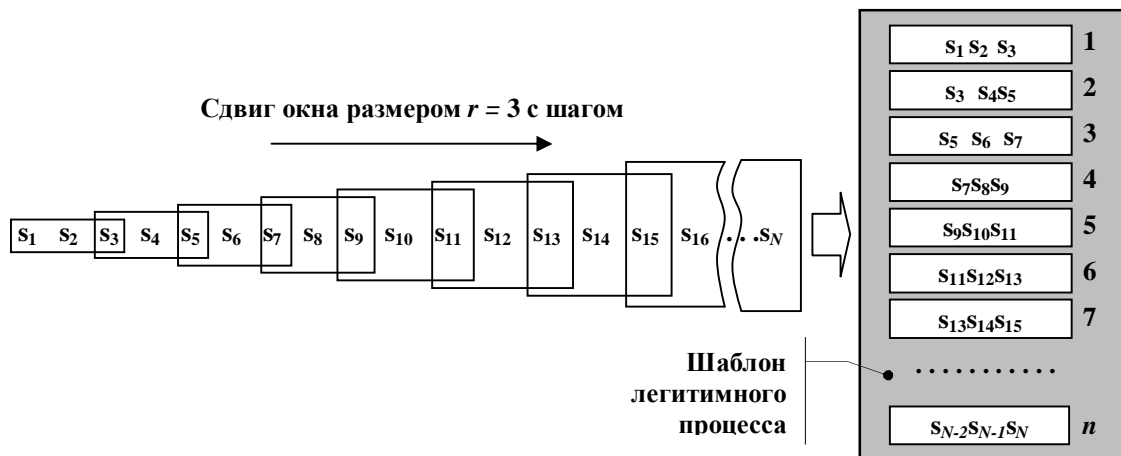


Рисунок 1– Пример формирования шаблона легитимного информационного процесса  $P^c(t_i)$  при  $r = 3$  и  $h = 2$

В указанном формате для всех легитимных процессов  $P^k(t), k = \overline{1, M}$  формируется набор шаблонов «своих»  $T^c = T_1^c, T_2^c, \dots, T_M^c$ . При этом каждый шаблон  $T_k^c, k = \overline{1, M}$  состоит из  $N_k$  строк по  $r$  символов.

Для обнаружения «чужих» информационных процессов  $P^u(t)$  вначале создается набор кандидатов в первичные детекторы  $D_1^1, D_2^1, \dots, D_{N_0}^1$ , которые генерируются случайно в том же формате, что и строки шаблонов «своих». Каждый образованный кандидат в первичные детекторы  $D_1^1, D_2^1, \dots, D_{N_0}^1$  поочередно сопоставляется со строками всех ранее сформированных шаблонов  $T^c = T_1^c, T_2^c, \dots, T_M^c$  легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$  по принципу частичного совпадения. При установлении факта частичного совпадения строк соответствующий кандидат в детекторы уничтожается. Оставшиеся после уничтожения строки образуют множество первичных детекторов  $D^1 = D_1^1, D_2^1, \dots, D_{N_0}^1$ , которые предназначены для распознавания «чужих».

На этом этапе предварительного обучения ИИС заканчивается. Подробное описание этого этапа представлено в работе [9].

В режиме мониторинга все порожденные в КС информационные процессы  $P(t)$  обоих классов  $C^c$  и  $C^u$  вначале приводятся к виду, аналогичному представлению шаблонов. Затем они контролируются на предмет аномалий путем непрерывного сопоставления составляющих их строк с первичными детекторами  $D^1 = D_1^1, D_2^1, \dots, D_{N_0}^1$ . В процессе мониторинга активация первичного детектора свидетельствует о появлении аномальной строки, – сочетания событий, которое отсутствовало в шаблонах  $T^c = T_1^c, T_2^c, \dots, T_M^c$  легитимных информационных процессов  $P^k(t), k = \overline{1, M}$ .



Схема формирования набора первичных детекторов приведена на рис. 2.

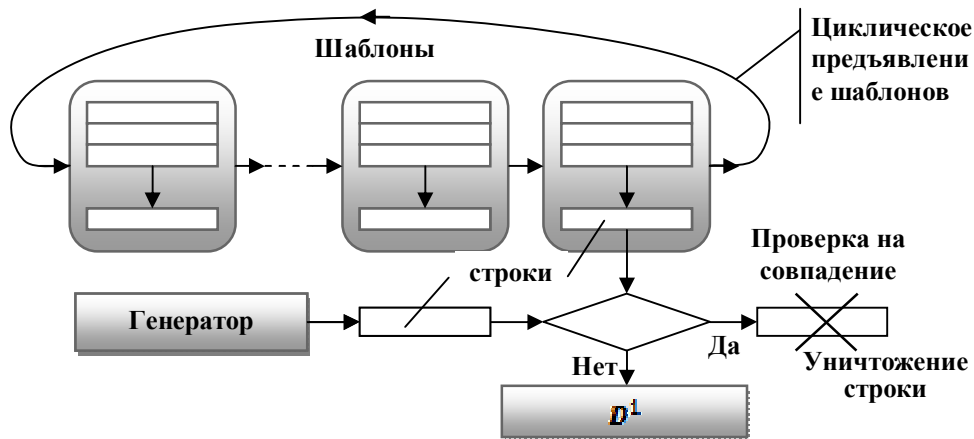


Рисунок 2– Схема формирования множества первичных детекторов

Схема мониторинга информационных процессов в КС приведена на рис.

3.

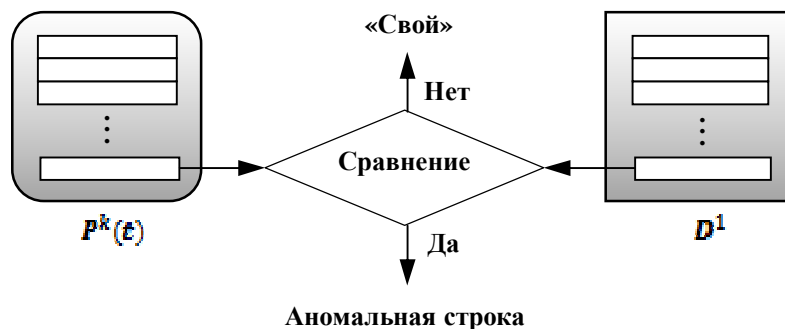


Рисунок 3 – Схема мониторинга информационных процессов в КС

Появление аномальной строки является предпосылкой для запуска процедуры принятия решения о вероятности присутствия в КС «чужого» информационного процесса. Реализация этой процедуры тесно связана с характером регистрируемых в процессе мониторинга событий безопасности, который, в свою очередь, зависит от вида приложения компьютерной безопасности:

- выявление неавторизованного использования информационных ресурсов;
- выявление атак на информационные системы;
- выявление аномалий в информационных процессах;
- поддержание целостности данных;
- подавление процессов распространения вредоносных программ;
- защита почтовых программ от спама;
- управление инцидентами информационной безопасности и др.

В тех случаях, когда события безопасности носят выраженный детерминированный характер, например, при контроле целостности данных, то принятие решения о присутствии в КС «чужого» может быть реализовано на основании активации одного или нескольких детекторов.

В большинстве приложений компьютерной безопасности события безопасности носят псевдослучайный характер. В этом случае принятие решения о присутствии в КС «чужого» должно основываться на статистических характеристиках картины активации детекторов. В простейшем случае статистическую вероятность присутствия в компьютерной системе «чужого» информационного процесса  $P^u(t)$  можно отразить частотой срабатывания детекторов

$$p[P^u(t)] \cong f = \frac{n^+}{n}, \quad (1)$$

где  $p[P^u(t)]$  – статистическая вероятность появления «чужого» информационного процесса  $P^u(t)$ ;

$n^+$  – число положительных исходов сравнений строк;

$n$  – общее число проведенных сравнений строк.

Принятие решения о присутствии в компьютерной системе «чужого» информационного процесса  $P^u(t)$  в этом случае может быть принято по факту превышения частоты  $f$  некоторого порогового значения  $f_n$ :

$$P(t) \equiv \begin{cases} P^c(t), & \text{если } f \leq f_n; \\ P^u(t), & \text{если } f > f_n. \end{cases}$$

При использовании в ИИС классического АОО со случайным принципом генерации детекторов, плотность распределения первичных детекторов можно приближенно считать равномерной. В то же время плотность распределения большинства событий безопасности в общем случае носит не равномерный характер. Поэтому в приложениях с псевдослучайным характером событий безопасности в идеале необходимо обеспечить соответствие законов распределения детекторов и событий безопасности, что в итоге позволит повысить степень обоснованности принятия правильного решения о присутствии в КС «чужого». Очевидно, что в большинстве приложений выполнить указанное соответствие априори невозможно. Вместе с тем, в динамику работы ИИС и, конкретно, в АОО возможно ввести механизмы адаптации, позволяющие сблизить плотности распределения детекторов и событий безопасности. В качестве прообраза одного из таких механизмов предлагается механизм двойной пластичности.

Первая фаза иммунологического механизма двойной пластичности состоит в следующем. Когда в организме появляется чужеродная клетка –

антиген, только малая часть лимфоцитов способна к его распознаванию, что стимулирует процессы размножения и дифференцировки лимфоцитов, приводящие к образованию клонов идентичных клеток (антител). Образование клона формирует многочисленную популяцию специфичных к антигену антител. Взаимодействие клона образованных антител с антигеном приводит к уменьшению концентрации и антител и антигена.

Рассмотрим формальную модель «классического» АОО, имитирующего первую фазу иммунологического механизма двойной пластичности.

Пусть при мониторинге очередное сравнение текущей строки  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_l$  событий  $p_1, p_2, \dots, p_l$  информационного процесса  $P(t_i)$  с первичным детектором  $D_k^1$  дает положительный результат, свидетельствующий о появлении аномальной строки. Такое событие, в свою очередь, вызывает подозрение о присутствии в КС «чужого» –  $P^*(t)$ , которое следует воспринимать как требующую проверки гипотезу о наличии в КС «чужого».

Согласно принятого в АОО принципу частичного совпадения две строки совпадают тогда и только тогда, когда они идентичны в  $r$  смежных позициях. Следовательно, в строке  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_l$  информационного процесса  $P(t_i)$  всегда можно идентифицировать группу из  $r$  смежных символов ответственную за активацию первичного детектора  $D_k^1$

$$G_j = s_{1+\Delta}, s_{2+\Delta}, \dots, s_{r+\Delta},$$

где  $i = 1, 2, \dots, r$  – номер позиции символа в строке  $S_j$ ;

$(i + \Delta)$  – номер позиции символов в группе  $G_j$ ;

$\Delta$  – величина сдвига между начальным номером позиции символа в строке  $S_j$  и начальным номером позиции символа в группе  $G_j$ ).

Если появление аномальной строки  $S_j$  не является случайной флуктуацией, то на временной оси контролируемого информационного процесса с большой вероятностью возможно появление и других аномальных строк с той же группой смежных символов  $G_j$ , но в различных позициях строк. Вместе с тем, детекторов с аффинностью активированного детектора  $D_k^1$  может оказаться недостаточно для подтверждения или опровержения гипотезы о наличии в КС «чужого» на основе подсчета частоты активации детекторов.

Для повышения достоверности проверки гипотезы о присутствии в КС «чужого» предлагается временно повысить плотность распределения детекторов с аффинностью детектора  $D_k^1$ . Достичь этого можно путем дополнительной генерации группы вторичных детекторов  $D_{N_0}^2$  с аффинностью активированного детектора  $D_k^1$ .

При условии, что проверка строк на частичное соответствие проводится только в соответствующих смежных позициях, вторичные детекторы  $D_{N_0}^2$  предлагается формировать по следующему алгоритму:

1. В строке  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_l$  информационного процесса  $P(t_i)$ , вызвавшей активации первичного детектора  $D_k^{(1)}$ , идентифицируется соответствующая группа из  $r$  смежных символов  $G_k = s_{1+\Delta}, s_{2+\Delta}, \dots, s_{r+\Delta}$ .

2. Запускается процесс генерации кандидатов во вторичные детекторы  $D_{N_0}^2$  путем сдвига группы  $G_k$  вдоль строки  $S_j$ . Первоначальное положение группы  $G_k$  может быть, например, начиная с первой позиции строки. Затем осуществляется сдвиг группы  $G_k$  вдоль строки  $S_j$  слева-направо как скользящего окна с заполнением остальных позиций строк случайными значениями  $\xi_i$  в заданном диапазоне значений  $d$ . При каждом сдвиге группы  $G_k$  порождается новый кандидат во вторичные детекторы  $D_{N_0}^2$ .

В простейшем случае процесс генерации кандидатов во вторичные детекторы может ограничиваться сдвигом вдоль одной аномальной строки  $S_j$ . В этом случае число кандидатов во вторичные детекторы определится выражением

$$N_0^2 = \left\lfloor \frac{l-r}{h} + 1 \right\rfloor,$$

где  $[x]$  – пол функция числа  $x$ , (целая часть числа, образуемая путем округления  $x$  до ближайшего целого в меньшую сторону). Число  $N_0^2$  включает в себя и активированный первичный детектор.

Для коротких строк целесообразно принять  $h = 1$ . В этом случае  $D_{N_0}^2 = [l - r + 1]$ .

Пусть, например, строка входного сигнала  $S_j = 3 \ 11 \ 5 \ 10 \ 15 \ 20 \ 7 \ 2$  содержит группу  $r$ - смежных символов ( $r = 3$ ):  $G_k = 10 \ 15 \ 20$ , которая вызвала активацию первичного детектора вида  $D_k^{(1)} = 8 \ 14 \ 5 \ 10 \ 15 \ 20 \ 13 \ 2$ . Группа  $G_k$  используется как скользящее окно в строке символов детектора  $D_k^{(1)}$ . При этом остальные позиции строки заполняются случайно в заданном диапазоне значений  $d = 0 - 20$ . Принцип образования вторичных детекторов поясняет рис. 4.

В этом примере плотность распределения вторичных детекторов заданной аффинности возрастет с одного до пяти. Это позволит существенно увеличить вероятность обнаружения «чужого» информационного процесса с аналогичной аффинностью своих строк.

При необходимости более существенно повысить плотность распределения детекторов заданной аффинности генерация кандидатов во вторичные детекторы может быть циклической, с циклом кратным длине

строки  $l$ . При этом остальные позиции строки детекторов также заполняются случайными значениями  $\xi_i$  в заданном диапазоне значений  $d$ .

При циклической генерации число кандидатов во вторичные детекторы увеличится в  $l$  раз:

$$N_0^2 = l \cdot \left[ \frac{l-r}{h} + 1 \right].$$

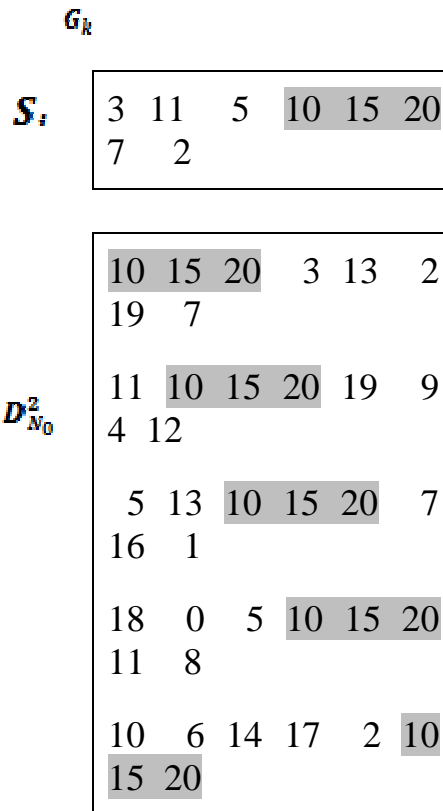


Рисунок 4– Принцип образования вторичных детекторов

3. Как и при создании первичных детекторов, каждый образованный кандидат во вторичные детекторы  $D_{N_0}^2$  поочередно сопоставляется со строками всех ранее сформированных  $k = \overline{1, M}$  шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$  по принципу частичного совпадения в  $r$  смежных позициях. При установлении факта такого совпадения соответствующий кандидат уничтожается. После сопоставления и возможного уничтожения образуется множество вторичных детекторов  $D^2$ , которые временно пополняют набор первичных детекторов  $D^1$ .

Схема формирования вторичных детекторов  $D^2$ , реализующая описанный выше алгоритм показана на рис. 5.

После формирования вторичных детекторов режим мониторинга КС возобновляется. Увеличение плотности распределения детекторов  $D$  с

аффинностью обнаруженной аномальной строки  $S_j$  позволит теперь (в соответствии с выражением (1)) с более высокой достоверностью принять или отвергнуть гипотезу о присутствии в КС «чужого» информационного процесса.

В случае принятия гипотезы все выявленные измененные строки считаются принадлежащими нелегитимному информационному процессу  $P^u(t)$  и в соответствии с принятой в КС политикой безопасности должны быть приняты меры по изоляции или ликвидации процесса  $P^u(t)$ . Если гипотеза будет отвергнута, то никаких мер в отношении информационного процесса, с измененной строкой  $S_j$  не принимается.

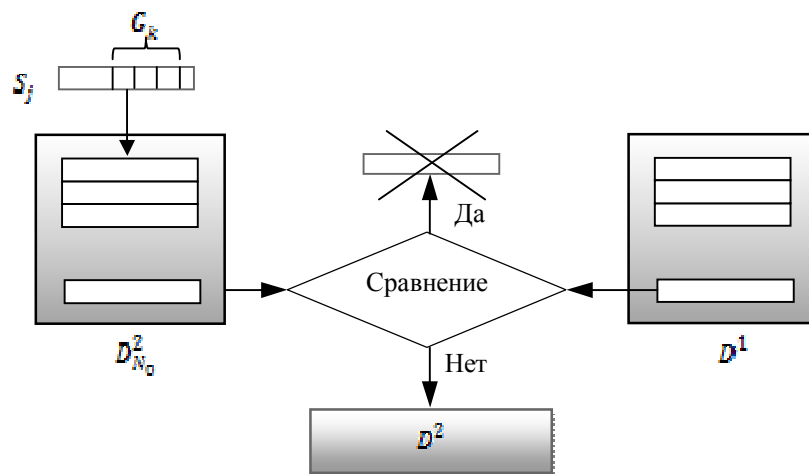


Рисунок 5 – Схема формирования вторичных детекторов  $D^2$

Если гипотеза подтвердилась, то вторичные детекторы  $D^2$ , позволившие выявить «чужого», становятся специфицированными на обнаружение конкретного информационного процесса  $P^u(t)$ . Если же гипотеза не подтвердилась, то созданные в большом количестве вторичные детекторы  $D^2$  окажутся бесполезными для последующего мониторинга КС. Со временем это приведет к неограниченному росту в ИИС общего числа детекторов  $D$ , что недопустимо. Для поддержания числа детекторов  $D$  на некотором эффективном уровне наряду с механизмом размножения детекторов, очевидно, необходим какой-то встречный механизм разумного их сокращения. В иммунной системе такое регулирование реализуется во второй фазе механизма двойной пластичности.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-07-00081-а

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Искусственные иммунные системы и их применение / Под ред. Д. Дасгупты. Пер. с англ. под ред. А.А. Романюхи. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 344 с.

2. *Forrest S., Perelson A.S., Allen L., Cherukuri R.* Self-nonsel discrimination in a computer // In: Proc. of IEEE symposium on research in security, Oakland, CA, 16-18 May 1994. P. 202-212.

3. *Dasgupta D., Forrest S.* Tool breakage detection in milling operations using a negative-selection algorithm // Technical report CS95-5, Department of computer science, University of New Mexico, 1995.

4. *Percus J.K., Percus O., Perelson A.S.* Predicting the size of the antibody combining region from consideration of efficient self/non-self discrimination // PNAS. 1993. V. 60. P. 1691-1695.

5. *Jerne N.K.* Towards a network theory of the immune system // Ann. Immunol. (Inst/ Pasteur). 1974. V.125C. P. 435-441.

6. *Bersini H., Varela F.* The immune learning mechanisms: Recruitment reinforcement and their applications // Computing with biological metaphors (Ed/ R/ Patton). L.: Chapman and Hall, 1994.

7. *Брюхомицкий Ю.А.* Предпосылки создания моделей компьютерной безопасности на принципах функционирования иммунных систем / Изв. ЮФУ. Технические науки. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – №1. – С. 159-165.

8. *Брюхомицкий Ю.А., Гончаров С.Б.* Модификации иммунологического алгоритма отрицательного отбора для систем компьютерной безопасности / Материалы Всероссийской научной конференции «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («Системотехника 2012»). <http://rts.tti.sfedu.ru/>. – Таганрог, 2012. – С. 126-136.

9. *Брюхомицкий Ю.А.* Мониторинг информационных процессов методами искусственных иммунных систем / Изв. ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – №12. – С. 82-90.

УДК 681.324

## ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННОЙ ИММУННОЙ СИСТЕМЫ

Ю.А. Брюхомицкий

*Россия, Таганрог, Факультет информационной безопасности Южного федерального университета*

*Рассматриваются вопросы обеспечения компьютерной безопасности на основе использования искусственной иммунной системы (ИИС). Предлагаются подходы к построению адаптивной самоорганизующейся ИИС, основанные на использовании различных механизмов формирования и регулирования численности детекторов. В ИИС воспроизводятся свойства параметрической*

*и структурной пластичности. В отличие от известных ИИС проявляет присущий живой иммунной системе комбинированный характер функционирования: экзогенный в части защиты от внешних нарушителей и эндогенный в части обеспечения постоянства и целостности внутренней среды и поддержания механизмов внутренней коммуникации.*

На технологии построения современных информационных систем сильное влияние оказали результаты биологических исследований живых организмов. В настоящее время это влияние представлено широким арсеналом методов и средств искусственного интеллекта, которые занимают все более прочные позиции в информатике, кибернетике, информационной безопасности. В первую очередь, это касается аппарата искусственных нейронных сетей, а также эволюционных и генетических алгоритмов, которые во многих случаях позволили кардинально изменить подходы к проектированию информационных систем. В конце прошлого века искусственный интеллект пополнился еще одной технологией, заимствованной из биологических исследований, – искусственными иммунными системами (ИИС) [1]. Однако, в отличие от искусственных нейронных сетей, эволюционных и генетических алгоритмов, ИИС пока не заняли прочного места в современных информационных технологиях. По мнению специалистов в этой области [1-3] это объясняется тем, что ИИС в своем нынешнем виде воспроизводят лишь самые общие принципы защиты организма от микробиологической опасности, что, в конечном итоге, дает мало новых практических результатов при построении технических систем. Для получения более ощутимых результатов, возможно, следует рассматривать иммунную систему не только и не столько как систему защиты, а как самоотжествляющуюся систему, которая в условиях постоянного контакта с внешней средой подвергается постоянной внутренней реорганизации на структурном и параметрическом уровнях [2-7]. Параметрическая пластичность обеспечивается механизмом адаптации, позволяющего системе в ходе выполнения текущей задачи изменять параметры функционирования для повышения ее эффективности. Структурная пластичность дает системе новые возможности для адаптации. В системах взаимодействующих элементов она сводится к способности добавления новых и исключения уже имеющихся элементов. Эти два разных способа адаптации органично связаны и используются в одной системе. Иммунологи называют это свойство иммунной системы двойной пластичностью.

Важной особенностью иммунной системы, отличающей ее от технической системы, является различие причин проведения внутренних изменений. В технических системах изменения, как правило, носят экзогенный характер, являясь результатом взаимодействия с внешней средой. В иммунной системе изменения осуществляются на внутрисистемном уровне, и напрямую не зависят от внешних воздействий. Экзогенный характер иммунной системы



проявляется лишь как системы защиты от внешних нарушителей. Именно эта сторона иммунной системы и воспроизводится, как правило, в ИИС, применяемой в сфере информационной безопасности. В то же время, взгляд на иммунную систему как на самоотождествляющуюся [3-7], функция которой состоит в поддержании некоторых механизмов внутренней коммуникации и обеспечении постоянства внутренней среды, свидетельствует об эндогенном характере ее функционирования.

Так, или иначе, желание получить от ИИС существенно более значительные результаты в инженерной практике и, в том числе, в сфере информационной безопасности, связано с комплексным подходом, включающим воспроизведение в ИИС как экзогенных, так и эндогенных принципов функционирования на основе моделирования свойств двойной пластичности. Первоначальные попытки моделирования этих свойств в ИИС, ориентированных на компьютерную безопасность, были уже предприняты в работах [8-10]. В настоящей работе рассматриваются новые подходы к моделированию свойства двойной пластичности в задачах, использующие различные методы формирования и регулирования численности детекторов.

В компьютерной системе (КС) в разные моменты возможно присутствие двух видов информационных процессов: легитимных («своих») и нелегитимных («чужих»), представляющих потенциальную угрозу нарушения информационной безопасности. Число «своих» информационных процессов  $P^k(t)$  определено и фиксировано:  $k = 1, 2, \dots, M$ . В ходе функционирования КС возможно появление «чужих» информационных процессов –  $P^q(t)$ . Задача АСИИС состоит в своевременном обнаружении процессов  $P^q(t)$ .

## 1. Фаза предварительного обучения АСИИС

1.1. Специальное иммунологическое представление и кодирование информационных процессов. Все информационные процессы  $P(t)$ , протекающие в компьютерной системе, как «свои», так и «чужие» представляются конечными последовательностями событий:  $P(t_i) = p_1, p_2, \dots, p_U, \dots, p_N, i = \overline{1, N}$ . При этом  $k = \overline{1, M}$  легитимным процессам будет соответствовать совокупность конечных последовательностей  $P^k(t_i), i = \overline{1, N_k}$ . Конкретный вид представления и кодирования отдельных событий  $p_1, p_2, \dots, p_U, \dots, p_N$  процессов  $P(t_i)$  определяется приложением. В большинстве приложений информационной безопасности события  $p_1, p_2, \dots, p_U, \dots, p_N$  процесса  $P(t_i)$  могут быть представлены символами  $a_1, a_2, \dots, a_U, \dots, a_N$  некоторого алфавита  $A$ , кодирующими эти события в числовой форме. Количество символов  $d$  алфавита  $A$  соответствует диапазону изменения чисел в каждой позиции последовательностей  $a_1, a_2, \dots, a_U, \dots, a_N$ , а, следовательно, – перечню всех возможных событий процессов  $P(t_i)$ .

Числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_U, \dots, a_N$ , кодирующие события процессов  $P(t_i)$ , в большинстве приложений компьютерной безопасности могут быть

представлены действительными числами, нормированными к фиксированному диапазону  $d = (\min a_i, \max a_i)$ , определяемому приложением.

Ключевой операцией в системе мониторинга информационных процессов является сопоставление символов процессов, представленных символами  $a_1, a_2, \dots, a_N$  по принципу частичного совпадения. Для ее реализации диапазон  $d$  удобно представлять  $m$ -разрядным двоичным кодом, позволяющим закодировать  $2^m$  чисел от 0 до  $2^m - 1$ . При этом весь диапазон  $d = (\min a_i, \max a_i)$  будет содержать  $2^m - 2$  интервалов. Соответственно размер интервала равен  $d = (\max a_i - \min a_i) / (2^m - 2)$ . В таком случае величина  $a_i$ , изменяющаяся в диапазоне  $\min a_i \leq a_i \leq \max a_i$ , где  $\max a_i = \min a_i + (2^m - 2) \cdot d$ , может быть отнесена к одному из интервалов  $d_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, (2^m - 2)$  всего диапазона  $d$  с абсолютной ошибкой  $di$  представлена двоичным кодом номера интервала  $d_j$ .

Более подробно принцип кодирования событий информационных процессов показан в работе [11].

1.2. Создание шаблона «своих». «Свои» информационные процессы  $P^k(t_i)$ ,  $k = \overline{1, M}$ ,  $i = \overline{1, N_k}$  регистрируются в системе путем формирования для каждого из них соответствующего шаблона. Для этого последовательности событий  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$  каждого информационного процесса  $P^k(t_i)$ , представленные символами  $a_1, a_2, \dots, a_{N_k}$  алфавита  $A$ , разбиваются на множества строк равной длины по  $l$  событий в каждой строке. Для образования строк используется скользящее временное окно длиной  $l$  символов с шагом сдвига  $h$  символов. Каждое такое окно будет представлять порцию из  $l$  событий последовательности  $p_1, p_2, \dots, p_{N_k}$ . В конечном итоге каждый легитимный информационный процесс  $P^k(t_i)$ ,  $k = \overline{1, M}$ ,  $i = \overline{1, N_k}$  будет представлен набором из  $n$  строк по  $l$  событий в каждой строке. Каждый  $k$ -набор задает ориентированный на применение в ИИС шаблон легитимного процесса  $P^k(t_i)$ .

По описанному принципу формируются шаблоны  $T^c = T_1^c, T_2^c, \dots, T_M^c$  для всей совокупности легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$ ,  $k = \overline{1, M}$ . При этом каждый шаблон  $T_k^c$ ,  $k = \overline{1, M}$  состоит из  $N_k$  строк по  $l$  символов.

1.3. Создание первичного набора детекторов «чужих». Для обнаружения «чужих» информационных процессов  $P^c(t)$  вначале создается набор кандидатов в первичные детекторы  $D_1^1, D_2^1, \dots, D_{N_0}^1$ . Кандидаты в первичные детекторы генерируются в виде строк длиной  $l$  символов. Числовые значения  $a_1, a_2, \dots, a_N$ , кодирующие события  $p_1, p_2, \dots, p_N$  информационных процессов  $P^c(t)$ , генерируется случайно с равномерным законом распределения в заданном диапазоне  $d$ . Каждый образованный кандидат в первичные детекторы  $D_1^1, D_2^1, \dots, D_{N_0}^1$  поочередно сопоставляется со строками всех ранее сформированных шаблонов  $T^c = T_1^c, T_2^c, \dots, T_M^c$  легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$  по принципу частичного совпадения. Создаваемый первичный детектор не должен совпадать ни с одной строкой всех  $k = \overline{1, M}$  имеющихся

шаблонов «своих». В соответствии с принятым в иммунологическом алгоритме отрицательного отбора (АОО) принципом частичного совпадения, две строки совпадают тогда и только тогда, когда они идентичны в  $r$  смежных позициях, где  $r$  – целочисленный параметр, выбираемый в зависимости от приложения.

Параметр  $r$  имитирует свойство аффинности иммунной системы – прочности связи между чужеродным агентом (антигеном) и антителом, вырабатываемым иммунной системой организма. В набор включаются только те первичные детекторы, аффинность которых по сравнению со строками эталонов  $k = \overline{1, M}$  меньше  $r$ .

При установлении факта частичного совпадения соответствующий кандидат в первичные детекторы уничтожается. Оставшиеся после уничтожения строки образуют множество первичных детекторов  $D^1 - D_1^1, D_2^1, \dots, D_N^1$ , которые предназначены для распознавания «чужих». Процесс создания первичных детекторов продолжается до тех пор, пока не будет сформировано их необходимое число  $N$ . На этом процесс обучения системы заканчивается. Число первичных детекторов  $N$  является важным параметром, определяющим основные характеристики АСИИС. Выбор этого параметра зависит от приложения и может быть реализован различными способами. Наиболее приемлемым представляется первоначальный ориентировочный расчет  $N$  для обеспечения желаемых характеристик приложения (точности и быстродействия), например, по схеме, приведенной в работах [11, 12], с последующим его уточнением  $N$  в процессе пробной эксплуатации АСИИС.

## 2. Рабочая фаза АСИИС

2.1. Распознавание «чужих». Все порожденные в КС информационные процессы  $P(t_i)$ ,  $i = \overline{1, N}$ , представленные в соответствии с п. 1.1 алгоритма, контролируются на предмет аномалий путем сопоставления входящих в них строк с детекторами. Активация детектора свидетельствует о появлении аномальной строки, т.е. такого сочетания событий, которое отсутствовало в шаблонах легитимных информационных процессов  $P^k(t)$ ,  $k = \overline{1, M}$ . Степень отклонения аномальной строки от шаблона «своего» определяется параметром аффинности  $r$ . Появление аномальной строки создает прецедент, свидетельствующий о возможной угрозе нарушения информационной безопасности.

Принятие решения о наличии или отсутствии в КС нелегитимных информационных процессов  $P^k(t)$  может быть реализовано по-разному в зависимости от характера приложения и принятой в КС политики безопасности. Представляется возможным использование двух типов правил принятия решения «жесткого» или «мягкого»:

- «жесткое» решающее правило: ответ «это – чужой» формируется сразу же после срабатывания любого детектора, что соответствует

обнаружению в неизвестном информационном процессе  $P^x(t)$  строки, отсутствующей в шаблоне легитимных информационных процессов;

- «мягкое» решающее правило: ответ «это – чужой» формируется при превышении частоты срабатывания детекторов некоторого порогового значения, что соответствует превышению в неизвестном информационном процессе  $P^x(t)$  допустимой частоты появления строк, отсутствующих в шаблоне легитимных информационных процесса.

Правила принятия решения фактически задают допустимое количество совпадений строк неизвестного процесса с детекторами. Превышение этого количества классифицирует неизвестный процесс  $P^x(t_j)$  как «чужой». Математическая формулировка этих правил приведена в работе [9].

2.2. Определение статуса детекторов. В течение рабочей фазы функционирования АСИИС каждый из первичных детекторов множества  $D^1 = D_1^1, D_2^1, \dots, D_N^1$  за период  $T$  своего функционирования с момента начала рабочей фазы  $t_0$  и до текущего момента  $t_i$  будет в разной степени участвовать в принятии решения «свой – чужой». Одни детекторы срабатывали чаще, другие срабатывали реже, третьи не срабатывали вообще. При каждом срабатывании того или иного детектора система принимала определенное решение: «свой» или «чужой».

Положим, что по окончании этапа 1.3 всем созданным первичным детекторам  $D^1$  в качестве начального присвоен нулевой статус  $S_{D_j^1} = 0, j = 1, 2, \dots, N$ .

Будем полагать, что в распоряжении АСИИС имеется система аудита, фиксирующая события безопасности, путем анализа которых апостериори можно установить достоверность принятых АСИИС решений «свой – чужой». Используя эту информацию, можно создать механизм управления статусом каждого детектора, функционирующий следующим образом.

*При использовании в системе «жесткого» решения.* Если по очередному прецеденту АСИИС приняла решение «это чужой», и это решение по данным аудита было правильным, то соответствующий сработавший первичный детектор  $D_j^1$  повышает свой статус на единицу:  $S_{D_j^1} = S_{D_j^1} + 1$ . Если по очередному прецеденту АСИИС приняла решение «это свой», и это решение по данным аудита было правильным, то соответствующий сработавший первичный детектор  $D_j^1$ , «ответственный» за это решение понижает свой статус на единицу:  $S_{D_j^1} = S_{D_j^1} - 1$ .

*При использовании в системе «мягкого» решения.* Изменение статуса производится по тому же принципу, но не одного первичного детектора  $D_j^1$ , а группе  $D_1^1, D_2^1, \dots, D_L^1$ , состоящей из  $L$  первичных детекторов, по результатам срабатывания которых было принято соответствующее решение:  $S_{D_k^1} = S_{D_k^1} \pm 1, k = 1, 2, \dots, L$ .

Результатом работы такого механизма будет динамический процесс, протекающий за период  $T$  рабочей фазы АСИИС, в котором определяются текущие значения статуса первичных детекторов в виде целых чисел со знаком, включая 0.

Теперь производится операция сортировки всех значений статуса  $S_{D_j^1}$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$  первичных детекторов от минимального до максимального. В случае возможных совпадений статуса нескольких первичных детекторов, они располагаются группой в порядке возрастания номера детектора  $j = 1, 2, \dots, N$ . В результате получим отсортированный по возрастанию статуса  $S_{D_\alpha^1}$  список первичных детекторов  $D_\alpha^1 = D_1^1, D_2^1, \dots, D_N^1$ ,  $\alpha = 1, 2, \dots, N$ . Пример списка отсортированных по статусу 100 первичных детекторов приведен на рис. 1, а гистограмма их распределения по статусу приведена на рис. 2.

Число первичных детекторов	0	1	3	4	6	50	10	9	7	5	5
Статус первичных детекторов	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5

Рисунок 1– Пример списка отсортированных по статусу 100 первичных детекторов



Рисунок 2 – Гистограмма распределения 100 первичных детекторов по статусу

**2.3. Установление границы «новизна/память».** Смысл функционирования АСИИС состоит в установлении и поддержании разумного баланса способностей:

- к обнаружению новых, ранее не встречавшихся «чужих»;



- к сохранению в памяти условий обнаружения уже встретившихся «чужих».

Обеспечение указанного баланса в АСИИС реализуется путем регулирования численности двух видов детекторов: тех, которые в процессе функционирования системы уже активировались и тех, которые еще не активировались. Первые реализуют иммунологическую память на ранее встретившихся «чужих», вторые создают потенциальную способность к обнаружению новых, ранее не встречавшихся «чужих».

При условии сохранения определенного уровня сложности и производительности системы, очевидно, что указанный баланс может обеспечиваться только на основе ограничения общей численности детекторов и поддержания ее на некотором постоянном уровне.

В таких условиях и ограничениях целесообразно для каждой конкретной реализации АСИИС априори установить желаемый баланс указанных способностей в виде границы «новизна/память» между числом детекторов двух видов. Тогда включение механизма «новизна/память» разделит функционирование системы в рабочей фазе на два последовательных этапа: предшествующий достижению границы и последующий после достижения границы.

2.4.1. Работа механизма «новизна/память» начинается после появления в списке первого детектора, обнаружившего «чужого» и повысившего свой статус, и продолжается в течение всей фазы функционирования системы.

На первоначальном этапе, предшествующем достижению границы «новизна/память» работа механизма «новизна/память» сводится к двум подэтапам, выполняемым в любой последовательности:

- генерируется новый, вторичный детектор, отличный от шаблонов «своих», аффинный к детектору с самым высоким статусом;
- выбирается и уничтожается детектор с самым низким статусом.

Пусть при мониторинге очередное сравнение текущей строки  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_l$  событий  $p_1, p_2, \dots, p_l$  информационного процесса  $P(t_i)$  первичным детектором  $D_k^1$  создает прецедент, свидетельствующий о возможной угрозе нарушения информационной безопасности.

Согласно принятого в АОО принципу частичного совпадения две строки совпадают тогда и только тогда, когда они идентичны в  $r$  смежных позициях. Следовательно, в строке  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_l$  информационного процесса  $P(t_i)$  всегда можно идентифицировать группу из  $r$  смежных символов ответственную за активацию первичного детектора  $D_k^1$

$$G_j = s_{1+\Delta}, s_{2+\Delta}, \dots, s_{r+\Delta},$$

где  $i = 1, 2, \dots, r$  – номер позиции символа в строке  $S_j$ ;

$(i + \Delta)$  – номер позиции символов в группе  $G_j$ ;

$\Delta$  – величина сдвига между начальным номером позиции символа в строке  $S_j$  и начальным номером позиции символа в группе  $G_j$ ).

При условии, что проверка строк на частичное соответствие проводится только в соответствующих смежных позициях, вторичный детектор  $D_k^2$  предлагается формировать по следующему алгоритму:

1°. В строке  $S_j = s_1, s_2, \dots, s_l$  информационного процесса  $P(t_i)$ , вызвавшей активации первичного детектора  $D_k^1$ , идентифицируется соответствующая группа из  $r$  смежных символов  $G_k = s_{1+\Delta}, s_{2+\Delta}, \dots, s_{r+\Delta}$ .

2°. Генерируется кандидат во вторичные детекторы  $D_k^2$  путем сдвига группы  $G_k$  вдоль строки  $S_j$  на некоторое число позиций с заполнением остальных позиций строки случайными значениями  $\xi_i$  в заданном диапазоне значений  $d$ .

3°. Как и при создании первичных детекторов, образованный кандидат во вторичные детекторы  $D_k^2$  поочередно сопоставляется со строками всех ранее сформированных  $k = \overline{1, M}$  шаблонов легитимных информационных процессов  $P^k(t_i)$  по принципу частичного совпадения в  $r$  смежных позициях. При установлении факта такого совпадения соответствующий кандидат уничтожается и заменяется новым. Процедура продолжается до появления нового вторичного детектора  $D_k^2$ , не совпадающего с шаблонами «своих». Новому вторичному детектору  $D_k^2$  присваивается нулевой статус, и он пополняет список первичных детекторов. Несмотря на то, что вторичный детектор имеет только нулевой статус, вероятность его активации на информационные процессы, близкие уже обнаруженному «чужому» при последующем функционировании системы будет повышена.

После удачного формирования вторичного детектора выбирается и уничтожается детектор с самым низким статусом.

Для рассмотренного примера уничтожается единственный детектор со статусом -4 (самый низкий статус) и появляется новый детектор с нулевым статусом, который пополняет соответствующую группу с 50 до 51. При этом число детекторов остается равным 100.

Со временем реализация первого этапа механизма «новизна/память» будет приводить к смещению рабочей точки в численности детекторов в направлении увеличения доли активированных детекторов, составляющих иммунологическую память на ранее обнаруженных «чужих», и уменьшения доли еще не активированных детекторов, составляющих, тем не менее, потенциальную возможность обнаружения новых «чужих».

Работа механизма «новизна/память» на последующем после достижения границы этапе также сводится к двум подэтапам, выполняемым в любой последовательности:

- генерируется новый первичный детектор, отличный от шаблонов «своих»;
- выявляется и уничтожается детектор с самым низким, не нулевым статусом.

Процедура генерации нового первичного детектора ничем не отличается от изложенной выше в п. 3.1. Назначение этой процедуры – увеличение численности первичных детекторов, с целью обновления способности системы к обнаружению новых, ранее не встречавшихся «чужих». Для компенсации роста численности новых детекторов соответственно уничтожается ранее активировавший детектор с самым низким статусом. Логика выбора последнего обусловлена тем, что по должен быть уничтожен самый плохой детектор из числа уже участвовавших в обнаружении «чужих».

Для рассмотренного примера число детекторов с нулевым статусом становится равным 52, а число детекторов со статусом -3 уменьшается на единицу.

Непрерывное функционирование АСИИС по описанной схеме со временем приведет к тому, что рабочая точка в соотношении численности детекторов достигнет заданной границы «новизна/память» и установится на ней окончательно.

Рис. 3 поясняет работу механизма «новизна/память» на последовательных стадиях структурной эволюции системы.

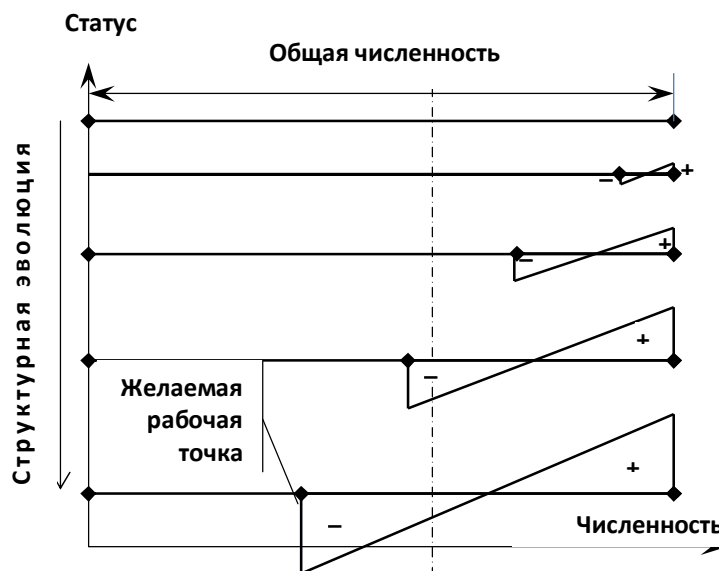


Рисунок 3 – Работа механизма «новизна/память» на последовательных стадиях эволюции системы

В конечном итоге функционирование такой АСИИС будут содержать черты как параметрической, так и структурной пластичности.



Параметрическая пластичность АСИИС реализуется на стадии предварительного обучения и заключается в выборе параметров:

- иммунологического представления и кодирования информационных процессов;

- реализации процедуры создания шаблонов;

- формирования и численности первичного набора детекторов «чужих».

Структурная пластичность АСИИС реализуется на стадии рабочего функционирования в «духе коллективизма»:

- выявление и замена слабейших элементов новыми;

- удаление лишних, бесполезных элементов;

- заполнение ниш, не занятых имеющимися элементами.

Таким образом, описанная АСИИС в отличие от известных ИИС проявляет искомый комбинированный характер функционирования: экзогенный в части защиты от внешних нарушителей и эндогенный в части обеспечения постоянства и целостности внутренней среды и поддержания механизмов внутренней коммуникации.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 12-07-00081-а

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Искусственные иммунные системы и их применение / Под ред. Д. Дасгупты. Пер. с англ. под ред. А.А. Романюхи. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 344 с.

2. *Bersini H., Varela F.* Hints for adaptive problem solving gleaned from immune networks // Proc. 1st Conf. on Parallel Problem Solving from Nature (Eds. Ft.-P. Schwefel, R. Manner). Springer-Verlag, 1990. P. 343-354.

3. *Bersini FI., Varela F.* The immune learning mechanisms: Recruitment reinforcement and their applications // Computing with biological metaphors (Ed. R. Patton). L.: Chapman and Hall, 1994.

4. *Detours V., Bersini H., Stewart J., Varela F.* Development of an idiotypic network in shape space // J. Theor. Biol. 1994. V. 170. P. 401-414.

5. *Lundkvist I., Coutinho A., Varela F., Holmberg D.* Evidence for a functional idiotypic network among natural antibodies in normal mice // Proc. Natl. Acad. Sci. 1989. V. 86. P. 5074-5078.

6. *Varela F., Coutinho A., Dupire B., Vaz N.* Cognitive networks: Immune, neural and otherwise. In: Theoretical Immunology, V. 2 (Ed. A. Perelson). SFI Series on the Science of Complexity. New Jersey: Addison Wesley, 1988. P. 359-375.

7. *Varela F.J., Coutinho A.* Second generation immune network // Immunol. Today. 1991. V. 12, №5. P. 159-166.

8. *Брюхомицкий Ю.А.* Предпосылки создания моделей компьютерной безопасности на принципах функционирования иммунных систем / Изв. ЮФУ. Технические науки. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – №1. – С. 159-165.

9. Брюхомицкий Ю.А. Модель искусственной иммунной системы с двойной пластичностью / Материалы XIII Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. I. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – С. 147-155.

10. Брюхомицкий Ю.А. Регулирование распознающих свойств искусственных иммунных систем с двойной пластичностью / Материалы XIII Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. I. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – С. 155-161.

11. Брюхомицкий Ю.А. Мониторинг информационных процессов методами искусственных иммунных систем / Изв. ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – №12. – С. 82-90.

12. Васильев В.И. Интеллектуальные системы защиты информации: учебное пособие. – М.: Машиностроение, 2010. – 163 с.

УДК 621.397

## **АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ ПРИ МОНИТОРИНГЕ РАДИООБМЕНА**

В.М. Федоров, Д.П. Рублев

*Россия, Таганрог, Факультет информационной безопасности Южного федерального университета*

*Введение.* Радиомониторинг имеет различные направления и задачи, среди которых автоматическое распознавание формата модуляции обнаруженного сигнала на промежуточной стадии между этапами обнаружения и демодуляции является одной из основных задач интеллектуального приемника, актуальной в различных гражданских и военных приложениях [1-3].

Очевидно, что без знания структуры передаваемых данных и характеристик принимаемого сигнала, а, следовательно, и без определения значений многих параметров приёмного тракта приемника, например, несущей частоты сигнала, фазы, информации о времени и т.д., идентификация вида и параметров модуляции является трудной задачей. Проблема идентификации становится более сложной в реальных сценариях с многолучевыми замираниями, частотно-селективными и изменяющимися во времени каналами. Данная проблема имеет место и при идентификации речевых сигналов среди множества каналов с цифровыми данными с целью автоматического определения местонахождения и обнаружения функционирующих радиозакладок. Применение средств радиомониторинга также позволяет выполнять поиск и локализацию потенциальных каналов утечки речевой

информации при воздействии акустическими средствами на оргтехнику или аппаратуру связи.

Комплексы радиомониторинга как правило обеспечивают выполнение следующих функций:

1. Изучение и фиксацию ряда параметров радиоэлектронной обстановки;
2. Обнаружение местонахождения передатчика радиосигнала;
3. Подавление каналов передачи обнаруженного сигнала, при помощи постановки помех на этой частоте;
4. Обнаружение телефонов сотовой связи, работающих в стандартах GSM и DECT;
5. Поиск в нескольких диапазонах одновременно, а также других функций.

Мониторинг, как правило, осуществляется постоянно с одной стороны — с целью выявления несанкционированной передачи речевых сигналов, с другой — для долговременного отслеживания электромагнитной обстановки и создания профилей активности. Таким образом, при данном мониторинге фактически происходит регистрация в той или иной форме любой активности в обрабатываемой комплексом полосе частот. Надо отметить, что помимо радиосообщений, содержащих речевую информацию, такой комплекс фиксирует целый ряд других сигналов: служебных, передач сигналов радиомодемов и других видов информации, что затрудняет анализ и выявление собственно речевых сообщений в общем потоке принятой информации.

Другим аспектом поиска речевых сообщений является маскирование их естественным или искусственно созданными помехами, что особенно актуально в низкочастотных областях используемого для радиопередачи диапазона.

*Цель работы.* Задачей данной работы является демонстрация возможности обнаружения речевых сообщений в общем потоке радиоинформации и их обнаружение на фоне помех

*Метод идентификации речевых сообщений.*

Промышленные пакетные радиомодемы - это узкополосные устройства передачи данных по каналу. В отличие от широкополосных сетей таких, как WiMAX, 3G и других, радиомодемы обеспечивают гораздо больший максимальный радиус приема, но меньшую скорость обмена данными. Передача данных осуществляется различными методами, так сигнал однотоновой передачи данных (TheSingleToneLinkElevenWaveform - SLEW) формируется на тональной частоте 1800 Гц. Спектр сигнала передачи показан на рисунке 1.

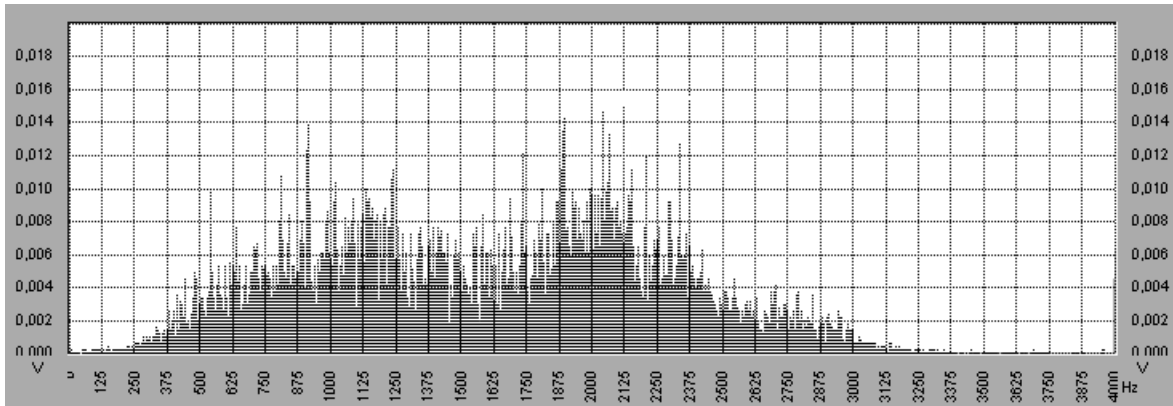


Рисунок 1 – Спектр сигнала однотоновой передачи SLEW

На рисунке 2 показан принятый сигнал после детектирования амплитудным детектором.

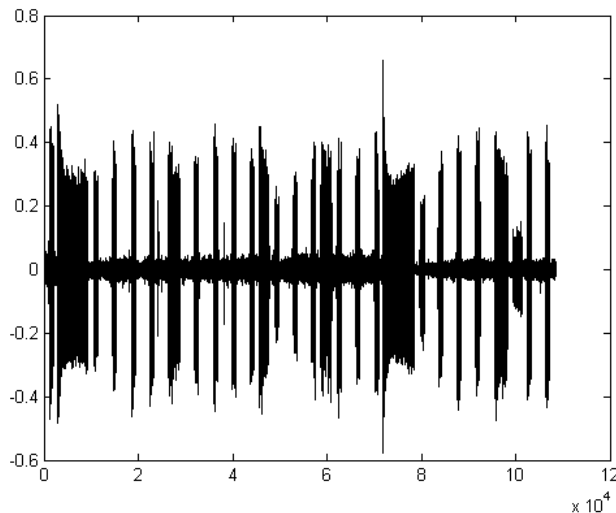


Рисунок 2 – Участок сигнала SLEW после амплитудного детектирования

Имеется большое количество стандартов передачи данных для радиомодемов, используемых для поддержания цифровой связи, например, [4-5]. Таким образом, приемником комплекса радиомониторинга одновременно принимаются как речевые сигналы, так и сигналы радиомодемов. На рисунке 3 показан речевой сигнал с амплитудной модуляцией после детектора. Сравнение рисунков 2 и 3 показывает сходство принятых сигналов, что препятствует идентификации на основе частотного критерия максимумов огибающей. Для идентификации речевого сигнала необходимо устройство обнаружения речевого сигнала.

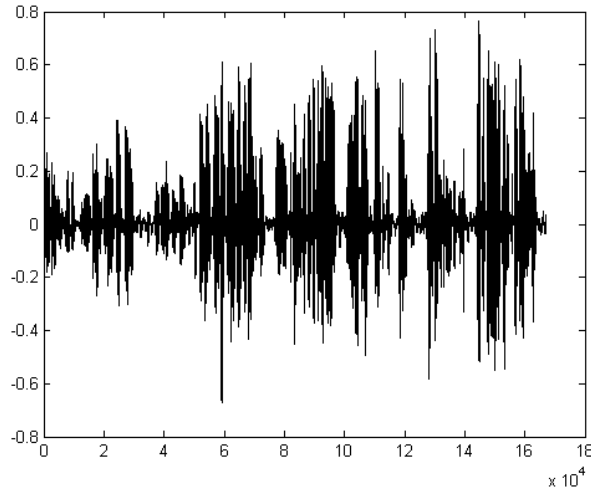


Рисунок 3 – Участок речевого сигнала после амплитудного детектирования

На данный момент системы автоматического распознавания речевого сигнала среди потоков цифровой информации, передаваемой по радиоканалам связи, практически отсутствуют. Известны устройства, предназначенные для определения акустического сигнала в многоканальных проводных линиях связи с целью определения факта работы одной из линий. Примененный метод основан на следующем принципе: устройство параллельно подключается к однопроводной телефонной линии, содержащее средство для определения контурного тока, возникающего в телефонной линии, средство сравнения выявленного значения контурного тока с хранящимся в памяти одноканальным значением, представляющим собой значение контурного тока, определенное для первоначального случая установления речевого канала в одном из средств связи.

Частично проблема решена в устройствах для определения наличия акустического сигнала в телефонном канале, основанном на методе определения сигналов тональной сигнализации в каналах связи. Однако в данном случае задача связана с определением речевого сигнала в каналах без тонального вызова.

Одним из методов идентификации речевого сигнала может служить наличие в сигнале основного тона [6], выделение которого является сложной технической задачей, особенно при наличии в канале помех, которые присутствуют в радиоканалах. Кроме того, при прохождении через детекторы радиоприемных устройств сигналов других типов цифровой связи, возникают сигналы сходные с сигналом основного тона. Данная проблема возникает при прохождении сигналов через любой вид детекторов, таких как амплитудный, частотный и других.

При распознавании диктора по голосу, в качестве признаков голоса диктора наибольшее распространение получили кепстральные коэффициенты,

вычисленные по коэффициентам линейного предсказания. Как показано в работах [6,7], они являются наиболее информативными и устойчивыми. Так, применение таких признаков, использовались для идентификации диктора по голосу [8].

Для обнаружения речевых сигналов в потоке информационных каналов были использованы кепстральные коэффициенты, вычисленные по коэффициентам линейного предсказания по методике, описанной в [9]. Для выделения значащих признаков принятый сигнал после амплитудного детектора сегментировался окнами Хэмминга размеров порядка 40 мс (512 отсчетов) с перекрытием 50%, согласно дисперсионному критерию, было выбрано 15 кепстральных коэффициентов в качестве признаков речевого сигнала. В качестве системы распознавания использовалась нейронная сеть на основе персептрона с двумя скрытыми слоями и одним нейроном в выходном слое.

Была создана база речевых и сигналов передаваемых в цифровом виде, содержащая порядка 100 видов сигнала. Как уже отмечалось, в качестве базовой архитектуры для системы распознавания используется персептрон. Нейронные сети данной архитектуры обучались методом RPROP. Для распознавания речевого канала сеть, обучалась на обучающих фрагментах принятой речевой информации, находящихся в базе, в качестве контрпримеров использовалась часть базы цифровых сигналов.

При распознавании речевого канала обученная нейронная сеть относит каждый предъявленный ей вектор данных к данным содержащих речевой сигнал. На рисунке 4 показаны степени достоверности отнесения участков тестовой фразы в зависимости от номера вектора данных для одного из дикторов. По оси  $X$  отложены номера векторов, а по оси  $Y$  степень принадлежности. Общая степень достоверности отнесения тестовой фразы к данному диктору вычисляется по всем векторам, подаваемым на вход сети. На рис. 4 показано распознавание участка речевого сигнала обученной нейронной сетью.

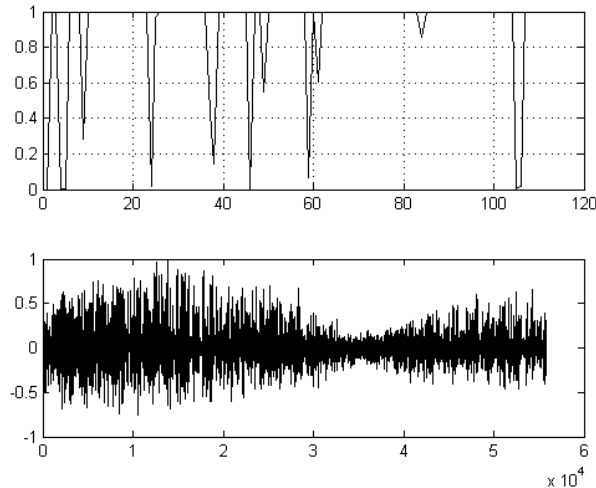


Рисунок 4 – Ответы нейронной сети при анализе участка сигнала, содержащего речевую информацию

Тестирование разработанного метода осуществлялось данными, не использовавшимися для обучения сети. Тестирования показало, что процент ложных пропусков составил порядка 0,5%, а ложных отказов меньше 1%, причем точность метода возрастала при увеличении длительности исследуемого сигнала.

Данный метод может использоваться в так называемом “когнитивном радио”, в котором одной из основных задач является детектирование неиспользуемых в текущий момент полос частот, переключение между свободными каналами без обрыва передачи данных и своевременное освобождение занятой полосы при появлении активности.

*Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-07-00674-а*

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Schlüter J., Sonnleitner R., Unsupervised feature learning for speech and music detection in radio broadcasts, - Proc. of the 15th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-12), York, UK, September 17-21, 2012.
2. Гурьянов И.О., Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом перспективных радиотехнологий.
3. Tian Z., Giannakis, Georgios B. A Wavelet Approach to Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios, - IEEE 2006.
4. <http://www.shoc.ch/protocols/articles/link-11.html>, LINK-11.
5. <http://www.princeton.edu/~achaney/tmve/wiki100k/docs/STANAG.html>, - TANAG.
6. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов: Пер. с англ./Под ред. М.В. Назарова, Ю.Н. Прохорова.– М.: Радио и связь, 1981.– 495 с.

7. Маркел Дж., Грэй А.Х. Линейное предсказание речи: Пер с англ./Под ред. Ю.Н. Прохорова, В.С. Звездина.– М.: Связь, 1980.– 308 с.

8. Юрков П.Ю., Бабенко Л.К., Федоров В.М. Метод формирования векторов признаков на основе акустической модели речевосприятия с использованием вейвлет-преобразования для системы распознавания речи.– Материалы VI Международной научно-практической конференции “Информационная безопасность”.– Таганрог: ТРТУ, 2004, с. 164-166.

9. Бабенко Л.К., Федоров В.М., Юрков П.Ю. Аутентификация диктора с использованием изменяемого множества ключевых слов. – Известия ТРТУ. Специальный выпуск. Материалы XLIX научно-технической и научно-методической конференции профессорско-преподавательского состава, аспирантов и сотрудников ТРТУ, Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. №1(36). 289с.

УДК 004.056:061.68

## **ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ ПО ВИБРОАКУСТИЧЕСКИМ ШУМАМ, ВОЗНИКАЮЩИМ ПРИ НАБОРЕ ПАРОЛЬНОЙ ФРАЗЫ НА КЛАВИАТУРЕ**

В.М. Федоров, Д.П. Рублев

*Россия, Таганрог, Факультет информационной безопасности Южного федерального  
университета*

Существующие методы биометрии можно разделить на два класса. К первому классу обычно относят методы, основанные на анализе статических характеристик образов личности, примерами этого типа биометрических продуктов являются устройства, построенные на анализе особенностей геометрии лица, особенностей геометрии руки, отпечатку пальца. Ко второму классу относят методы, построенные на анализе динамических образов личности. Динамические образы личности отражают особенности характерных для нее быстрых подсознательных движений в процессе воспроизведения контрольного слова рукописным или клавиатурным почерком или в процессе произнесения контрольного слова голосом пользователя. Причем, в основе этих методов лежат сложные динамические процессы управления группами мышц. Эти два класса биометрии дополняют друг друга. Следует отметить зависимость динамических методов как от психического, так и от физического состояния пользователей, что ставит определенные ограничения на использование данных методов в системах управления доступом. Однако, простота получения признаков (например, голоса, клавиатурного почерка) позволяет осуществлять скрытый контроль использования устройств с ограниченным правом доступа.



Для контроля доступа к ПЭВМ наибольшее распространение получили клавиатурные методы идентификации пользователя. Главным недостатком данных методов является недостаточная точность идентификации, связанная с ограниченным числом доступных анализируемых признаков. Увеличить точность идентификации пользователя возможно по акустическим шумам, возникающим во время набора данных на клавиатуре, и при использовании манипулятора «мышь». При использовании клавиатуры возможны два режима идентификации, по произвольному тексту и при наборе парольной фразы. В связи с этим, первоначальной задачей при разработке системы являлось распознавание нажимаемых клавиш при работе на клавиатуре.

При таком подходе к акустическим шумам, возникающим при работе с клавиатурой и манипулятором мышью, необходимо на рабочем месте установить датчики для съема виброакустической информации, распространяющейся по компьютерному столу. По характеру шумов, возникающих при работе, можно создать систему идентификации/аутентификации пользователя для контроля за утечкой информации.

Расположение виброакустических датчиков непосредственно на рабочем месте пользователя влечет опасность зашумления полезного сигнала шумами, возникающими как при работе вентиляторов системного блока и принтеров, так и внешними шумами, присутствующими в помещении. Эффективным методом очистки полезного виброакустического сигнала является предварительная его фильтрация.

Обоснованием получения виброакустических сигналов дается в работе [1]. В данной работе были проанализированы возникающие виброакустические сигналы при нажатии клавиш, были выделены три возможные причины отличий сигналов разных клавиш: взаимодействие акустического сигнала с окружающей средой (смежными клавишами), микроскопические различия в конструкции клавиш, зависимость резонансных свойств пластины клавиатуры от различного пространственного расположения клавиш. Не останавливаясь на методике исследования, отметим, что авторы пришли к заключению о верности третьего предположения.

Была установлена типичная скорость ввода для пользователя до 300 символов в минуту, при этом надо учитывать виброакустический сигнал нажатия клавиши и ее отпускания.

Эксперименты показывают, что средний период между нажатием и отпусканием клавиши составляет порядка 75-150 миллисекунд. Этого времени достаточно, чтобы выделить сигнал, возникающий при нажатии и отпускании клавиши.

Целью работы является идентификация пользователя по акустическим шумам, возникающим при работе пользователя, которые возникают как при наборе данных на клавиатуре, так и при использовании манипулятора «мышь» по виброакустическому сигналу возникающему при работе с клавиатурой и

манипулятором мышью. При использовании признаков клавиатуры возможны два режима идентификации, по произвольному тексту и при наборе парольной фразы.

Рассматривается метод идентификации пользователя по парольной фразе. Для достоверной идентификации необходимо удалить из парольной фразы участки пауз, содержащие посторонние акустические шумы. Это связано с влиянием шума на вероятность идентификации пользователя. Одним из подходов является выделение моментов нажатия и отпускания клавиш с дальнейшим удалением пауз. Другим подходом является разбиение на участки с равной длиной и последующим анализом принадлежности участков к виброакустическому сигналу, возникающему при наборе парольной фразы.

В данной работе был выбран второй подход, что не исключает в дальнейшем использование разделение сигнала на участки нажатия и отпускания клавиш.

Предварительно исходный виброакустический сигнал фильтровался для устранения посторонних шумов, возникающих от работающей аппаратуры. Для фильтрации использовался метод вычитания спектра, успешно используемый во многих системах, в частности, для фильтрации виброакустического сигнала принятого датчиками от сигнала возникающего при нажатии/отпускание клавиши, метод описан в работах [2,3].

На рис.1 показан исходный отфильтрованный сигнал, полученный при наборе парольной фразы.

Для удаления пауз был использован подход, успешно использованный авторами для удаления пауз из речевого сигнала при идентификации диктора по голосу [4].

Суть метода состоит в предварительном разбиении сигнала на участки равной длины и создании базы данных содержащих собственно исследуемый сигнал и данных пауз с произвольным шумом. Для определения принадлежности данного сигнала к паузам с шумом или собственно сигналу использовалась нейронная сеть, обученная на распознавание полезного сигнала. В данном конкретном случае использовался персептрон с двумя скрытыми слоями, число нейронов равным 50 в каждом слое. В качестве признаков рассматривались кепстры, вычисленные по коэффициентам линейного предсказания, и коэффициенты разложения в ряд Фурье. Кепстры вычислялись по методике, описанной в [4,5]. После обучения нейронной сети для определения участков содержащих виброакустический сигнал сигнала, возникающий при наборе данных на клавиатуре, на вход эмулятора нейронной сети подавался сигнал от разных пользователей для удаления пауз. Эксперименты показали успешную работу данного метода для всех виброакустических сигналов от произвольного пользователя.

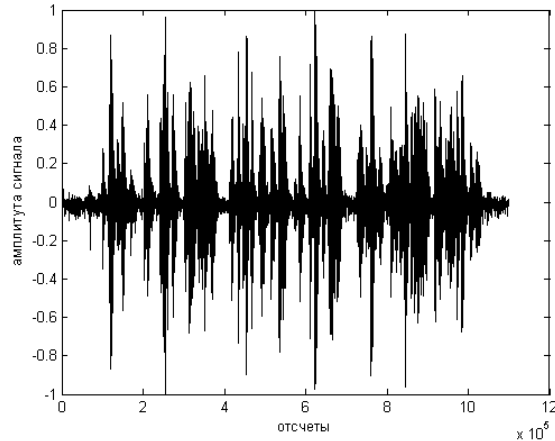


Рисунок 1 Исходный отфильтрованный виброакустический сигнал

На рис.2 показан сигнал после удаления пауз из виброакустического сигнала.

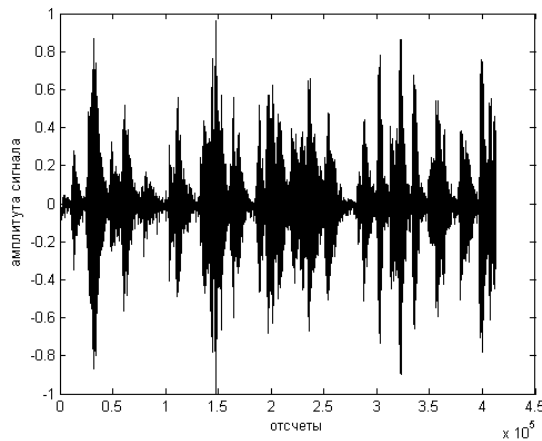


Рисунок 2 Виброакустический сигнал с удаленными паузами

Основной проблемой при идентификации пользователя по парольной фразе является выбор устойчивых признаков, для дальнейшей идентификации пользователя.

Были рассмотрены следующие методы для идентификации: корреляция исследуемых фраз с эталонной фразой, метод гауссовских смешанных моделей и нейронные сети. Надо отметить, что корреляционный метод идентификации по парольной фразе показал неустойчивость при распознавании пользователя в связи с сильной зависимостью от начала исследуемой фразы и в дальнейшем не рассматривался.

В качестве признаков для идентификации пользователя были рассмотрены коэффициенты Фурье преобразования, кепстр, коэффициенты линейного предсказания и кепстр, вычисленный по коэффициентам линейного предсказания.

Анализ данных показал, что наиболее устойчивыми признаками являлись коэффициенты Фурье. В качестве вектора использовались 75 мерные вектора коэффициентов Фурье, размерность вектора определялась по дисперсионному критерию [6]. Для создания векторов признаков экспериментально находилась длина интервала, на котором вычислялись коэффициенты Фурье преобразования, равная 1024 отсчета сигнала.

Сравнение методов распознавания с использованием гауссовских смешанных моделей с нейронными сетями показало более эффективное распознавание пользователя с помощью нейронных сетей. В качестве нейронной сети использовался персептрон с двумя скрытыми слоями с числом нейронов равным 100 в каждом слое и одним выходным нейроном.

Оценка показала, что при подаче на вход парольные фразы зарегистрированного пользователя были правильно идентифицированы нейронной сетью, остальные пользователи были не определены как зарегистрированные, при подаче на вход нейронной сети виброакустического сигнала от набранной парольной фразы. Предполагается расширить базу виброакустических сигналов от произвольных пользователей для точной оценки вероятности ложного пропуска

*Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-07-00674-а*

## **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Dmitri Asonov, Rakesh Agrawal: Keyboard Acoustic Emanations. IEEE Symposium on Security and Privacy 2004: 3-11.*
2. *В.М. Фёдоров, Д.П. Рублёв, Методы предварительной обработки виброакустических сигналов от клавиатуры возникающих при наборе текста.- Таганрог, Информационное противодействие угрозам терроризма, 18, 2012, с. 172-175.*
3. *Федоров В.М., Рублев Д.П., Обработка виброакустических шумов, возникающих при работе пользователя с клавиатурой, Таганрог, Известия ЮФУ (Технические науки), 2012, 12,*
4. *Юрков П.Ю., Бабенко Л.К., Федоров В.М. Метод формирования векторов признаков на основе акустической модели речевосприятия с использованием вейвлет-преобразования для системы распознавания речи.- Материалы VI Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность».- Таганрог: ТРТУ, 2004, с. 164-166.*
5. *Федоров В.М., Юрков П.Ю. Система биометрической аутентификации пользователя по голосу с использованием нейронных сетей. Таганрог, Известия ТРТУ. Специальный выпуск. Материалы V международной конференции «Информационная безопасность» Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003. №4(33), 75-78 с.*

6. Рабинер Л., Гоулд. Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ./Под ред. Ю.Н. Александрова.– М.: Мир. 1978.– 848 с.

## АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВЫХ И АМПЛИТУДНЫХ ОШИБОК СИСТЕМЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ НА ЕЕ РАЗРЕШАЮЩУЮ СПОСОБНОСТЬ

В.Т. Корниенко

*Россия, Таганрог, Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

В модели голографической системы процесс восстановления изображения содержит последовательные операции усреднения пространственной выборки, пространственно-временного стробирования и пространственной фильтрации [1].

Интенсивность восстановленного изображения точечного объекта т. е. мощность импульсного отклика голографической системы, не уменьшается и не увеличивается ошибками системы, а лишь перераспределяется между центральным и боковыми лепестками весовой функции ГС. Проигрыш в средней относительной разрешающей способности (ОРС) составляет [20]

$$\bar{\Delta}_D = 1 - D_x/\bar{D} \approx 1 - \bar{B}_p \approx \sigma_{\varphi 0}^2 (1 - 2/N_\varphi + 1/N_\varphi^2)$$

Из анализа полученной зависимости следует, что проигрыш в средней ОРС системы уменьшается по мере уменьшения числа некоррелированных по ошибке компонент выходного сигнала, и в пределе при единичном числе компонент выходного сигнала голографической системы, некоррелированных по фазовой ошибке  $N_\varphi=1$ , равен нулю.

При учете фазовых и амплитудных ошибок системы при равенстве пространственных интервалов корреляции амплитудных и фазовых ошибок  $N_B = N_\varphi = N_0$ , проигрыш в средней ОРС амплитудно-фазовой системы с ошибками определяются в виде [3]

$$\bar{\Delta}_D = 1 - D_x/\bar{D}_x \approx 1 - \bar{B}_p \approx (\sigma_{B0}^2 + \sigma_{\varphi 0}^2) (1 - 2/N_0 + 1/N_0^2)$$

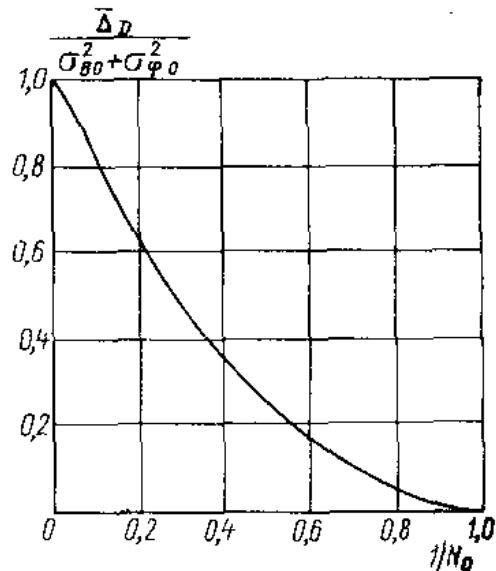


Рисунок 1 – Зависимость нормированного проигрыша в средней ОРС от количества некоррелированных по ошибке компонент выходного сигнала

Таким образом, ОРС системы с амплитудно-фазовыми ошибками изменяется по тому же закону, что и ОРС системы с чисто фазовыми ошибками.

Нормированная среднеквадратичная ошибка, определяющая случайную погрешность оценки, имеет вид

$$\varepsilon_D = \frac{\sigma \{D_{xy}/D'_{xy}\}}{D_{xy}/\bar{D}_{xy}} = \frac{\sqrt{m_1 \{(D_{xy}/D'_{xy} - D_{xy}/\bar{D}_{xy})^2\}}}{D_{xy}/\bar{D}_{xy}} \approx \sqrt{\frac{2}{N_0}}$$

где  $D_{xy}$  – параметра разрешения системы;

$D'_{xy}$  – одна из реализаций параметра разрешения с аппаратными ошибками.

Из приведенного соотношения следует, что с увеличением числа некоррелированных по ошибке компонент выходного сигнала флуктуации основного показателя эффективности системы вокруг его среднего значения уменьшаются; если  $N_0$  мало, то различные реализации ОРС существенно отличаются друг от друга и от средней ОРС; если  $N_0 > 1$ , то различные реализации ОРС системы практически совпадают друг с другом и со средним значением ОРС.

Наличие ошибок приводит к увеличению параметра разрешения или к снижению разрешающей способности [4]. Соотношение, характеризующее проигрыш в ОРС за счет амплитудно-фазовых ошибок системы, относительно пространственного интервала корреляции выглядит следующим образом

$$\bar{D}_x = \frac{D_x}{1 - \sigma_{\varphi, B}^2 (1 - 2/N_0 + 1/N_0^2)} = \frac{2\pi}{\omega_0 A_{1, \text{пр}}} \frac{1}{1 - \sigma_{\varphi, B}^2 (1 - 2/N_0 + 1/N_0^2)}$$

где

$$\sigma_{\varphi, B}^2 = \sigma_{\varphi 0}^2 + \sigma_{B 0}^2;$$

$$D_x = \frac{2\pi}{\omega_0 A_{1, \text{пр}}};$$

$A_{\text{пр}}$  – приведенный линейный размер приемной антенны системы.

Из приведенной формулы следует, что величина пространственного интервала корреляции находится под действием двух противоположно направленных процессом: с одной стороны уменьшается при увеличении геометрического размера антенной системы, а с другой – увеличивается за счет ошибки [5]. Тогда предельно допустимая ошибка системы – это ошибка, при которой дальнейшее уменьшение среднего параметра разрешения невозможно при любом сколь угодно большом увеличении линейного размера антенны. Определив экстремум функции пространственного интервала корреляции можно получить предельно допустимую величину дисперсию амплитудно-фазовых ошибок системы

$$(\sigma_{\varphi, B})_{\text{пред}}^2 = \frac{0,33}{(1 - 2/N_0 + 1/N_0^2)}$$

На этапе регистрации голограммы для аппаратурных ошибок системы  $N_0 > 1$ , дисперсия амплитудно-фазовых ошибок равна

$$(\sigma^2_{\varphi, B})_{\text{пред}} = (\sigma^2_B)_{\text{пред}} + (\sigma^2_{\varphi})_{\text{пред}} = 0,33.$$

При равном вкладе амплитудных и фазовых ошибок системы:  $(\sigma_B)_{\text{пред}} = 0,408 = 3,5$  дБ,  $(\sigma_{\varphi})_{\text{пред}} = 0,408 = 23^{\circ}$  Предельно допустимые ошибки приводят к ощутимым потерям в разрешающей способности, достигающим 33 %. Если допустимую ошибку ограничить 10% от предельно допустимой, тогда  $(\sigma_B)_{\text{доп}} = 0,159 = 1,4$  дБ,  $(\sigma_{\varphi})_{\text{доп}} = 0,159 = 9^{\circ}$

Таким образом, ошибка объясняется увеличением вероятности ложной тревоги бинарного фазоизмерителя при повышении уровня помех, для уменьшения которой необходимо увеличить уровень порогового напряжения в пороговом устройстве фазоизмерителя, что в свою очередь приводит к искажению пространственной структуры регистрируемой голограммы тем больше, чем выше уровень помех.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гиниятуллин Л.П., Крылов А.А., Корниенко В.Т., Розова Я.С., Суанов Т.А. Использование локационных методов для разработки новых алгоритмов функционирования технических средств контроля объектов. Отчет о

выполнении НИОКР (заключительный): государственный контракт №6363р/8870 от 12.12.2008 г. Регистрационный №01200903305. Инв. №1940001170355 (код ВНТИЦ). 2010 г., 55 с.

2. *Thory J.* Gain and fase variations in holographic acoustic imaging systems// *Acoustrical holography*. N.Y. Plenumpress.1972. V.4.P.569-581.

3. *Качанов Е.И., Пизулевский Е.Д., Яричин Е.М.* Методы и средства гидроакустической голографии. – Л.:Судостроение, 1989.

4. *Корниенко В.Т., Гиниятуллин Л.П.* Использование акустической голографии в системах видеонаблюдения оптически непрозрачных контролируемых объемов. Материалы XI Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. 1. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010 – с.140-143.

5. *Корниенко В.Т.* Модель системы видеонаблюдения на основе метода акустической голографии - Материалы Всероссийской научной конференции "Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем" ("СИСТЕМОТЕХНИКА-2012"). – Таганрог: 2012. с.86-93.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА ДЛЯ АНАЛИЗА ПОХОДКИ ЧЕЛОВЕКА

Е.О. Евдокимова

*Проанализирована возможность применения доплеровского радара InnoSent IPS-146 для анализа походки человека. Радар используется для оценки доплеровской характеристики сигнала, отраженного от объекта наблюдения. Сформулированы основные требования к проведению эксперимента. Приведены спектрограммы реальных доплеровских сигналов, полученных в процессе изменений.*

**Введение.** В работах [1,2] были предложены алгоритмы анализа доплеровских сигналов, отраженных от объектов с подвижными составными частями. В качестве примеров объектов наблюдения могут быть рассмотрены: идущий человек, совершающий движения ногами и руками; бегущее животное; машина, совершающая движение за счет вращения колес; вертолет с вращающимися лопастями. Если объект совершает движение в пределах диаграммы направленности (ДН), радиолокационный эхосигнал представляет собой суперпозицию отражений от всех составных частей объекта, а следовательно, доплеровский сигнал характеризуется многокомпонентной структурой. Каждая из компонент содержит в себе информацию об изменении



радиальной скорости в рамках одного микродвижения. Изменения спектра отраженного сигнала, вызванные вращением составных частей наблюдаемого объекта называется эффектом микро-Доплера [3]. За последнее десятилетие было выпущено множество работ, посвященных анализу микро-доплеровских сигналов и его приложениям, особенно распознаванию и классификации подвижных объектов [4,5]. Так как в последнее время широкое распространение получили маломощные доплеровские радары с широкой ДН, большой интерес представляет разработка алгоритмов обработки доплеровских сигналов для гражданских приложений. Данная работа посвящена анализу применения радара InnoSentIPS-146 для получения доплеровских сигналов с целью решения задачи распознавания и анализа параметров движения. В работе приведены параметры радарной установки, а так же рассмотрены требования к условиям проведения эксперимента для получения доплеровских характеристик.

**Описание установки.** Для получения реальных сигналов использовался радар непрерывного излучения InnoSentIPS-146. Благодаря высокой частоте излучения радара  $f_0 = 24$  ГГц возможно получать высокое разрешение по частоте. Согласно эффекту Доплера, частота смещения отраженного сигнала пропорциональна радиальной скорости движения наблюдаемого объекта и частоте излучения

$$f_D(t) = \frac{2v_R(t)}{\lambda}. \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны источника излучения и определяется выражением  $\lambda = c/f_0 = 1,25$  см. Тогда при радиальной скорости движения объекта  $v_R = 1$  м/с соответствует смещению частоты в спектре отраженного сигнала  $f_D = 125$  Гц. При этом известно, что разрешающая способность по частоте определяется длительностью накопления сигнала  $T_c$

$$df_D = \frac{1}{T_c}. \quad (2)$$

Тогда для получения разрешающей способности  $\delta f = 1$  Гц необходимо накапливать сигнал на протяжении  $T_c = 1$  с, тогда разрешающая способность по скорости 6,25 мм/с. Так как в рамках работы решается задача анализа движения объектов, обладающих скоростями порядка 1 м/с указанное время накопление можно считать приемлемым.

В таблице 1 и на рис. 1 представлены основные характеристики и фотография радара InnoSentIPS-146 в соответствии с [6].

**Условия эксперимента.** Согласно таблице ширина диаграммы направленности (ДН) составляет  $\theta_\alpha = 30^\circ$  в азимутальной и  $\theta_\beta = 32^\circ$  в угломестной плоскостях. При этом для проведения эксперимента и получения полной доплеровской характеристики движения необходимо, чтобы

наблюдаемый объект находился в рамках ДН. Рассмотрим пример наблюдения идущего человека, как показано на рис.2.

Таблица 1. Параметры радара InnoSentIPS-146

	Mixer	RF-amplifier	IF-amplifier			Antennapattern		
			on-board	bandwidth	gain	horizontal	vertical	side-lobesuppression
PS-146	Stereo	Yes	Yes	50Hz-100kHz	50dB	30°	32°	typ.20dB

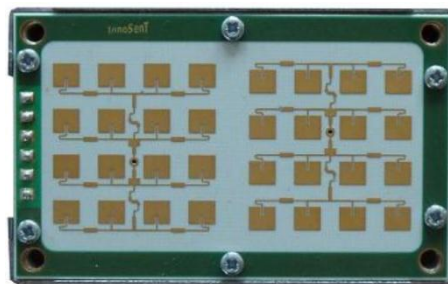


Рисунок 1 – Фотография радара InnoSentIPS-146

Важно, чтобы при проведении эксперимента все сопутствующие микродвижения попадали в ДН в угломестной плоскости, как показано на рис.2а. При выполнении этого условия, благодаря широкой ДН в азимутальной плоскости, могут быть получены доплеровские характеристики нескольких людей, передвигающихся в пределах ДН, как показано на рис.2б.

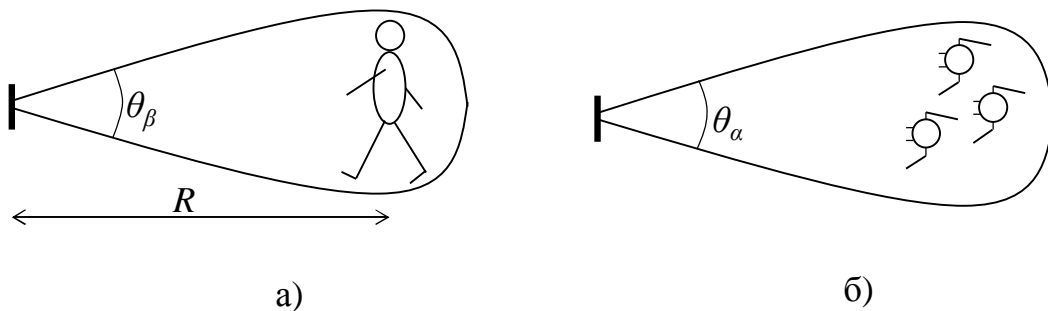


Рисунок 2 – Схема проведения эксперимента

Исходя из геометрических соображений, получим, что при росте человека  $H$  для получения доплеровской характеристики походки с учетом всех сопровождающих микродвижений, минимальная требуемая дальность составит

$$R_{\min} = \frac{H}{2 \operatorname{tg} \frac{\varphi_b}{2}}, \quad (3)$$

для случая, когда радар установлен на высоте  $H/2$ . Тогда по формуле (3) для человека среднего роста 1.75 м получим минимальную дальность 3.05 м.

Для примерной оценки максимальной дальности, на которой можно проводить измерения рассматриваемым радаром, запишем радиолокационное уравнение дальности в среде без потерь [7]

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t (4\sigma)^3}{P_r G^2 I^2 S}}, \quad (4)$$

где  $P_t$  – излучаемая мощность передатчика, для InnoSentIPS-146 составляет 63 мВатт,  $P_r$  – требуемая мощность сигнала на приеме,  $\sigma$  – эффективная площадь отражающей поверхности, для человека, движущегося в направлении радара принимается  $1 \text{ м}^2$ ,  $G$  – коэффициент усиления, без учета потерь в антенном тракте равен коэффициенту направленного действия (КНД) и может быть оценен согласно приближенной формуле

$$D = \frac{41253}{\varphi_a \varphi_b} = 43. \quad (5)$$

Тогда при динамическом диапазоне радиоприемника 20 дБ получим дальность действия радара  $R_{\max} = 28,8 \text{ м}$ .

Был проведен ряд экспериментов и получены характеристики идущего человека под различными углами к направлению на радар. Доплеровский сигнал может быть записан в следующем виде

$$s_r(t) = a \cos[2p(f_0 + f_D(t))t] = a \cos[2pf_0 t + j(t)], \quad (6)$$

где  $a$  – амплитуда принимаемого сигнала,  $f_0$  – несущая частота передатчика,  $\varphi(t) = 2pf_0 t$  – сдвиг фазы принимаемого сигнала, вызванный движением наблюдаемого объекта.

Тогда фаза  $\varphi(t)$  сигнала содержит информацию о законе изменения доплеровской частоты сигнала, а, следовательно, и о движении объекта. Для выделения доплеровского сигнала применяется квадратурный приемник.

Для анализа закона изменения спектра необходимо отобразить сигнал в частотно-временную область. В работе для этой цели использовалось оконное преобразование Фурье

$$F(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)h(t-t)e^{-i\omega t} dt, \quad (7)$$

где  $y$  – исходный доплеровский сигнал,  $h$  – оконная функция.

Для отображения используется спектрограммное представление сигнала, полученное, как  $|F(t, \omega)|^2$ .

На рис. 3 представлены спектрограммы реальных доплеровских сигналов, отраженных от человека, идущего под различными углами  $\alpha$  к направлению на радар. Спектрограммы получены с помощью (7) на основании сигналов длительностью 3 с, при частоте дискретизации 2 кГц, использовалось временное окно Гаусса длиной 128 отсчетов. Из рисунка видно, что частотно-временные характеристики представлены многокомпонентной структурой, и даже визуально можно классифицировать некоторые компоненты. Например, так как при ходьбе наибольшей мгновенной скоростью характеризуются движения ног человека, соответствующие им компоненты имеют наибольший размах по оси частот. Наиболее мощная компонента характеризует отражения от торса человека, так как торс обладает наибольшей эффективной отражающей поверхностью.

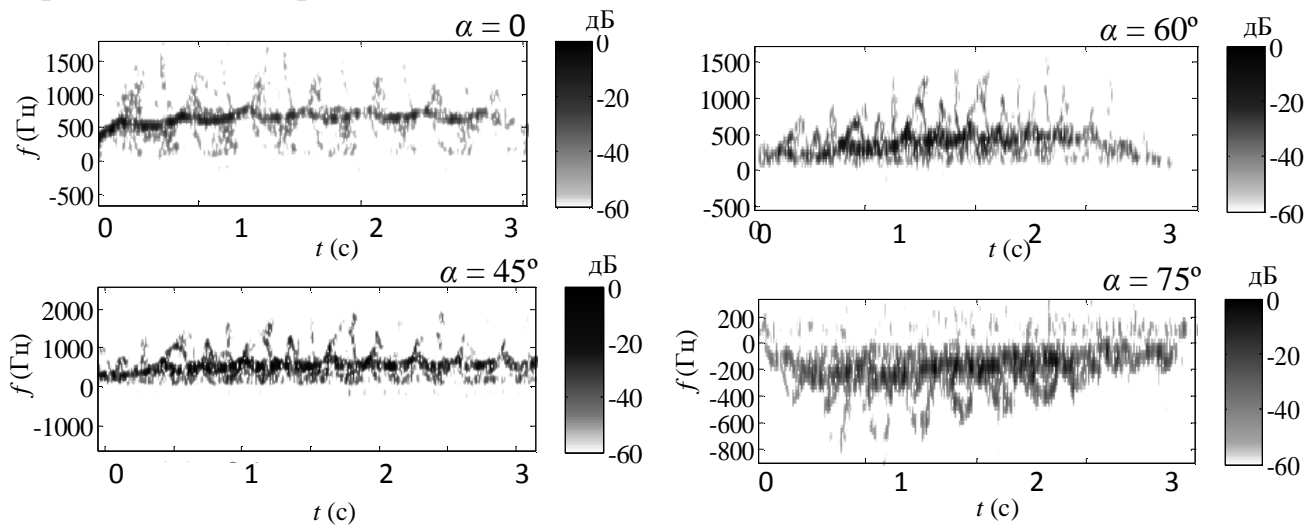


Рисунок 3 – Спектрограммы доплеровских сигналов

**Выводы.** В работе были представлены доплеровские сигналы, полученные с помощью радара InnoSentIPS-146. Были сформулированы требования к проведению эксперимента. Исследование показало, что при отражении сигнала рассматриваемого радара от идущего человека на расстоянии от 3,05 м. до 28,8 м. могут быть получены четкие доплеровские характеристики, предоставляющие возможности для анализа движения объекта. Были получены частотно-временные характеристики сигналов в виде спектрограмм, на которых можно наблюдать многокомпонентную структуру сигнала.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Евдокимова Е.О. Модель сигнала для оценки параметров подвижных объектов на основе анализа доплеровского спектра// Известия ЮФУ. Технические науки. 2013.-№ 5 (142)б.-Изд-во ТТИ ЮФУ.-С.122-128.

2. Евдокимова Е.О. Анализ алгоритмов декомпозиции многокомпонентных доплеровских сигналов для определения параметров движения объектов//Труды Международной научной конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ – ИРЭМВ-2-13. Таганрог: Изд-во ЮФУ.-2013.-С.679-684.

3. Chen. V.C. The micro-Doppler effect in radar.-Artech House Publishers.-2011.-290p.

4. Otero M. Application of a continuous wave radar for human gait recognition. In Defense and Security// International Society for Optics and Photonics.-2005.-P.538-548.

5. Raj R. G., Chen V. C., Lipps, R. Analysis of radar human gait signatures// Signal Processing, IET.2010.-№4(3).-P.234-244.

6. <http://www.mikrocontroller.net/>.

7. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радиоисвязь.1983.

## THE MICRO-DOPPLER SIGNATURE EXTRACTION ALGORITHM FOR HUMAN GAIT PARAMETERS ESTIMATION BASED ON ROTATING SCATTERER MODEL

Evdokimova E.O.

*The micro-Doppler human gait signature obtained by Doppler radar contains information about kinematic parameters of the motion. The information can be exploited for human detection, person recognition, and gait abnormality diagnostics. The problem of the kinematic parameters extraction leads to the multicomponent Doppler signals component extraction task. In the work the Doppler signal reflected from the model of a rotating scatterer is considered. Model-based algorithm for micro-Doppler signature component extraction based on the least square estimation method is proposed.*

**Index Terms – micro-Doppler signature, short time Fourier transform, least square estimation.**

### I. INTRODUCTION

For observing humans, the Doppler radar is exploited because of advantages that are not present in other sensors [1, 2] such as insensitivity to dark and light, penetration through common materials and invisibility of the transmitted signal. The radar allows representing motion as a micro-Doppler signature. The micro-Doppler effect is a returned signal spectrum variation caused by micro-motions such as vibration and rotation of the observing object's parts. The micro-Doppler signature is directly related to the kinematic information of the structural parts of a target and is the superposition of monocomponent signatures associated with individual structural parts of a target and represented in the joint time-frequency domain [1].

Multicomponent structure of the signals reflected from locomotion complicates particular micro-motion's parameters estimation. To simplify Doppler signal processing the algorithms for separation component can be used [1, 3]. Due to separate components analysis it is possible to extract information about certain micro-motions apart from others. Feature's based methods are able to distinguish the type of vehicle, aircraft or biological moving object due to features inherent to each type of locomotion. However, the decomposition algorithm allows estimating micro-motion characteristics that correspond to individual kinematic parameters of the target parts (like human limbs). That supplies the information allowing revealing the difference between motions of similar objects (e.g. two persons)[4-7]. There are a number of potential applications of the decomposition algorithm like human motion recognition, human identification; gait abnormality diagnostics and correction, state of health assessment; technique of the motions analysis and correction. However, signature decomposition approach can be exploited for other types of motion in the future.

Tracking distinct components and estimating gait features have been proposed in [3, 9, 10]. A torso component extraction and a gait period estimation method were presented in [9]. And which is based on the signature peak extraction. Most of the energy in the radar returns is caused by the torso due to the largest Radar Cross Section (RCS) in comparison to the other body parts. Thus, the peaks of the signature corresponding to the torso component can be extracted and, therefore gait period can be estimated. However, other components have similar RCS and can't be extracted in such a way.

The method combining both wavelet and time-frequency analysis in order to extract the micro-Doppler features of radar target returns was presented in [3]. The method is able to extract periodically changing components and is suitable for distinguishing oscillations with various periods. That is useful for targets such as a helicopter, having main and tail rotor rotating with different frequencies and RCS. However, for the human gait case the locomotion contains oscillations with similar periods and, in our opinion, the method cannot recognize them.

In this paper, we develop a model-based micro-Doppler signature extraction technique, applicable for human gait analysis, based on Least Square Estimation (LSE) method. Suggested algorithm deals with the time-frequency distribution represented in terms of Short Time Fourier Transform (STFT). A number of alternative transforms also exist [1, 7], however STFT representation is chosen for this paper because of the low level of the cross-correlations.

The proposed model and main points of signature extraction algorithm are presented in the section II. Then the algorithm results for modeled signals are presented. Conclusions and discussions are presented in the section III.

## II. PROPOSED APPROACH

### A. Problem statement

Assume that  $s_0(t)$  – a complex micro-Doppler signal reflected from moving object. Then the micro-Doppler signature can be express as [1]:

$$S(t, f) = |STFT\{s(t)\}(t, f)|^2, \quad (1)$$

where STFT is the Short-time Fourier transform.

Assume that given signal contains N returns  $s_{1...N}(t)$  embedded in the noise  $\eta(t)$ . Then the signature  $S_0$  can be written as:

$$S_0(t, f) = \left| STFT \left\{ \sum_i^N s_i(t) + h(t) \right\} (t, f) \right|^2, \quad (2)$$

where  $s_i$  – micro-Doppler signal originating from the  $i^{\text{th}}$  component;  $\eta$  – the noise component. The problem we addressed is to estimate the number of components N and extract all of them from the initial signal.

### B. Theoretical background

Consider a set of time-domain signals and a set of signatures. Time-domain signals are supposed to present signals characterizing modeling micro-motion. Components of the sets are connected according to (1):

$$\begin{aligned} U_{\text{signal}} &= \{s_1, s_2, \mathbf{K} s_K\}, \\ U_{\text{signature}} &= \{S_1, S_2, \mathbf{K} S_K\}. \end{aligned} \quad (3)$$

where  $\mathbf{K}$  – size of the reference set.

Let's use LSE method for the searching the closest component from the set. Then, the function of the sum of squared residuals L can be written as:

$$L_i = \frac{1}{M} \sum_t \sum_f (S_0(t, f) - S_i(t, f))^2, \quad (4)$$

where M – number of data points in the signature.

The minimum element of L can be expressed as:

$$\{\hat{i}\} = \arg \min_i L_i, \quad (5)$$

where  $\hat{i}$  – the index of the component from the set. The minimum value of  $L_{\min}$  corresponds to the component from the reference set that closest to  $S_0$ .

### C. The model

The model can be chosen depending on a prior analysis of the human gait's micro-Doppler signature. Boulic and Thalmman proposed a global human walk model based on empirical mathematical parameterizations derived from biomechanical experimental data [16]. The micro-Doppler signature with accordance to the model has been simulated in [1] (see Fig. 1).

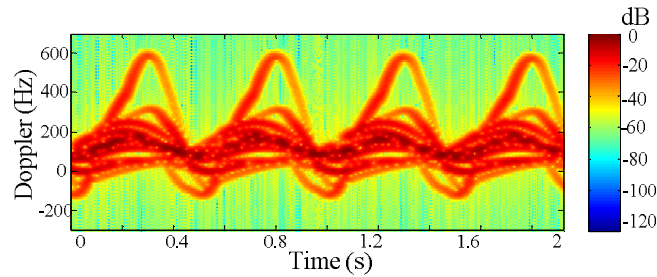


Fig. 1. Theoretical micro-Doppler signature of Human gait

The model contains components linked to human torso and limbs motion. According to the model equations [1] and visual estimation of Fig. 1 the components are similar to harmonic functions, or can be represented as their combination. Sinusoidal variation of the signature corresponds to rotation-induced micro-motion [10]. Similarity in human limbs components and rotating point theoretical return is caused by similarity in the motions dynamic. The idea to approximate Doppler velocity variation of human limbs' motions by harmonic functions has been proposed in [11]. The model of a rotating scatterer presented below is exploited for representation of human limb motions. Limb's accelerations and decelerations aren't taken into account however general rotary structure of the motions is reflected in the model. A tiny sphere, the point scatterer, is fixed on the edge of the plate with radius  $R$ , rotating with frequency  $\Omega$ , and moving away from the radar with a constant velocity  $\vec{v}_0$ . Velocity of rotation is described by vector  $\vec{v}_\Omega$  and relates to vector of radial velocity  $\vec{v}_r$  in terms of angle  $\alpha(t)$ . The plate is assumed to be so thin that have no effect on the signal. Distance to the radar is assumed to be much more than radius of the plate. The model under consideration is illustrated in Fig. 2.

Doppler frequency shift observed in the radar depends on projection of the velocity of the scatterer onto the direction of the radar emission, called radial velocity  $v_R$  [1]:

$$f_D(t) = \frac{2v_R(t)}{\lambda}, \quad (6)$$

where  $\lambda$  is an emitted wavelength. The radial velocity can be represented in terms of the angle  $\alpha(t)$  between the radar line of sight and the rotating velocity  $\vec{v}_\Omega$  and the translational velocity of the plate  $\vec{v}_0$ :

$$v_R(t) = v_0 + v_\Omega \cos \alpha(t), \quad (7)$$

in terms of geometry of rotation:

$$v_R(t) = v_0 + 2pR\Omega \cdot \sin(2p\Omega t + \varphi_0), \quad (8)$$

where  $\varphi_0$  is the initial phase of a system (position of the sphere).



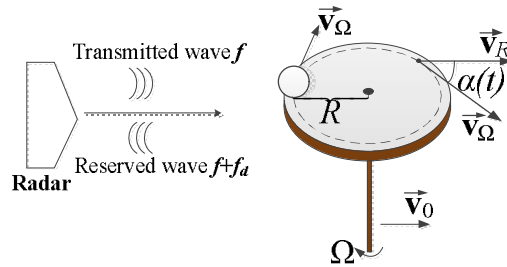


Fig. 2. The model of a rotating scatterer

The micro-Doppler signal obtained by the radar and extracted by the quadrature detector is expressed as  $s_D(t) = M \cdot \exp(j\theta(t))$ , where  $M$  is the amplitude of the received signal depending on RCS and range. Phase component  $\theta(t)$  is related with a Doppler shift:

$$q(t) = 2p \int f_D(t) dt, \quad (9)$$

and can be expressed in terms of (8) and (9):

$$q(t) = -\frac{2p}{l} (v_0 t + R \cos(2p\Omega t + j_0)). \quad (10)$$

An example of the signature of micro-Doppler signal simulated in accordance with (10) is shown in Fig. 3. Characteristics of such a harmonic are expressed in terms of the suggested model: frequency and initial phase are  $\Omega$  and  $\varphi_0$  respectively, the harmonic's amplitude  $A$  and offset  $A_0$  can be written as follows:

$$A_0 = \frac{2 \cdot v_0}{l}, \quad A = \frac{4p}{l} \cdot R \cdot \Omega; \quad (11)$$

The reference signals are obtained in accordance to the model:

$$s_i(t, A^{(i)}, \Omega^{(i)}, A_0^{(i)}, j_0^{(i)}) = b_i e^{qi(t, \Omega^{(i)}, A_0^{(i)}, j_0^{(i)})}. \quad (12)$$

where  $i$  – number of component in the reference set;  $\beta_i$  – an amplitude describing signal strength.

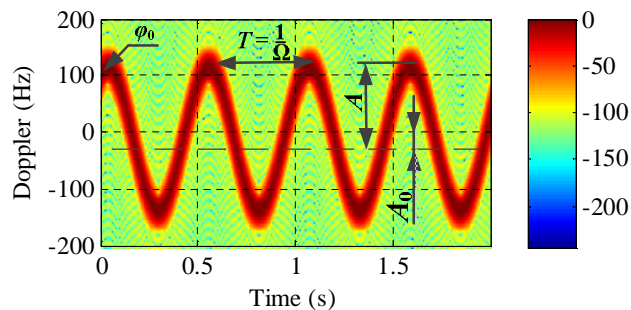


Fig. 3. The micro-Doppler signature of the rotating scatter. Model parameters:  $R = 1$  m,  $v_0 = 2$  m/s,  $\varphi_0 = \pi/4$ ,  $\Omega = 2$  Hz

Then residual function  $L$  is obtained according to (4). Model parameter estimation is expressed in terms of (5):

$$\{\hat{A}, \hat{\Omega}, \hat{A}_0, \hat{f}_0\} = \arg \min_{A, \Omega, A_0, f_0} L(A, \Omega, A_0, f_0). \quad (13)$$

#### D. Decomposition algorithm

The iterative components extraction algorithm is suggested. The algorithm operates in accordance with structure shown in Fig. 4. The signature  $S_0$  of the initial signal  $s_0(t)$  obtained by (1) is used as an algorithm input. The output signal  $s_{Res}(t)$  consists of zero samples in the beginning. Extracted components are added to the  $s_{Res}(t)$ . The micro-Doppler component parameter estimator is based on the LSE procedure described in (5), (13).

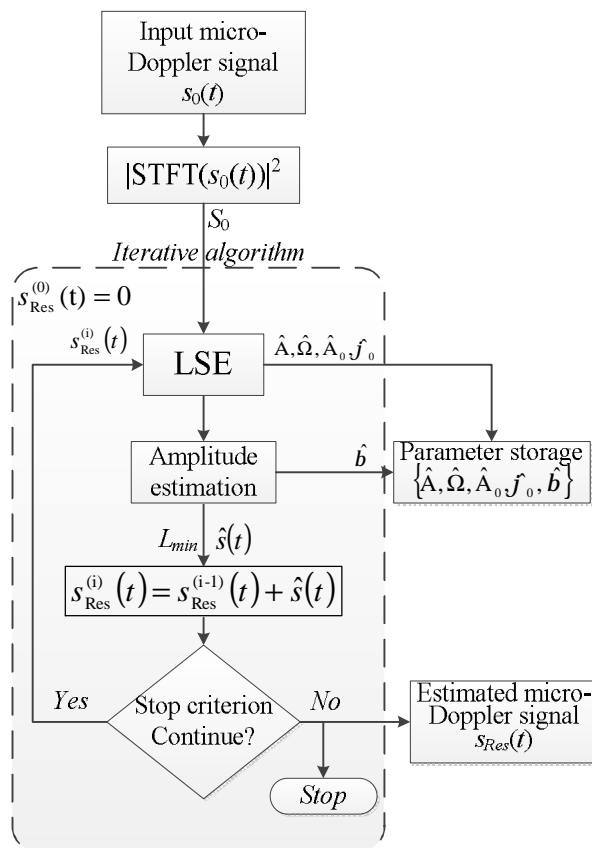


Fig. 4. Iterative algorithm structure

The reference set changes depending on  $s_{Res}(t)$ . For  $i^{th}$  algorithm iteration the set signals are represented as:

$$U_{signal}^{(i)} = \{s_1 + s_{Res}^{(i-1)}, s_2 + s_{Res}^{(i-1)}, \mathbf{K}, s_K + s_{Res}^{(i-1)}\}. \quad (14)$$

Upgrade of the reference set allows excluding extracted components from consideration. Estimated model parameters  $\{\hat{A}, \hat{\Omega}, \hat{A}_0, \hat{f}_0\}$  are saved in the “parameter

storage” block. After the model parameters estimation the amplitude  $\hat{b}$  of the component  $\hat{s}(t)$  is obtained:

$$\hat{b} = \frac{\sum_i \sum_j \hat{G}_{i,j} G_{i,j}^0}{\sum_i \sum_j (\hat{G}_{i,j})^2}, \quad (15)$$

where  $\hat{G} = |STFT\{\hat{s}(t)\}|^2$  – spectral density of the estimated signature;  $G^0 = |STFT\{s_0(t)\}|^2$  – spectral density of the initial signature.

The “stop criterion” block compares residual signature energy  $\Delta P$  with the threshold  $h$ . Residual energy in  $i^{\text{th}}$  iteration is expressed as:

$$\Delta P^{(i)} = P_0 - P_{\text{Res}}^{(i)} = \sum_t |s_0(t)|^2 - \sum_t |s_{\text{Res}}^{(i)}(t)|^2. \quad (16)$$

where  $P_0$  – energy of the initial signal;  $P_{\text{Res}}^{(i)}$  – energy of the estimated signal.

The energy below level  $h$  means that extraction procedure is completed and the algorithm terminates. In this paper the threshold is chosen empirically  $h = 0.1 \cdot P_0$ .

### E. Examples and results

The algorithm has been implemented and tested on the modeled signals. To demonstrate the multicomponent LSE procedure we consider modeled signature containing components with two unknown parameters: frequency and initial phase (see Fig. 5).

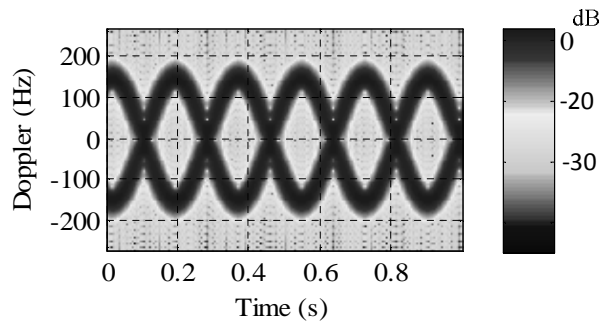


Fig. 5. Signature of two modeled signals with unknown initial phase and frequency:  $\varphi_1 = \pi/4$ ,  $\varphi_2 = 5\pi/4$ ;  $\Omega_1 = \Omega_2 = 3\text{Hz}$

The two-dimensional normalized L function resultant from the LSE procedure is shown in Fig. 6. Two minimums of the function ( $\varphi_1 = 0.75$  rad,  $T_1 = 0.33$  s,  $\varphi_2 = 3.95$  rad,  $T_2 = 0.33$  s,  $T = 1/\Omega$ ) painted in dark blue color correspond to the estimated period and initial phase values. It can be seen that after LSE procedure parameters of modeled signal can be estimated with high accuracy.

## III CONCLUSIONS

The paper has presented the model-based approach to the micro-Doppler signature extraction. Theoretical micro-Doppler signature of Human gait has been

considered. The model of a rotating scatterer for real signature component's representation has been suggested. Due to the model human limbs motions have been represented as modeled signals with harmonic frequency modulation. The LSE procedure was applied for model parameter estimation. The iterative component extraction algorithm has been presented. Results for modeled signals have been obtained. It was shown that LSE accurately estimates parameters of modeled signals.

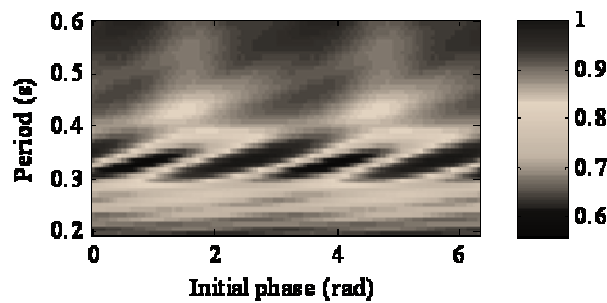


Fig. 6. Two-dimensional normalized L function

## REFERENCES

1. V. Chen, *The Micro-Doppler Effect in Radar*. London: Artech House, 2011.
2. P. van Dorp, F.C.A. Groen, "Feature-based human motion parameter estimation with radar," *Radar, Sonar & Navigation, IET*, vol. 2, pp. 135 – 145, Apr. 2008.
3. T. Thayaparan, S. Abrol, E. Riseborough, L. Stankovic, D. Lamothe, "Analysis of radar micro-Doppler signatures from experimental helicopter and human data." *Radar, Sonar & Navigation, IET*, pp. 289–299, 2007.
4. I. Bilik, J. Tabrikian, A. Cohen, "GMM-based target classification for ground surveillance Doppler radar." *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 267 – 278, 2006.
5. Kim Youngwook, Hao Ling, "Human Activity Classification Based on Micro-Doppler Signatures Using a Support Vector Machine." *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions*, vol.47, no.5, pp.1328-1337, May 2009.
6. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, A. Totsky, "Classification of Ground Moving Radar Targets by Using Joint Time-Frequency Analysis", *IEEE Radar Conference*, Atlanta, USA, pp. 1-6, 7-11 May 2012.
7. H. Sun, Xi'an, Z. Liu, Q. Lin, "Radar Target Recognition Based on Micro-Doppler Effect," *Signal Processing, 2006 8th International Conference*, vol. 3, 2006.
8. J. Ängeby, "Estimating signal parameters using the nonlinear instantaneous least squares approach," *Signal Processing, IEEE Transactions*, vol. 48, pp. 2721-2732, Oct 2000.
9. D. Tahmoush and J. Silvius, "Radar stride rate extraction." *Machine Vision and Image Processing Conference*, pp. 128 - 133. 2009

10. D.Tahmoush, J. Silvius, "Modeled gait variations in human micro-Doppler," Radar Symposium (IRS), 2010 11th International, pp. 1 – 4, 2010.

11. H. Jin, W. Yong; Ying Luo; F. Tong-an ; Z. Qun "Micro-Doppler analysis of high speed moving targets", Radar Conference, 2009 IET International, pp 1 – 4. Apr. 2009.

## ОЦЕНКА ДОПЛЕРОВСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЛОБАЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЕКТРОГРАММ

Е.О. Евдокимова

*В работе представлен метод оценки параметров глобального движения объектов на основании анализа спектрограммы доплеровского сигнала. Метод построен на оценке максимума спектра сигнала в коротких временных окнах, и последующем сглаживании частотно-временной функции методом скользящего среднего. Представлены результаты компенсации влияния глобального движения на форму частотно-временной характеристики сигнала для повышения эффективности алгоритмов декомпозиции многокомпонентных доплеровских сигналов, основанных на применении словарей функций.*

**Введение.** Ранее было показано, что для анализа многокомпонентных доплеровских сигналов, характеризующих отражения от объектов с подвижными составными частями эффективно использовать алгоритмы декомпозиции, основанные на методах разреженных представлений [1,2]. Существующие алгоритмы построены на использовании словарей функций, описывающих доплеровский сигнал элементарного микродвижения, описанного моделью [3]. Для анализа доплеровских сигналов методами, основанными на применении словарей функций, необходимым этапом предварительной обработки является разделение доплеровской информации о глобальном движении объекта, и совершаемым им микродвижений. Необходимость такого шага обусловлена свойствами предложенных словарей функций, которые характеризуются неизменными параметрами глобального движения объекта. Однако в реальных условиях, если объект наблюдения ускоряется, либо замедляется, а так же, если меняет направление движение или перемещается под углом к направлению на радар, то спектральная характеристика получит дополнительное смещение по частоте, зависящее от времени. Поэтому необходимо искать пути уменьшения влияния параметров глобального движения на форму частотно-временной характеристики сигнала.

Рассматриваемые алгоритмы направлены на использование маломощных радаров для гражданских приложений [4].

Дополнительно, в некоторых случаях предварительная обработка сигнала может влиять на размер словаря функций, и таким образом, повысить вычислительную эффективность алгоритмов, основанных на использовании словарей функций. Уменьшение влияния связано с сужением пределов ожидаемых значений параметров. Преобразование словаря  $\mathbf{D}_0$  в словарь меньшего размера  $\mathbf{D}$  происходит, как показано на рис. 1 после завершения работы блока предварительного анализа.

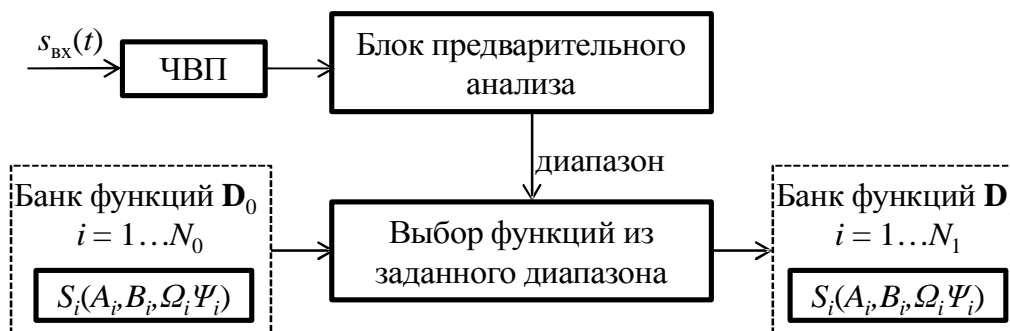


Рисунок 1 –Схема модификации словаря на основании предварительной обработки доплеровского сигнала

В работе предложен метод оценки доплеровской характеристики глобального движения объекта на основании оценки максимума спектральной характеристики в рамках коротких временных окон. Для реализации алгоритма использовалось спектрограммное представление доплеровского сигнала. Для проверки работоспособности метода использовались реальные доплеровские сигналы, полученные при отражении от идущего человека. Для измерений использовался радар InnoSentIPS-146, характеристики которого представлены в [1].

**Описание метода.** Для эффективного применения рассмотренных словарей для реальных сигналов необходимо учитывать информацию о глобальном движении объекта. Доплеровское смещение частоты отраженного сигнала зависит от угла между плоскостью радар и направлением движения [2]

$$f_D = 2v \frac{f_0}{c} \cos(j),$$

где  $v$  – скорость объекта,  $f_0$  – частота излучения,  $\varphi$  – угол между направлением движения и плоскостью радара.

На рис.2 представлена сигнатура идущего человека под углом  $90^\circ$  к плоскости радара. В процессе движения распределение спектра сигнала смещается, так как изменяется направление радиальных скоростей объекта наблюдения.

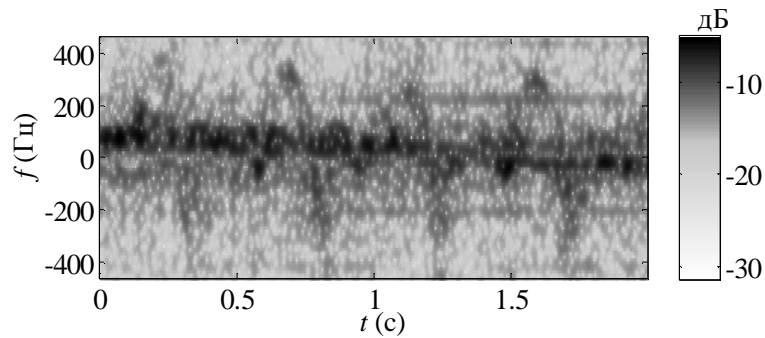


Рисунок 2 – Сигнатура походки человека

Для оценки параметров глобального движения объекта можно использовать метод выделения максимума спектрограммы для каждого временного окна

$$f_{\max}(n_t) = \arg \max(S(n_t, f)),$$

где  $S(\tau, f)$  – спектр сигнала в заданном временном окне с номером  $n_t$ .

На рис.3 графиком 1 представлена функция  $f_{\max}$  для сигнатуры походки человека. Так как из-за шумов функция обладает скачкообразной структурой, для получения сглаженной характеристики использовался метод скользящего среднего

$$f_{SMA}(n_t) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} f_{\max}(n_t - i),$$

где  $n$  - количество значений исходной функции для расчёта скользящего среднего (сглаживающий интервал). На рис. 3 линия 2 представляет собой сглаженную функцию зависимости частоты доплеровского смещения от времени, характеризующую глобальное движение объекта.

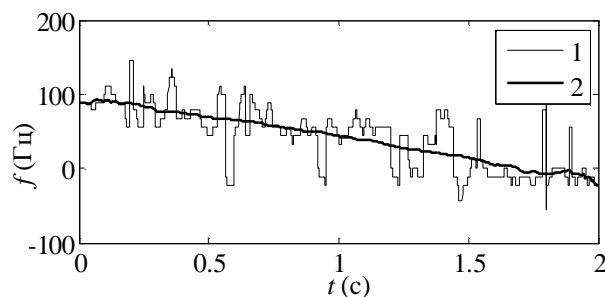


Рисунок 3 – Оценка доплеровского смещения частоты по максимуму спектрограммы в рамках временного окна (1) и сглаженная функция оценки (2)

Для повышения эффективности анализа сигнатуры необходимо исключить изменения, связанные с глобальным движением объекта. Для этого

необходимо сформировать новый доплеровский сигнал, согласно следующему выражению

$$y(t) = y_0(t) \cdot \exp\left(-j2p \int f_{SMA}(t) dt\right), \quad (1)$$

где  $y_0(t)$  – исходный доплеровский сигнал.

**Результаты эксперимента.** На рис.4 представлена сигнатура походки человека после исключения смещения. Из рисунка видно, что в результате преобразования (1) частотно-временное распределение сигнала видоизменяется таким образом, что информация о глобальном движении объекта исключается из рассмотрения.

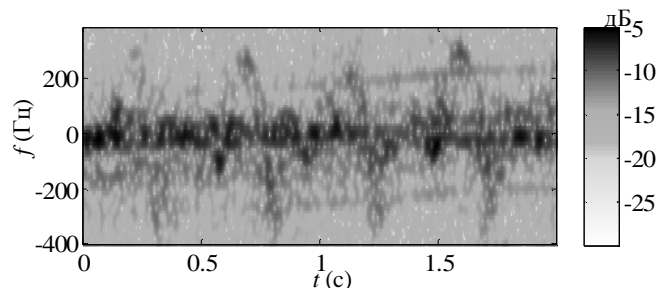


Рисунок 4 – Спектрограмма сигнала после вычитания смещения

Другой пример сигнатуры человека, совершающего движение под углом  $15^\circ$  к плоскости радара, представлен на рис.5. На спектрограмме видно, что имеют место другие особенности движения, такие, как ускорение и остановка. Так же сильное влияние на сигнатуру может оказать смена направления движения. Этот эффект, обусловленный изменением глобального движения, может быть устранен с помощью предложенного подхода.

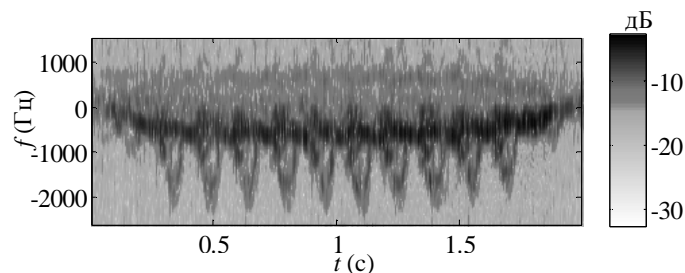


Рисунок 5 – Сигнатура походки человека, характеризующая изменения глобального движения

После вычитания смещения, линия наибольшей мощности выравнивается вдоль линии, характеризующей нулевую частоту, как видно на рис. 6. Важно отметить, что предложенная предварительная обработка позволяет уменьшить требуемый размер словаря, так как исключает из рассмотрения один из параметров модели – постоянная смещение по частоте.



Следует обратить внимание, что исключать указанный параметр можно лишь при анализе сигнала, отраженного от одного объекта. Если наблюдается движение нескольких объектов в рамках диаграммы направленности, так как их скорости могут отличаться, параметр следует рассматривать.

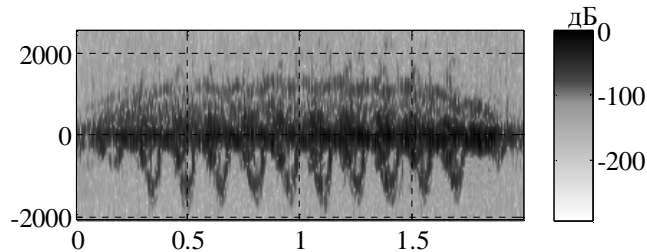


Рисунок 6 – Сигнатура походки человека, после вычитания смещения

**Выводы.** В работе предложен метод оценки параметров глобального движения объекта, учитывающий его ускорение и перемещение под углом к направлению на оптическую ось радара. Рассмотренный подход предусматривает извлечение из исходного сигнала компонент, связанных с глобальным движением объекта, для повышения эффективности оценки микродвижений. Для уменьшения числа компонент словаря следует использовать априорную информацию о сигнатуре сигнала. Этой цели также служит блок первичного анализа. Исходный размер банка функций определяется на основании априорной информации о сигнале, в то время как блок предварительного анализа позволяет оценивать характеристики сигнала сразу после приема; на основе полученных оценок возможно уменьшение размера банка. Основное требование к блоку предварительного анализа: высокая скорость работы, которая должна быть много меньше времени предполагаемой работы алгоритма декомпозиции. В этом случае введение дополнительного блока существенно повышает эффективность работы системы.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Евдокимова Е.О.* Анализ алгоритмов декомпозиции многокомпонентных доплеровских сигналов для определения параметров движения объектов//Труды Международной научной конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ – ИРЭМВ-2-13. Таганрог: Изд-во ЮФУ.-2013.-С.679-684.
2. *Chen. V.C.* The micro-Doppler effect in radar.-Artech House Publishers.-2011.-290p.
3. *Евдокимова Е.О.* Модель сигнала для оценки параметров подвижных объектов на основе анализа доплеровского спектра// Известия ЮФУ. Техническиенауки.2013.-№ 5 (142)б.-Из-во ТТИЮФУ.-С.122-128.

4. Otero M. Application of a continuous wave radar for human gait recognition. In Defense and Security// International Society for Optics and Photonics.-2005.-P.538-548.

5. <http://www.mikrocontroller.net/>

УДК 004.732.056(075.8)

## ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ БИЗНЕСА

В.И.Мищенко, А.К. Шилов

*Факультет информационной безопасности Южного федерального университета*

*Рассматриваются вопросы обеспечения информационной безопасности как часть проблемы поддержания непрерывности бизнеса. Обсуждаются условия формирования угроз информационной безопасности под влиянием взаимодействия внешних факторов дальнего окружения – социальных, технических, экономических и политических. По материалам Интернет приводится обзор внешних и внутренних киберугроз бизнесу, а также предлагаемые методы борьбы с ними*

Современный подход к обеспечению информационной безопасности бизнеса включает целенаправленное внедрение технологий, направленных на поддержание непрерывности бизнеса в непредвиденных ситуациях [1-2]. Термин «непрерывность бизнеса» говорит о бесперебойной деятельности всей организации, включая производственное оборудование, средства коммуникации, информационно-вычислительные средства и персонал. В настоящее время стало актуальным обеспечение защиты не только от катастрофических событий, но и от более вероятных – чрезвычайных ситуаций. В частности, ситуаций, включающих инциденты в компьютерных системах, вызванных киберпреступностью. Киберпреступность в различных ее проявлениях является актуальной угрозой для бизнеса. Интернет-опросы специалистов показывают, что лишь немногим более половины опрошенных считают свою компанию по-настоящему защищенной.

Тоже относится и к таким проблемам, как кража интеллектуальной собственности и промышленный шпионаж. Чаще всего российские компании сталкиваются с вредоносным программным обеспечением (ПО), нежелательной корреспонденцией, попытками несанкционированного проникновения в систему и фишингом. Отдельно стоит отметить внутренние угрозы, среди которых наиболее серьезные проблемы вызывают уязвимости в установленном программном обеспечении, а также риски, связанные с использованием

сотрудниками собственных мобильных устройств для доступа к корпоративной сети.

По материалам Интернет, в последнее время актуальность последней проблемы возросла – треть компаний видит угрозу в отсутствии контроля мобильных устройств, а 47% опрошенных сообщили, что их компании начали уделять больше внимания этому вопросу. Всего с утратой критически важных данных в результате кражи или потери мобильного устройства встретились 5% компаний. Тем не менее, когда речь идет о политике безопасности, применяемой к мобильным устройствам, выясняется, что около трети компаний предоставляют личным устройствам сотрудников неограниченный доступ к сети и ее ресурсам, создавая дополнительную угрозу безопасности корпоративной IT-структуры.

В дальнейшем ожидается рост количества личных устройств, используемых сотрудниками для работы: 35% опрошенных компаний планируют поощрять использование личных устройств для решения рабочих задач, и лишь 8% намерены ввести строгие ограничения. Еще одной важной угрозой являются целевые атаки на IT-инфраструктуру компании. За прошедший год имел место ряд подобных инцидентов. 16% опрошенных компаний считают, что в будущем эта угроза станет для них самой актуальной. Многие респонденты отметили ограниченный бюджет и отсутствие у топ-менеджмента понимания задач информационной безопасности, а также нехватку квалифицированных кадров. Необходимость повышения квалификации IT-персонала подтверждается тем, что 26% опрошенных специалистов не слышали ни об одной из наиболее распространенных киберугроз, в том числе о представляющих непосредственную опасность для деятельности их компаний [4].

Киберпреступность и нестабильная экономика – главные угрозы для бизнеса. 44% российских IT-специалистов включили киберугрозы в тройку наиболее актуальных угроз для бизнеса, и в итоге они заняли вторую позицию в общем списке. При этом треть респондентов отметила значительное увеличение количества киберугроз в течение последнего года. Более того, 36% опрошенных уверены, что в ближайшие несколько лет актуальность этой проблемы будет только возрастать. Это весьма вероятно, учитывая растущее количество вредоносного ПО и постоянное появление новых видов атак. Вместе с тем исследование показало, что, несмотря на осознание угрозы, которую представляет киберпреступность, многие компании не готовы к борьбе с опасностями такого рода. Так, только 60% опрошенных считают свои компании более или менее адекватно защищенными, что соответствует показателю прошлого года.

Не лучшим образом обстоят дела и с защитой от других угроз IT-безопасности. В частности, от кражи интеллектуальной собственности недостаточно защищены 42% предприятий России, а 41% уверены, что

используемая ими система защиты инфраструктуры не может пресекать попытки промышленного шпионажа.

Таким образом, уровень защищенности бизнеса по-прежнему остается недостаточно высоким. Основные выявленные угрозы непрерывности бизнеса представлены на рис.1 [4].

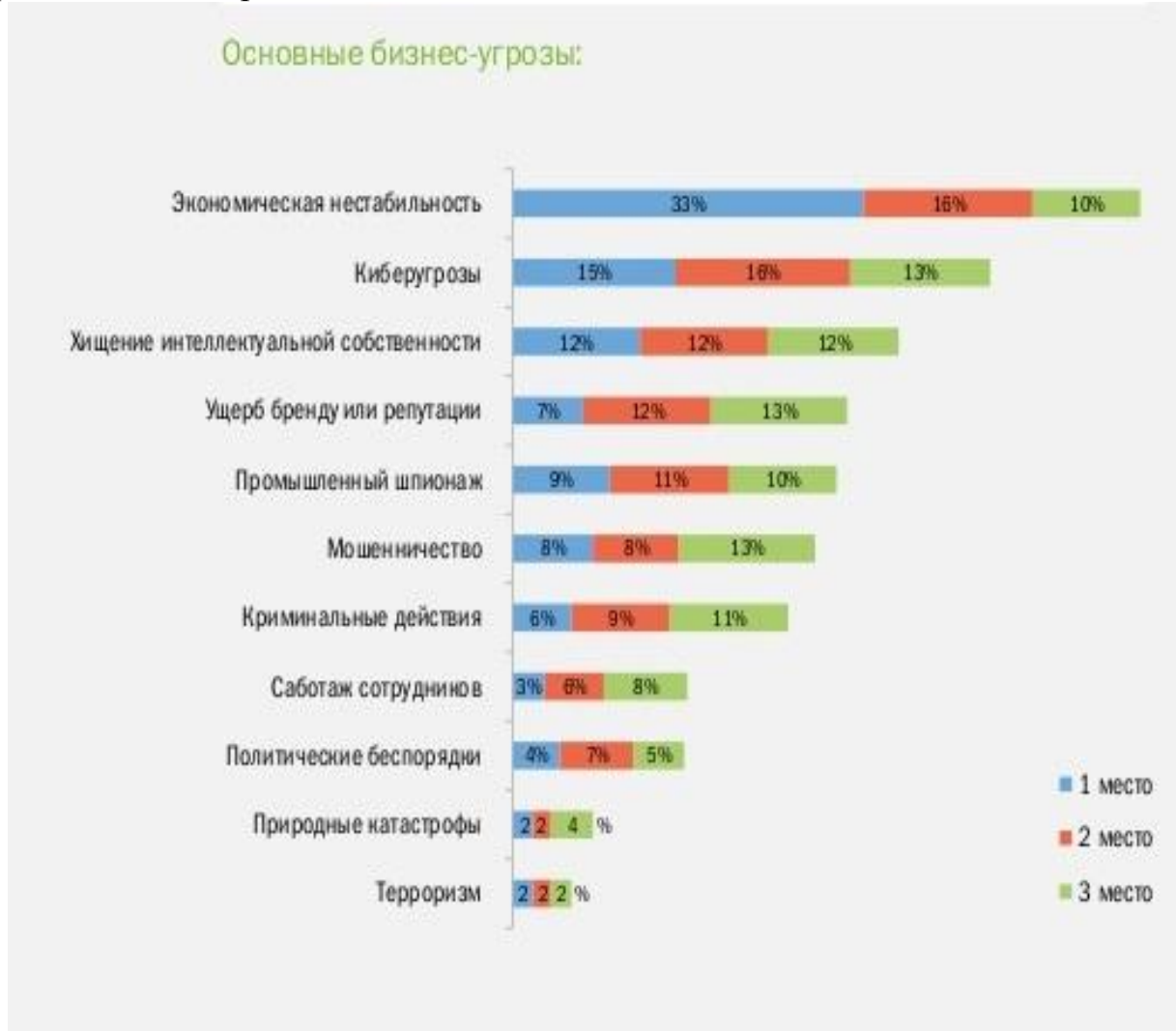


Рисунок 1– Основные угрозы непрерывности бизнеса

Наиболее распространенными киберугрозами, с которыми сталкиваются российские компании, являются различные вредоносные программы (73%), спам (71%) и взлом компьютеров (26%). Уровень распространения большинства киберугроз в России превышает среднемировой показатель. Заметно выросло количество случаев утраты важной конфиденциальной информации в результате подобных инцидентов – за последний год с этой проблемой столкнулись 25% российских компаний, в то время как годом ранее эта цифра составляла 20%.. Основные внешние киберугрозы представлены на рис.2 [4].

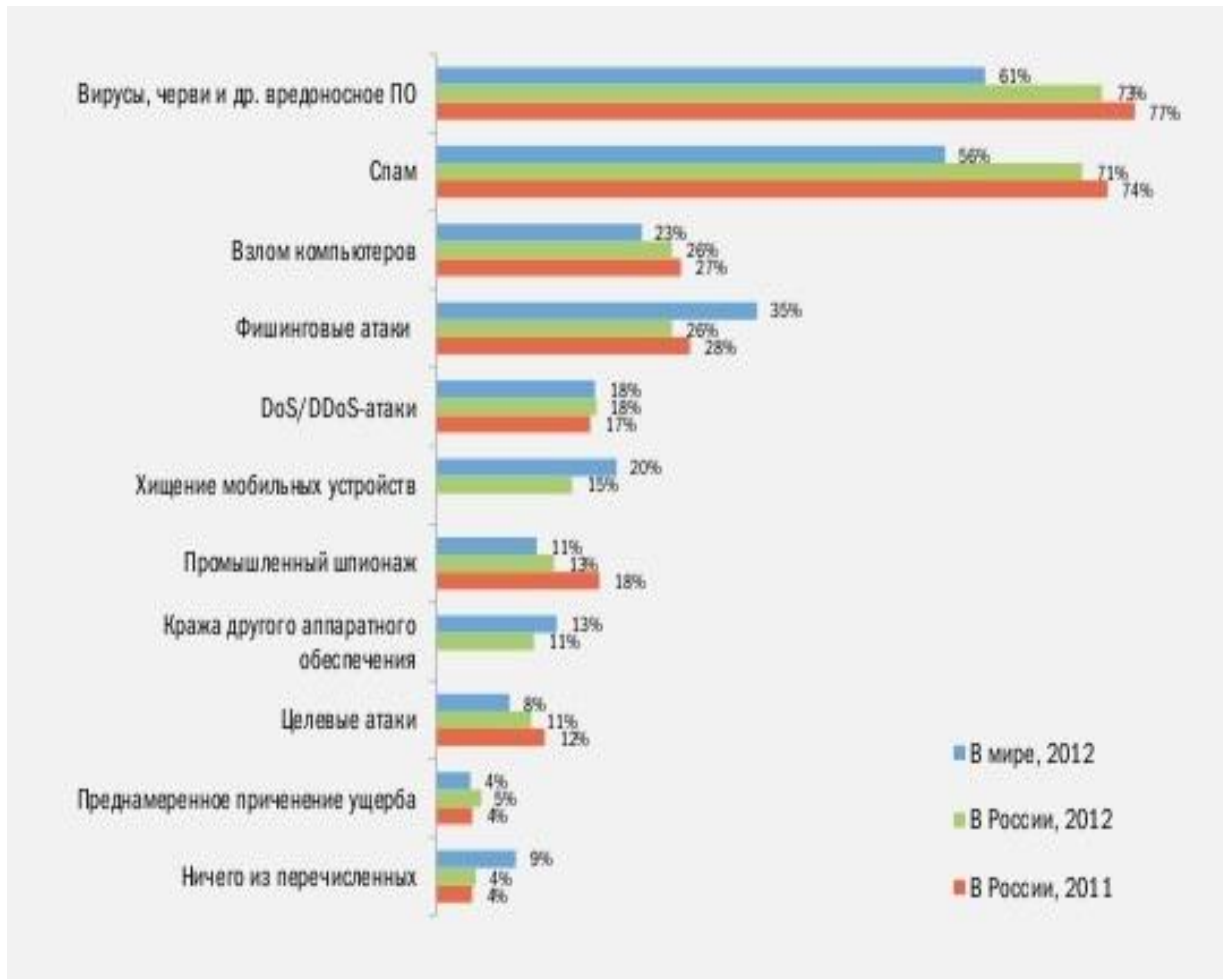


Рисунок 2 – Главные внешние киберугрозы

Помимо исходящих от злоумышленников внешних угроз, существуют внутренние угрозы. Чаще всего ИТ-специалисты сталкиваются с различными уязвимостями в установленном программном обеспечении – этот пункт отметили 49% респондентов. Целевые атаки на компании чаще всего проводятся с использованием уязвимостей в программах. Необходимо отметить, что количество уязвимостей в ПО, с которыми пришлось столкнуться российским компаниям, по сравнению с прошлым годом сократилось, однако по-прежнему превышает среднемировой показатель. Другие внутренние угрозы напрямую связаны с действиями сотрудников компаний: 39% российских предприятий сталкивались за последний год со случайной утечкой данных из-за неосторожных действий персонала, 19% – с потерей или кражей мобильных устройств сотрудников. Внутренние угрозы, с которыми сталкиваются компании в России и в мире приведены на рис.3 [4].

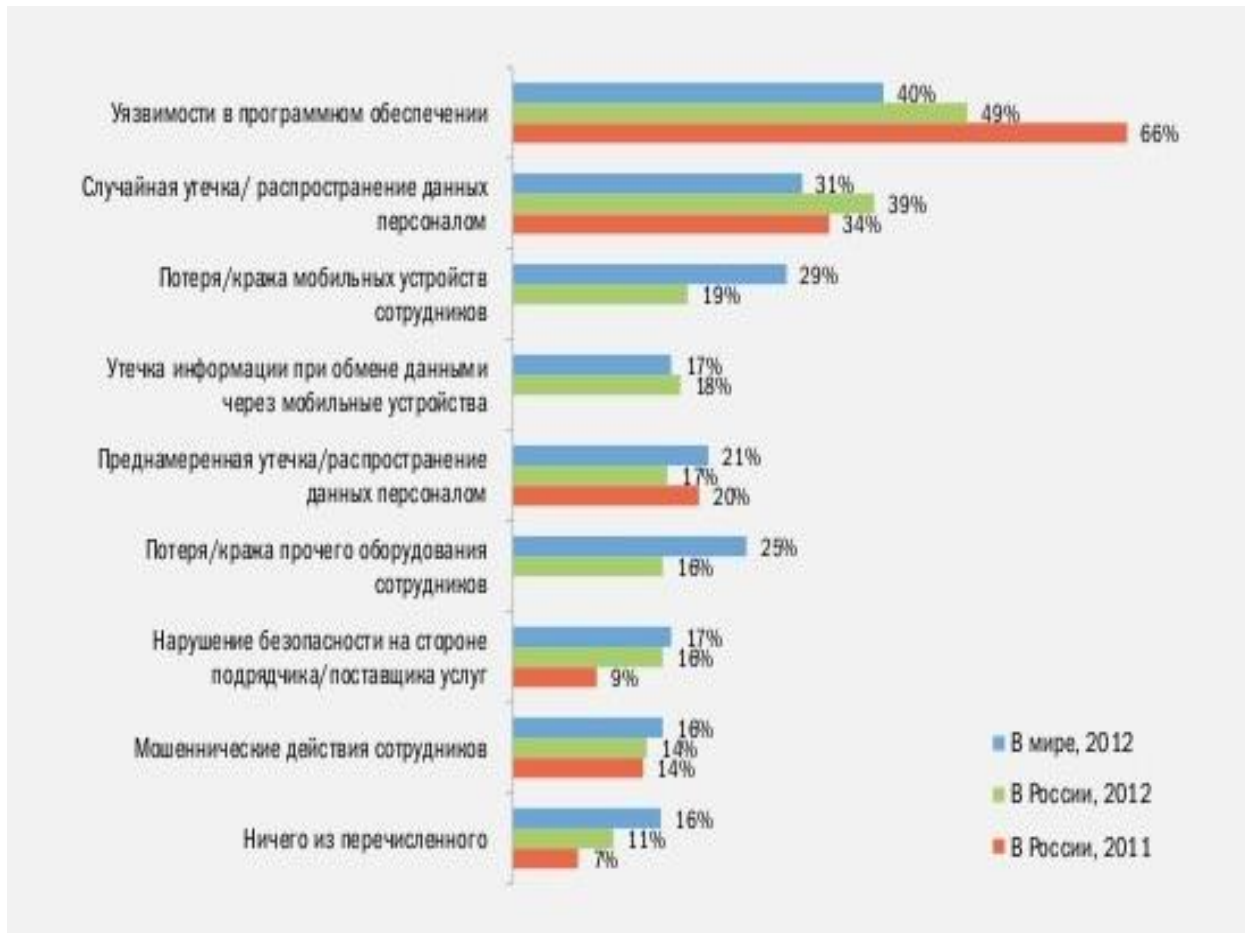


Рисунок 3. Внутренние угрозы

Согласно исследованию, наиболее актуальной задачей для российских IT-специалистов является защита данных (41%). Далее следуют планирование инвестиций в IT (29%), обеспечение отказоустойчивости IT-систем (28%) и обучение пользователей работе с информационными системами (27%). Предупреждение появления брешей в системе безопасности замыкает пятерку приоритетных задач IT-специалистов в России. Во всем мире это первостепенная задача. Контроль мобильных устройств, занимает последнее место (7%). Отсутствие на мобильных устройствах, корпоративных или личных, принятой в компании политики безопасности часто приводит к попаданию конфиденциальной информации в руки злоумышленников.

Анализ также показал, что IT-специалисты в малых и средних компаниях, в отличие от своих коллег из крупных корпораций, вынуждены чаще решать проблемы, связанные с ограниченным бюджетом, выделяемым на IT (13%), а также более тщательно планировать инвестиции в IT-инфраструктуру (31%). Это вызвано нехваткой свободных денежных средств в секторе среднего и малого бизнеса. В результате небольшие компании экономят на информационных технологиях, что иллюстрируется на Рис. 4 [4].



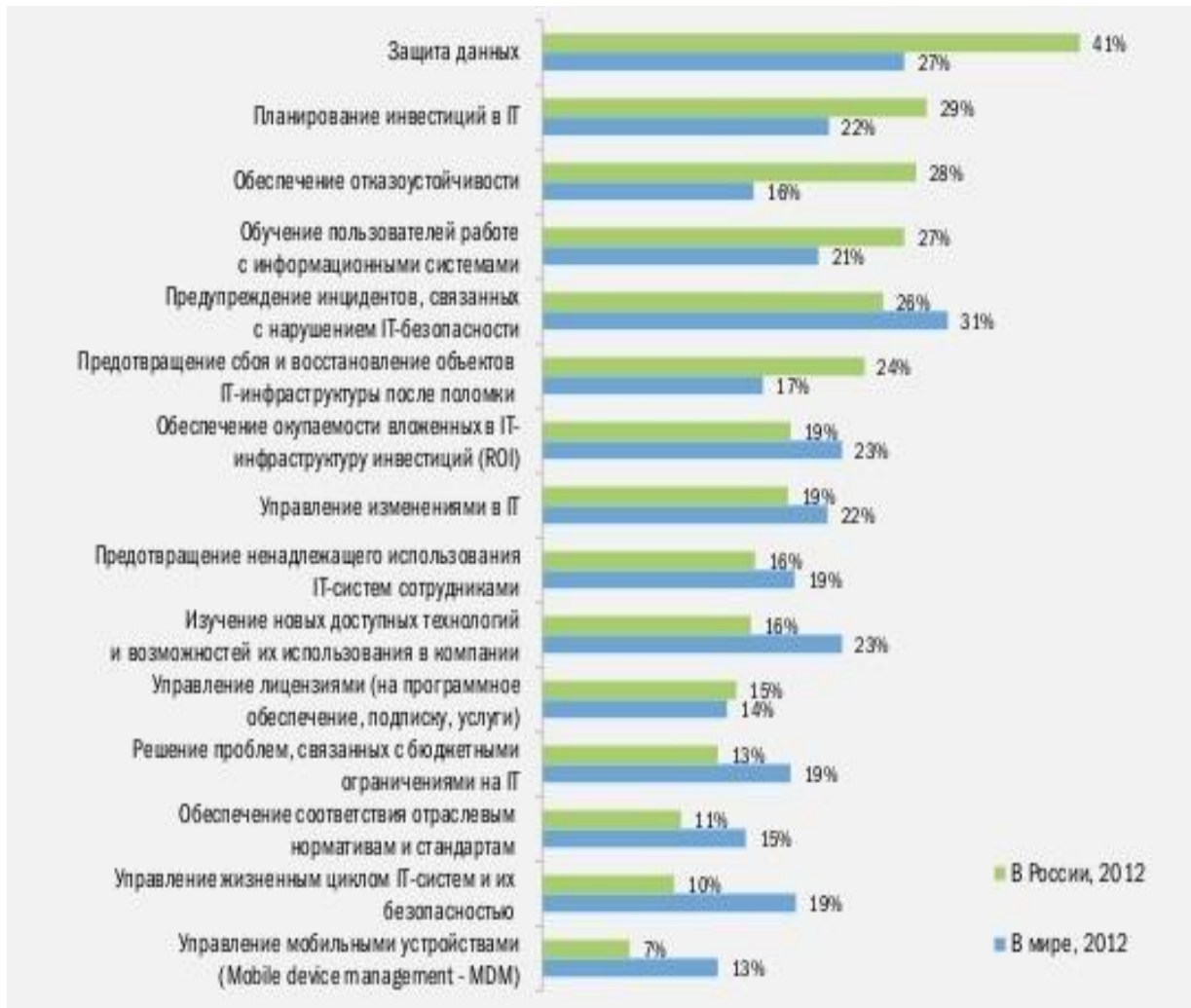


Рисунок 4– Задачи ИТ-специалистов

Наиболее распространенными мерами по обеспечению информационной безопасности являются антивирусная защита (70%), регулярная установка обновлений ПО (61%), шифрование данных и политика послеаварийного восстановления (43%). Следует отметить, что популярность шифрования критически важных данных заметно выросла по сравнению с предыдущим годом – 43% компаний внедрили эту технологию (по сравнению с 36% в прошлом году). Тем не менее, каждая третья компания до сих пор не использует защиту в полной мере, а одна компания из ста и вовсе не имеет защиты. Более современные инструменты защиты, такие как отдельная политика безопасности для ноутбуков и съемных носителей, шифрование данных и системы управления мобильными устройствами мало используются в России. Меры по обеспечению информационной безопасности в России и остальном мире иллюстрируются на рис.5 [4].

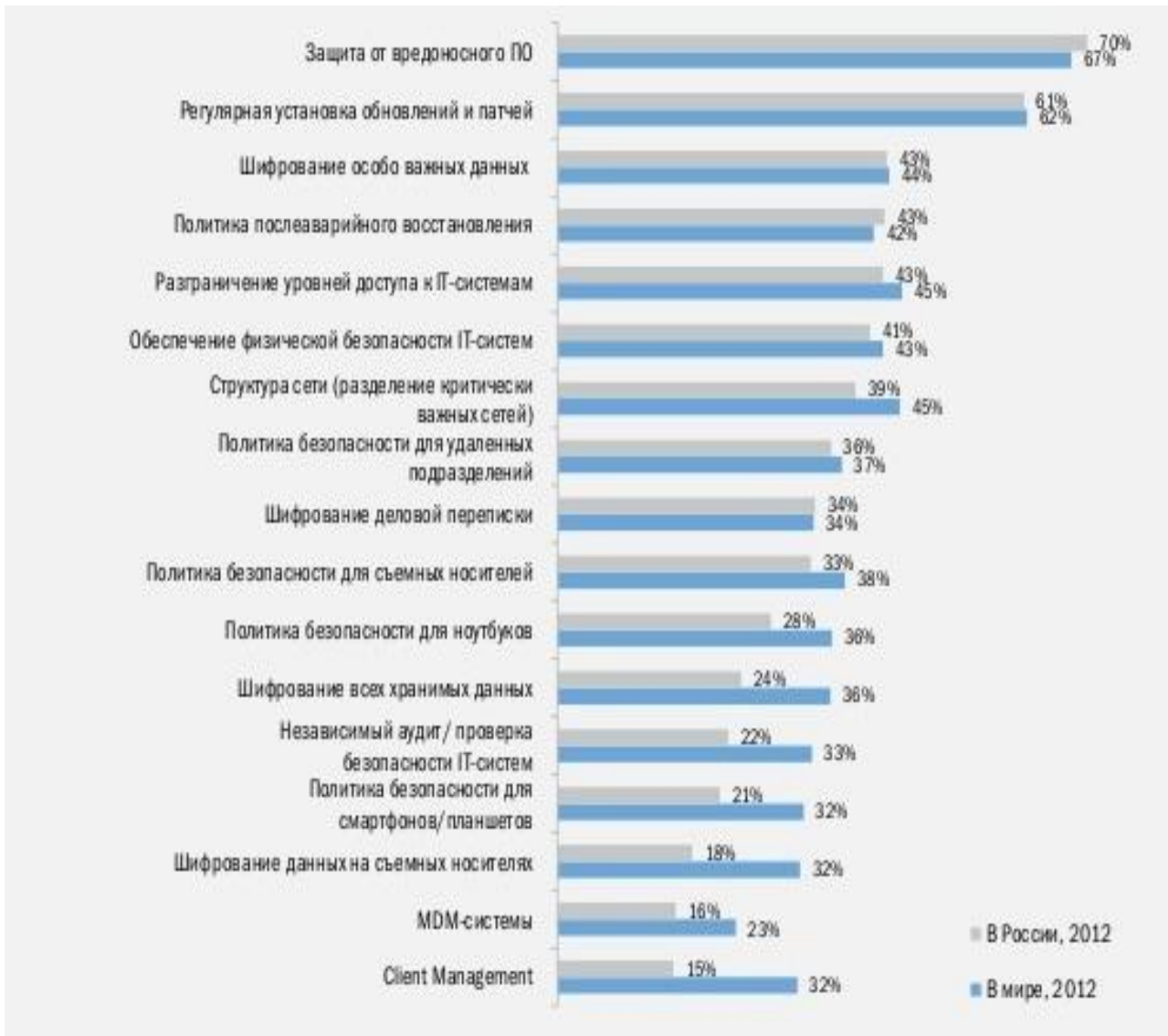


Рисунок 5– Меры по обеспечению информационной безопасности

Новой информационной угрозой непрерывности бизнеса стали мобильные устройства. Согласно результатам исследований, 32% опрошенных видят в мобильных устройствах серьезную угрозу безопасности бизнеса, а 47% признались, что уделяют гораздо больше внимания безопасности корпоративных смартфонов и планшетов по сравнению с прошлым годом. 5% опрошенных уже сталкивались с утечкой важной информации из-за кражи или утраты мобильного устройства сотрудника. Хотя ИТ-специалисты все больше склонны считать личные мобильные устройства угрозой безопасности, компании не торопятся запрещать или как-либо ограничивать их использование в рабочих целях. Так, неограниченный доступ с личных смартфонов ко всем корпоративным ресурсам поддерживает 31% компаний. Очевидной тенденцией является то, что большинство компаний положительно оценивают использование сотрудниками личных устройств для работы. Лишь 8% опрошенных компаний планируют ввести строгий запрет

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2013, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia



на использование персональных устройств в рабочих целях, а 26% намерены ограничить круг пользователей, имеющих возможность доступа к корпоративной сети с личного планшета или смартфона. В то же время 35% компаний планируют, наоборот, поощрять сотрудников к использованию личных устройств для работы. В целом такая политика может принести пользу бизнесу, но только при условии внедрения единой политики безопасности для персональных устройств, а также эффективных решений для контроля и защиты всех мобильных устройств – как принадлежащих компании, так и личных, что показано на рис.6 [4].



Рисунок 6 – Ограничение использования личных устройств

Приведенная выше подборка информации, взятая из Интернет-источников, большей частью с сайта [4], позволяет сделать вывод о большом влиянии данного типа угроз на информационную безопасность. Киберугрозы, связанные с распространением мобильных средств, заметно влияют на обеспечение непрерывности бизнеса как в небольших компаниях, так и в крупных корпорациях. Можно ожидать повышение интенсивности целевых атак на бизнес. Современные стандарты требуют проведения специальных тренингов, направленных на повышение уровня компьютерной грамотности

персонала. Важнейшим элементом защиты, является понимание топ-менеджментом компаний актуальных угроз и путей защиты от них.

В результате проведенного аналитического обзора можно сформулировать основные меры по защите непрерывности бизнеса от актуальных киберугроз в порядке их важности: широкое шифрование важнейшей для бизнес-проектов информации, внимание к персональным устройствам (особенно к мобильным), готовность к целевым атакам и работа с персоналом.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. ГОСТ Р 53647.3-2010. Менеджмент непрерывности бизнеса. Часть 3. Руководство по внедрению. М.: Стандартинформ, 2011. – 49 с.

2. Милославская Н. Г., Сенаторов М. Ю., Толстой А. И. Управление инцидентами информационной безопасности и непрерывностью бизнеса. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 170 с.

3. Андрианов В.В., Зефирова С.Л., Голованов В.Б., Голдуев Н.А. Под общей редакцией А.П. Курило. Обеспечение информационной безопасности бизнеса. – М.: ЦИПСИР, 2011. — 373 с.

4. <http://www.slideshare.net>: научные электронные презентации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.slideshare.net>, свободный.

## Секция 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ

### МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В КАНАЛЕ КРЕНА АВТОПИЛОТА ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ВОЗМУЩЕНИЙ БОЛЬШОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ

Ю. А. Геложе, И. Р. Алексенко

Радиотехнический факультет Южного федерального университета,  
[iljaaleksenko@rambler.ru](mailto:iljaaleksenko@rambler.ru)

*Рассмотрено решение задачи создания адекватной модели нелинейной автоматической системы, функционирующей в условиях возмущений большой интенсивности.*

В качестве модели канала крена автопилота использована система импульсно – фазовой автоподстройки частоты.

В составе этой системы используется ключевой импульсно – фазовый дискриминатор. Его статическая характеристика «пилообразная» с периодичностью  $2\pi$ , т.е. она полностью идентична характеристике гировертиканта при совершении вращения летательного аппарата относительно продольной оси.

Математическая модель объекта управления фазовой автоматической системы является соединением инерционного звена первого порядка и интегратора [1]:

$$W_{\text{ФАПЧ}}(s) = \frac{\varphi(s)}{U_{\text{уп}}(s)} = \frac{S_{\text{УГ}}}{(T_{\text{Ф}}s + 1) \cdot s}, \quad (1)$$

где  $\varphi(s)$  – изображение фазы управляющего автогенератора;

$U_{\text{уп}}(s)$  – изображение управляющего напряжения, формируемого ключевым импульсно-фазовым дискриминатором;

$S_{\text{УГ}}$  – крутизна модуляционной характеристики управляющего по частоте автогенератора;

$T_{\text{Ф}}$  – постоянная времени резистивно-емкостного фильтра нижних частот, моделирующего инерциальное звено первого порядка.

Математическая модель объекта управления канала крена автопилота так же представляет собой соединение инерциального звена первого порядка и интегратора [2]:

$$W_{АП}(s) = \frac{Y(s)}{\delta(s)} = \frac{K_Y}{(T_Y s + 1) * s}, \quad (2)$$

где  $Y(s)$  – изображение угла крена летательного аппарата;

$\delta(s)$  – изображение угла закладки элеронов;

$K_Y$  – статический коэффициент передачи летательного аппарата по угловой скорости крена, связывающий величину закладки элеронов с его установившейся угловой скоростью вращения относительно продольной оси;

$T_Y$  – постоянная времени летательного аппарата по крену.

Из сравнения выражений (1) и (2) следует, что система импульсно-фазовой автоподстройки частоты может быть использована в качестве имитатора процессов в канале крена автопилота, если, как отмечалось выше, статистическая характеристика ключевого импульсно - фазового дискриминатора «пилообразная» с периодом  $2\pi$ .

Ниже приведены фазовые портреты процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты при больших кратковременных возмущениях. По горизонтальной оси отсчитывается угол крена (эквивалент фазы), а по вертикальной – угловая скорость по крену (эквивалент частоты).

Из Рис.1. видно, что изображение точки в одних случаях приходят к установившемуся равновесию, соответствующему установлению заданного угла крена, а в других – к предельному циклу, движение по которому эквивалентно установившемуся вращению летательного аппарата по крену.

Таким образом, заданный угол крена устанавливается с некоторой вероятностью.

Устойчивость такой автоматической системы называют статистической устойчивостью [3]. Вероятность установления требуемого состояния системы определяется отношением количества опытов с благоприятным исходом к общему количеству независимых экспериментов 2.

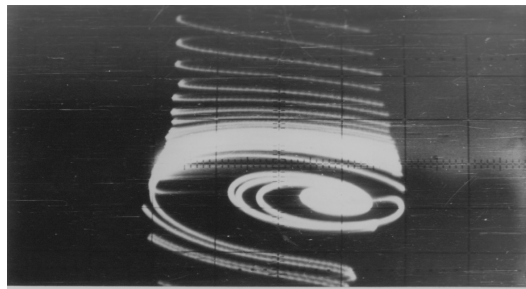


Рисунок 1 – Фазовый портрет процессов в канале крена автопилота, при заданном угле крена  $70^\circ$  и колебательным переходным процессе

На рис. 2,3,4 и 5 приведены фазовые портреты в канале крена автопилота, выполненного по патенту [4].

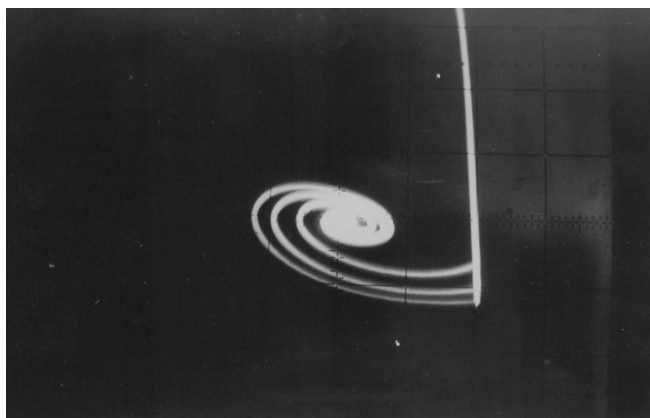


Рисунок2

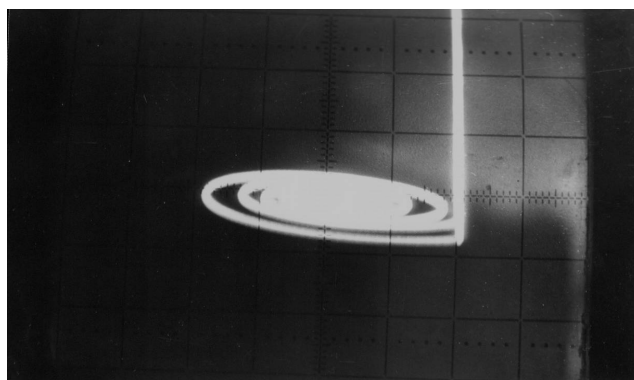


Рисунок3

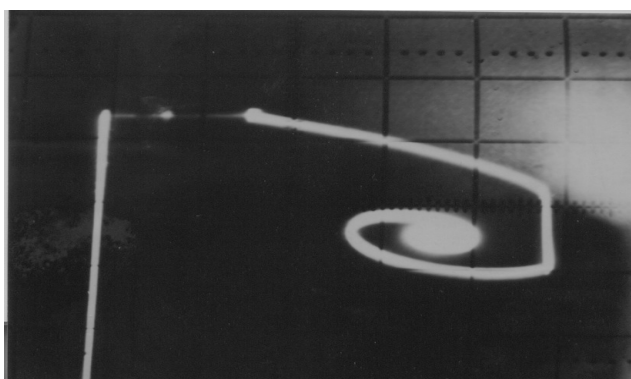


Рисунок4.

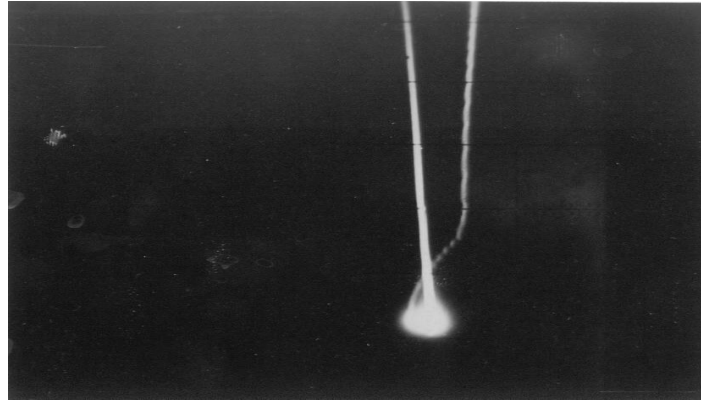


Рисунок 5.

Из Рис. 2,3,4 и 5 следует, что в автоматической системе управления креном летательного аппарата, выполненного по патенту [4], с вероятностью, равной единице, устанавливается заданный угол крена, даже близкий к  $180^\circ$  (см. рис. 5).

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шахгильдян В. В., Леховкин С. С. Система фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972.
2. Доброленский Ю. П., Иванова В. И., Поспелов Г. С. Автоматика управляемых снарядов. – М.: Оборонгиз. 1963.
3. Геложе Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в нелинейных системах. – М.: Радио и связь, 2006.
4. Патент 2137172(РФ) Автопилот, Ю. А. Геложе, П. П. Клименко, Н. В. Прудников. –Опубл. 1999. Бюл. №25

## СОЗДАНИЕ МОДЕЛИРУЮЩЕГО СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Д.О.Троц

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

Целью моделирования настоящей работы является формирование модели стенда корреляционного пеленгатора и тестирование его отдельных функциональных узлов. Все моделирование происходило в программе SystemView 2006.

Исследуемый в данной работе корреляционный пеленгатор (КП) предназначен для пеленгования шумовых сигналов (ШС) с неизвестной формой с заданной погрешностью ста в широком секторе по азимуту  $\Delta$ , величина

которого определяется базой КП  $d$  и допустимым интервалом регулировки запаздывания сигналов в каналах КП  $\Delta t_0$ .

Полагаем, что модель радиообстановки на выходах ЛТП1 и ЛТП2 имеет вид двухкомпонентных процессов:

$$y_1(t) = S(t) + n_1(t); y_2(t) = S(t - t_s) + n_2(t);$$

$$t_s = \frac{d \sin a}{c},$$

где  $S(t)$  - шумовой сигнал (ШС), соответствующий квазибелому шуму (КШ);

$n_1(t), n_2(t)$  - внутренние шумы;

$t_s$  - временной сдвиг ШС, пропорциональный пеленгу  $a$ ;

$d$  - разнос антенн А1 и А2 (база КП);

$c$  - скорость распространения радиоволн.

Структурная схема корреляционного пеленгатора показана на рис. 1.

Создадим генератор шума имитирующего модель радиообстановки на выходах ЛТП1 и ЛТП2.

На панели инструментов слева выбирается пункт source (источник) как показано на рисунке 2, затем вкладка noise/PN и GaussNoise. Далее выставляются нужные параметры шумового сигнала.

Временная и спектральная диаграммы шумового сигнала представлены на рисунках 3 и 4

В качестве линейного тракта приемника используется полосовой фильтр Баттерворта первого порядка с параметрами:  $f_H = 1 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ ;  $f_L = 10 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ .

Создать такой фильтр в SystemView 2006 не составляет большого труда и делается это как показано на рисунке 5.

Установка параметров полосового фильтра происходит в окне представленном на рисунке 6. Здесь также можно выбрать тип фильтра (Баттерворта, Чебышева, Бесселя), его порядок и вид полосы фильтрации (полосовой, режекторный, нижних частот, высоких частот).

Также здесь можно построить теоретические графики АЧХ и ФЧХ фильтра. Эти графики приведены на рисунках 7.

Рассмотрим другие используемые узлы в схеме. Широкополосный фазовращатель на  $p/2$  создается путем выбора в левой панели инструментов пункта Rf/Analog, а затем выбора вкладки split/combine. В этой вкладке нужный нам компонент называется PSplit 90. На схеме он выглядит как на рисунке 8.



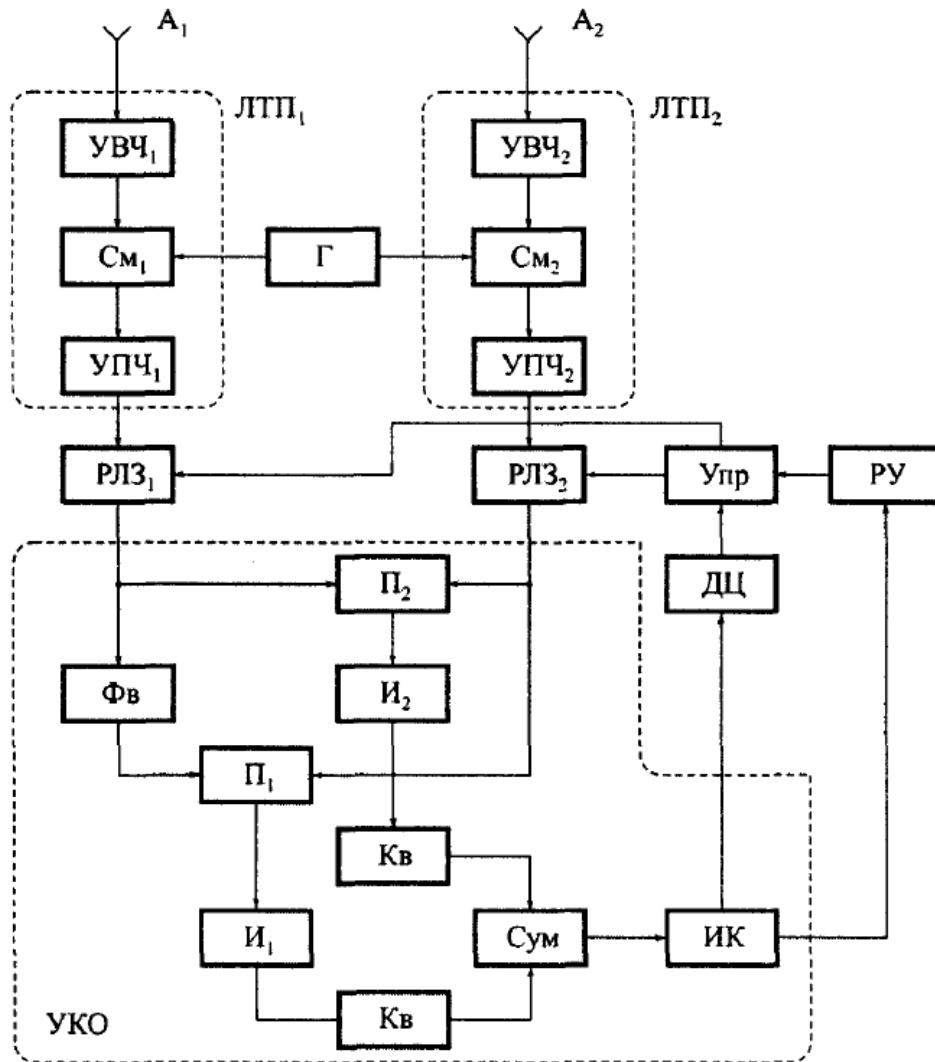


Рисунок 1 – Структурная схема корреляционного пеленгатора

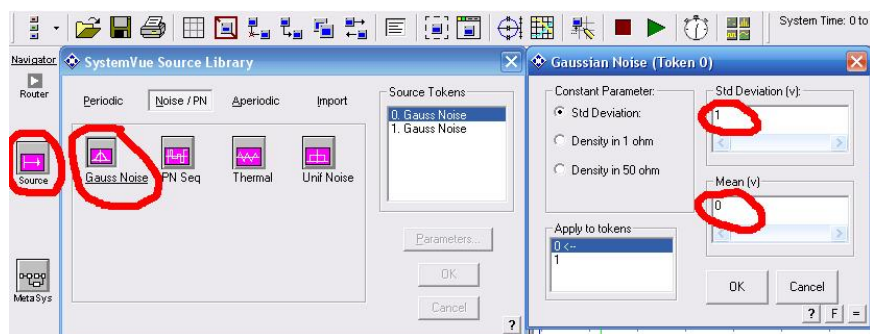


Рисунок 2– Моделирование ГШ



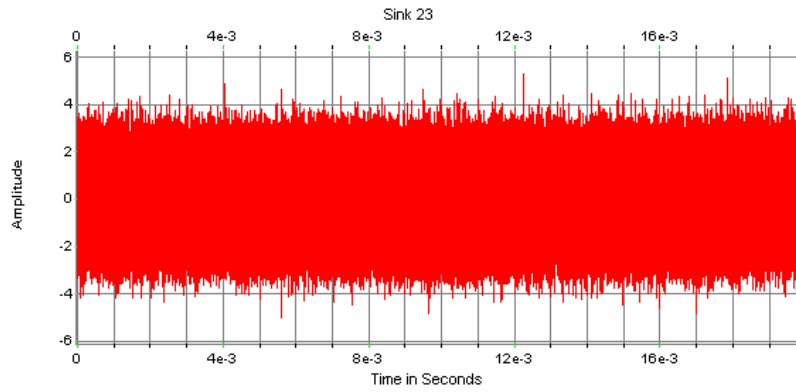


Рисунок 3 – Временная диаграмма шумового сигнала

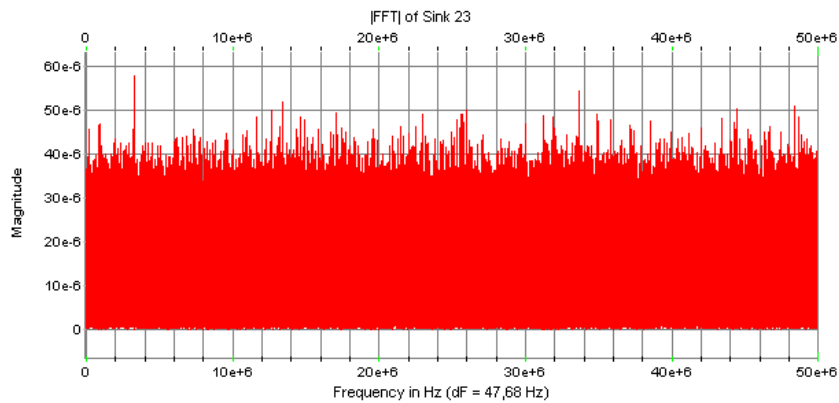


Рисунок 4– Спектральная диаграмма шумового сигнала

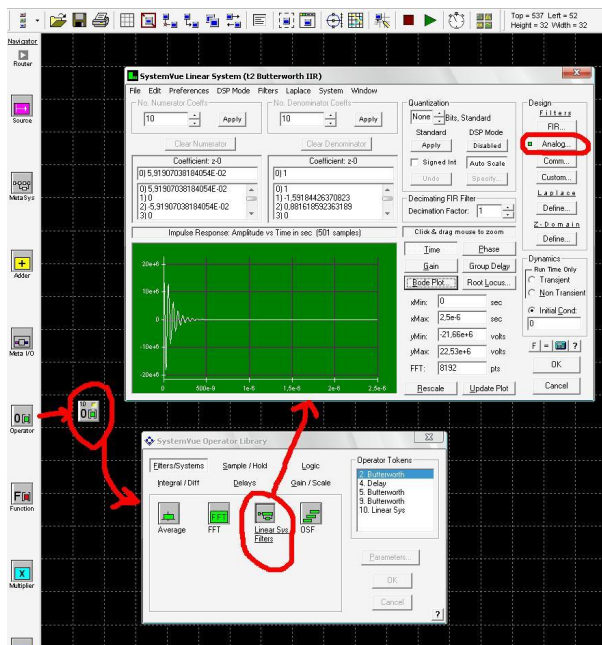


Рисунок 5- Создание фильтра в SystemView

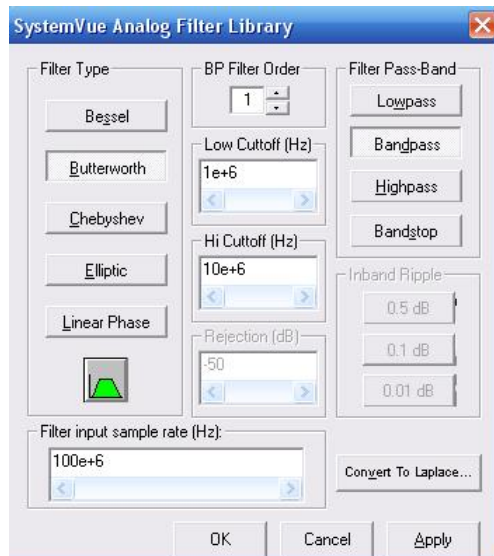


Рисунок 6- Окно параметров фильтра

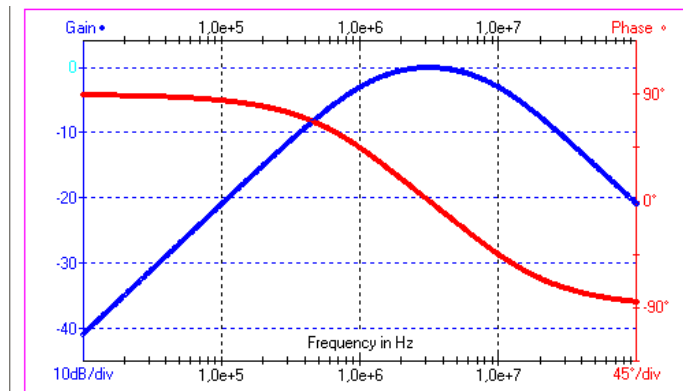
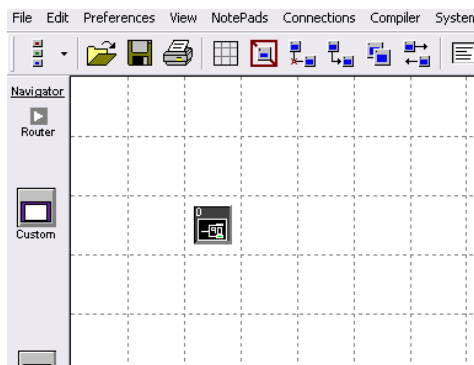


Рисунок 7 - Теоретические графики АЧХ и ФЧХ фильтра

Рисунок 8- Схема широкополосного фазовращателя на  $p/2$  в SystemView

Устройство квадратурной обработки реализуется по схеме как показано на рисунке 9.

Компонент возведения в степень создается как показано на рисунке 10.

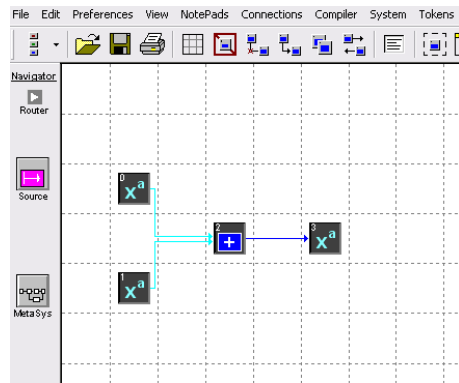


Рисунок 9- Реализация устройства квадратурной обработки в SystemView

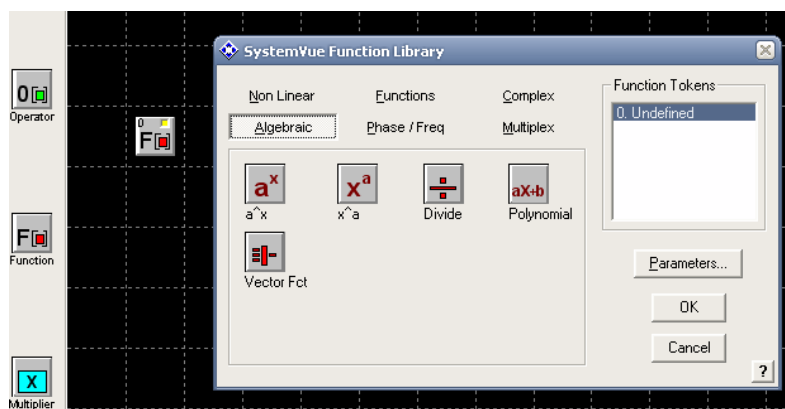


Рисунок 10- Компонент возведения в степень

Степень компонента до сумматора будет 2, а после сумматора 0,5. Т. е. по сути дела этот компонент заменяет два квадратора и извлечение корня.

Далее рассмотрим создание линии задержки. Этот компонент создается посредством выбора в левой панели инструментов пункта operator, а затем delays. В нашем случае установим задержку равной 0. Меню компонента delay приведено ниже на рисунке 11.

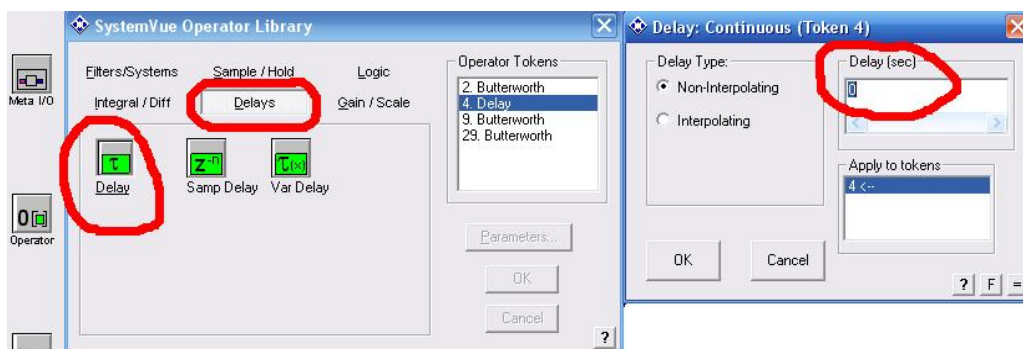


Рисунок 11- Компонент delay

Создание интегратора происходит посредством выбора в левой панели инструментов пункта operator, а затем Integral/Diff и Integral. Меню компонента Integral приведено ниже на рисунке 12.

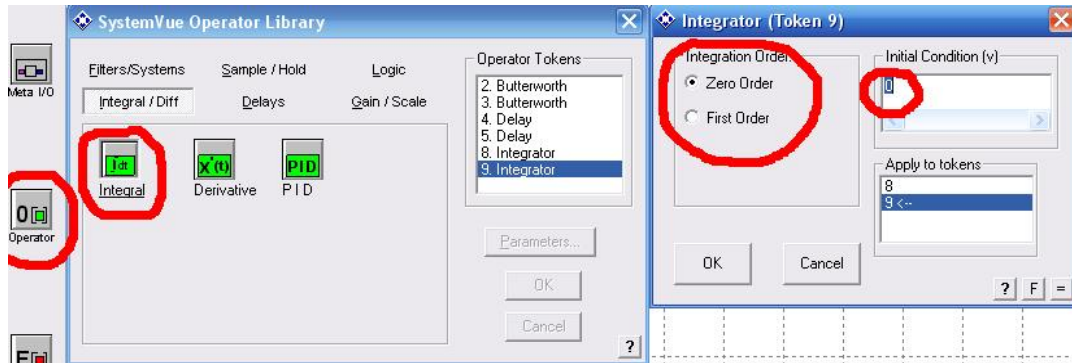


Рисунок 12 – компонент Integral

В ходе работы было проведено моделирование и тестирование отдельных функциональных узлов КП, показан полный путь создания всех используемых блоков в программе SystemView 2006. Приведённая информация может быть использована как для построения моделирующего стенда для КП в целом, так и для проверки работоспособности его частей.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Калибровка корреляционных пеленгаторов. – Радиосистемы, выпуск 167, 2011.
2. Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. - М.: Воениздат., 1966 г. – 248 с.
3. Васильев О.А., Грязнов К. В., Ефремов И. А. Расчёт, проектирование и реализация широкополосного приемника. – Специальная техника №2, 2012.

УДК 621.372, 532.59

## МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С РАЗЛИЧНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НЕЛИНЕЙНОГО ЗВЕНА

А.М. Пилипенко

Южный федеральный университет, радиотехнический факультет, кафедра ТОР,  
Email: [ampilipenko@sfedu.ru](mailto:ampilipenko@sfedu.ru)

*Рассмотрена обобщенная структурная схема автоколебательной системы, описана ее математическая модель в виде нелинейного*

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,  
1 Ноябрь 2013, Таганрог, Россия  
THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,  
1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia

*обыкновенного дифференциального уравнения второго порядка. Представлено точное решение уравнения автогенератора в установившемся режиме при различных характеристиках активного элемента.*

Автоколебательная система (автогенератор) является неотъемлемой частью почти любого радиотехнического устройства. Кроме очевидных случаев автономных генераторов (а именно, генераторы гармонических сигналов, генераторы каких-либо функций, импульсные генераторы) источник регулярных колебаний необходим в любом периодически действующем измерительном приборе, в устройствах, иницирующих измерения или технологические процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана с периодическими состояниями или периодическими колебаниями. Они присутствуют практически везде. Так, например, генераторы колебаний специальной формы используются в вольтметрах, осциллографах, радиоприемных и радиопередающих устройствах, счетчиках, таймерах, во множестве других устройств. Устройство без генератора либо вообще ни на что не способно, либо предназначено для подключения к другому устройству (которое, скорее всего, содержит, генератор) [1].

Не будет преувеличением сказать, что генераторы являются таким же необходимым устройством в радиоэлектронике, как регулируемый источник питания постоянного тока. В зависимости от конкретного применения генератор может использоваться просто как источник регулярных импульсов («часы» в цифровой системе), от него может потребоваться стабильность и точность (например, опорный интервал времени в частотомере), регулируемость (гетеродин передатчика или приемника) или способность генерировать колебания в точности заданной формы.

Любой автогенератор представляет собой нелинейное устройство, преобразующее энергию источника питания в энергию колебаний. Независимо от схемы и назначения автогенератор должен иметь источник питания, усилитель и цепь обратной связи (обратная связь должна быть положительной) [2]. Автогенератор, находящийся в стационарном режиме, представляет собой обычный нелинейный усилитель, для возбуждения которого используются колебания, вырабатываемые в самом генераторе. Колебания с выхода усилителя подаются на его вход по цепи обратной связи. Если амплитуда и фаза возбуждения отвечают определенным условиям, то в энергетическом отношении автогенератор ведет себя так же, как и генератор с внешним возбуждением. Однако генератор с самовозбуждением имеет существенные особенности. Частота и амплитуда автоколебания в стационарном режиме определяются только параметрами самого генератора, между тем как в генераторе с внешним возбуждением частота и амплитуда колебаний навязываются возбудителем.

Любую автоколебательную систему можно представить в виде схемы, показанной на рис. 1. На этой схеме автогенератор изображен в виде сочетания трех четырехполюсников: одного нелинейного безынерционного, и двух линейных. Нелинейный четырехполюсник соответствует активному элементу (транзистор, туннельный диод и т. д.), первый из линейных четырехполюсников – избирательная цепь автогенератора (в частном случае – колебательный контур), а второй – цепь обратной связи.

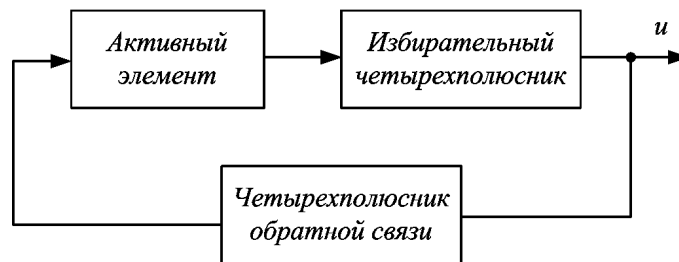


Рисунок 1– Обобщенная структурная схема автогенератора

Автогенератор может быть реализован без четырехполюсника обратной связи, а на основе нелинейного элемента с отрицательной дифференциальной проводимостью (таким элементом является, например, туннельный диод). В этом случае в автоколебательной системе возникает, так называемая, внутренняя обратная связь эквивалентная использованию внешнего четырехполюсника обратной связи. Математическая модель автогенератора с внутренней обратной связью имеет вид нелинейной системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) [3]:

$$\begin{aligned} \frac{du}{dt} &= -\frac{f(u)}{C} - \frac{i}{C}, \\ \frac{di}{dt} &= \frac{u}{L}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $u$  – напряжение на контуре,  $i$  – ток индуктивного элемента контура,  $f(u)$  – вольт-амперная характеристика (ВАХ) нелинейного звена автогенератора.

Исключая из системы (1) переменную  $i$  получаем нелинейное уравнение автогенератора:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} \frac{df}{du} \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0, \quad (2)$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – резонансная частота контура.

Следует отметить, что при использовании кубической аппроксимации ВАХ нелинейного звена, для которой  $f(u) = a_1u + a_3u^3$  ( $a_1 < 0$ ,  $a_3 > 0$ ), уравнение (2) представляет собой широко известное уравнение Ван-дер-Поля, которое описывает процессы в автоколебательной системе в несколько идеализированной форме.

Применение уравнения Ван-дер-Поля и его решений на практике в ряде случаев затруднено. Во-первых, характеристика нелинейного элемента колебательной системы не всегда достаточно точно аппроксимируется полиномом третьей степени, во-вторых, для контроля погрешности решения необходимо увеличивать число членов описывающего его ряда, что требует значительных дополнительных вычислительных затрат, поскольку члены этого ряда достаточно сложные функции.

В данной работе предлагается использовать для аппроксимации характеристики нелинейного активного элемента симметричную кусочно-линейную функцию  $i_g = f(u)$  (рис. 2, а). При этом дифференциальная проводимость нелинейного элемента  $g(u) = di_g / du$  имеет вид (рис. 2, б):

$$g(u) = \begin{cases} -G_0, & |u| \leq U_0; \\ G_1, & |u| > U_0, \end{cases} \quad (3)$$

где  $G_0$  и  $G_1$  – модули дифференциальных проводимостей нелинейного элемента при  $df/du < 0$  и  $df/du > 0$  соответственно;  $U_0$  – значение напряжения, при котором дифференциальная проводимость меняет знак на противоположный.

На рис. 2 представлены различные варианты кусочно-линейной аппроксимации ВАХ нелинейного звена. Характеристики, для которых  $G_0 = G_1$ , показаны сплошными линиями, штриховые и точечные линии соответствуют случаям, когда  $G_0 < G_1$ .

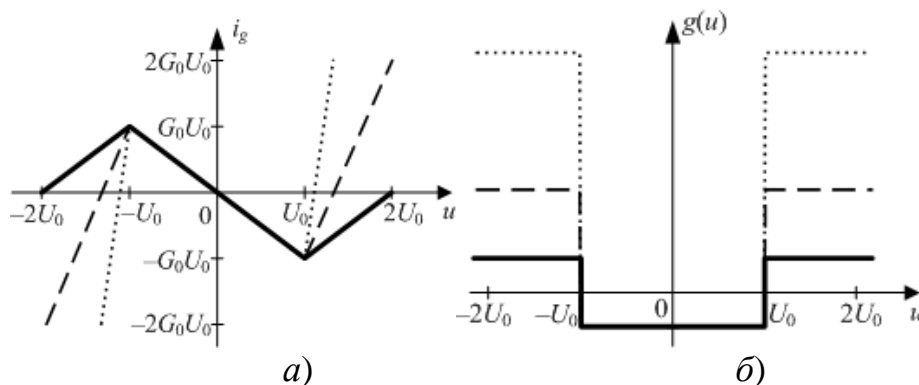


Рисунок 2– ВАХ (а) и дифференциальная проводимость (б) нелинейного звена

Применение кусочно-линейной функции позволяет с одной стороны повысить точность моделирования ВАХ нелинейного элемента по сравнению с

аппроксимацией кубическим полиномом, а с другой стороны – получить аналитическое решение уравнения автогенератора в установившемся режиме (асимптотическое решение) [4].

Функция, описывающая асимптотическое решение  $u(t)$ , является периодической, поэтому  $u(t \pm nT) = u(t)$  ( $T$  – период колебаний,  $n = 0, 1, 2, \dots$ ). Кроме того, полагая, что характеристика нелинейного звена симметрична относительно начала координат (см. рис. 2, а), нетрудно показать, что  $u(t \pm T/2) = -u(t)$ . Таким образом, для определения асимптотического решения в любой момент времени необходимо определить его аналитическое выражение на интервале  $0 \leq t \leq T/2$ . На этом интервале решение уравнения автогенератора можно представить в виде

$$u(t) = \begin{cases} u_0(t), & 0 \leq t \leq t_0; \\ u_1(t), & t_0 < t \leq T/2, \end{cases} \quad (4)$$

где  $u_0(t)$  и  $u_1(t)$  – решения уравнения (2) при  $g(u) = -G_0$  и  $g(u) = G_1$  соответственно;

$t_0$  – момент времени, в который проводимость нелинейного элемента меняет знак.

Поскольку  $G_0$  и  $G_1$  являются некоторыми положительными константами, то при определении  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  уравнение (2) представляет собой линейное однородное дифференциальное уравнение, решение которого известно [5].

Для генератора ангармонических колебаний (колебаний близких по форме к гармоническим) должны выполняться следующие условия  $q = \sigma/G_0 > 1/2$  и  $Q = \sigma/G_1 > 1/2$ , где  $\sigma = \sqrt{C/L}$  – характеристическая проводимость LC-контура. При этом  $u_0(t)$  и  $u_1(t)$  описываются квазигармоническими функциями, а асимптотическое решение имеет вид

$$u(t) = \begin{cases} e^{\delta_0 t} A_0 \cos(\omega_{св0} t + \psi_0), & 0 \leq t \leq t_0; \\ e^{-\delta_1 t} A_1 \cos(\omega_{св1} t + \psi_1), & t_0 < t \leq T/2, \end{cases} \quad (5)$$

где  $\delta_{0,1} = G_{0,1}/2C$ ;  $\omega_{св0,1} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta_{0,1}^2}$ ;  $A_0, A_1, \psi_0, \psi_1$  – постоянные интегрирования.

В случае релаксационных колебаний  $q < 1/2$  и  $Q < 1/2$ , при этом  $u_0(t)$  и  $u_1(t)$  описываются суммой двух экспоненциальных функций, а асимптотическое решение имеет вид

$$u(t) = \begin{cases} a_1 e^{t/\tau_1} + a_2 e^{t/\tau_2}, & 0 \leq t \leq t_0; \\ a_3 e^{-t/\tau_3} + a_4 e^{-t/\tau_4}, & t_0 < t \leq T/2, \end{cases} \quad (6)$$



где  $\tau_{1,2} = \left( \delta_0 \pm \sqrt{\delta_0^2 - \omega_0^2} \right)^{-1}$  и  $\tau_{3,4} = \left| -\delta_1 \pm \sqrt{\delta_1^2 - \omega_0^2} \right|^{-1}$  – постоянные времени автогенератора;

$a_1, a_2, a_3, a_4$  – постоянные интегрирования.

Для определения неизвестных постоянных интегрирования и параметров  $t_0$  и  $T$  необходимо решить систему алгебраических уравнений 6-го порядка, которая составляется на основании условий непрерывности функции  $u(t)$  и ее производной  $du/dt$ :

$$\begin{aligned} u_1(0) = -U_0; \quad u_1(t_0) = U_0; \quad u_2(t_0) = U_0; \quad u_2(T/2) = U_0; \\ \left. \frac{du_1}{dt} \right|_{t=0} = - \left. \frac{du_2}{dt} \right|_{t=T/2}; \quad \left. \frac{du_1}{dt} \right|_{t=t_0} = \left. \frac{du_2}{dt} \right|_{t=t_0}. \end{aligned} \quad (7)$$

Рассмотрим решение уравнения (2) при различных значениях проводимостей  $G_0$  и  $G_1$ , вместо которых далее будут задаваться соответствующие им значения  $q$  и  $Q$ . Следует отметить, что параметр  $Q$  имеет физический смысл добротности колебательного контура. Значения остальных параметров автогенератора зададим следующим образом  $L = 1$  Гн,  $C = 1$  Ф,  $U_0 = 1$  В.

Для решения системы (7) можно использовать методы нелинейного программирования (оптимизации), которые встроены во многие пакеты математического моделирования и позволяют получить решение с точностью до последнего знака разрядной сетки компьютера. На рис. 3 и рис. 4 показаны ангармонические колебания на выходе автогенератора, полученные с помощью соотношений (5) и (7). Из полученных результатов следует, что амплитуда колебаний на выходе автогенератора будет максимальной при  $q = Q$ , то есть при одинаковых значениях  $G_0$  и  $G_1$ . При увеличении отношения  $q/Q$  амплитуда ангармонических колебаний уменьшается и стремится к  $U_0$ , а период колебаний остается практически неизменным. Такой характер решения можно объяснить значительным ростом потерь в колебательной системе при  $|u| > U_0$ , если  $q/Q \gg 1$ .

Релаксационные колебания, определяющиеся соотношениями (6) и (7) приведены на рис. 5 и рис. 6. Из этих рисунков видно, что период релаксационных колебаний растет при уменьшении параметра  $q$ . С ростом отношения  $q/Q$  форма релаксационных колебаний приближается к прямоугольной.

Для контроля достоверности полученных результатов аналитическое решение в каждом случае сравнивалось с численным решением системы (1). Численное решение определялось с помощью программы Mathcad. При  $t \gg 1/|\delta|_{\min}$  с уменьшением шага численное решение монотонно стремилось к аналитическому.

Для контроля точности полученных результатов при решении системы (7) рассчитывалась сумма квадратов абсолютных ошибок

$$Err = \sqrt{\sum_{i=1}^6 \Delta_i^2},$$

где  $\Delta_i$  – абсолютная ошибка при решении каждого из уравнений системы (7).

Во всех случаях, кроме  $Q = 0,01$ , величина  $Err \approx 0,5 \cdot 10^{-15}$  при 16-ти разрядной сетке компьютера. При  $Q = 0,01$  сумма квадратов абсолютных ошибок  $Err \approx 10^{-14}$ . Уменьшение точности решения системы алгебраических уравнений (7) при  $Q = 0,01$  связано с тем, что в этом случае она оказывается плохо обусловленной вследствие высокой жесткости системы дифференциальных уравнений (1) (отношение максимальной и минимальной постоянных времени автогенератора в этом случае превышает  $10^3$ ). В любом случае параметры решения определяются с точностью до предпоследнего знака разрядной сетки компьютера.

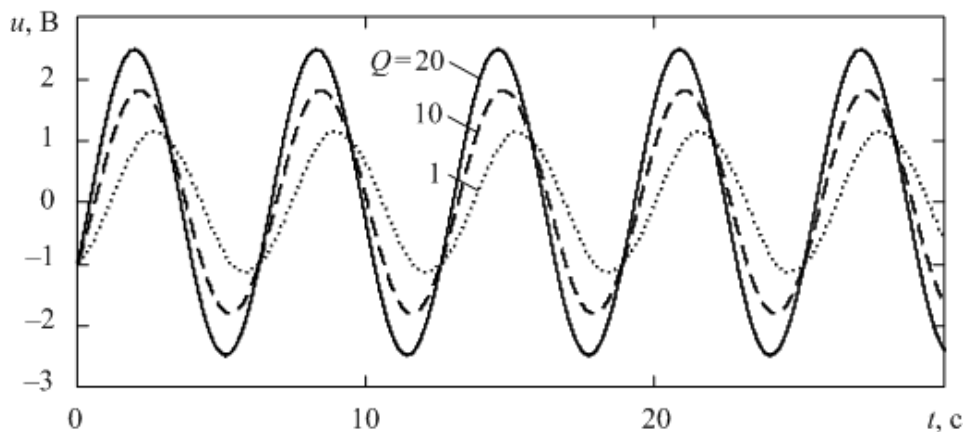


Рисунок 3 – Аналитические решения уравнения автогенератора при  $q = 20$

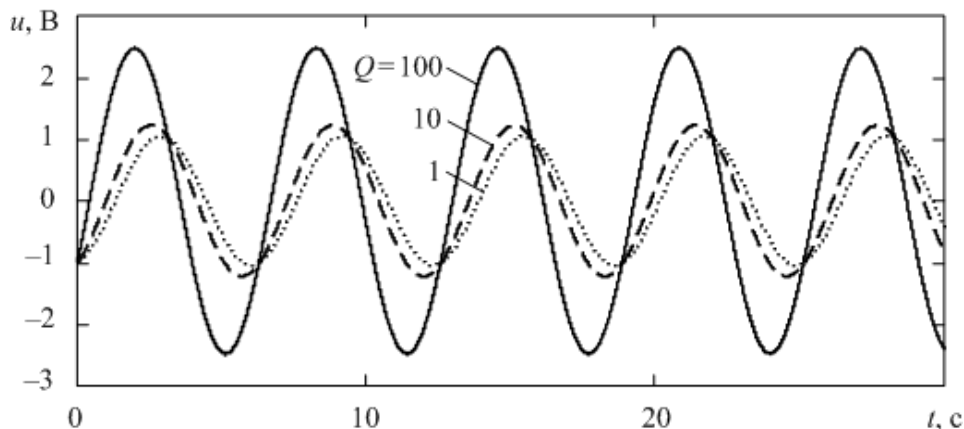


Рисунок 4 – Аналитические решения уравнения автогенератора при  $q = 100$

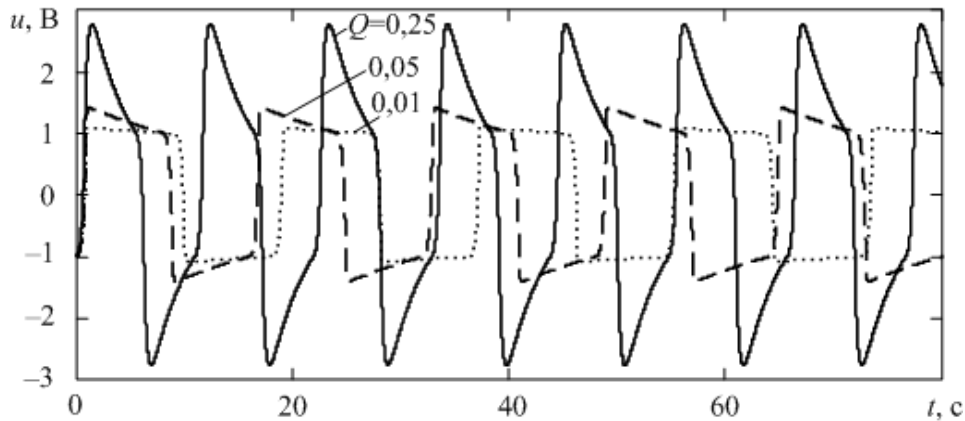


Рисунок 5 – Аналитические решения уравнения автогенератора при  $q = 0,25$

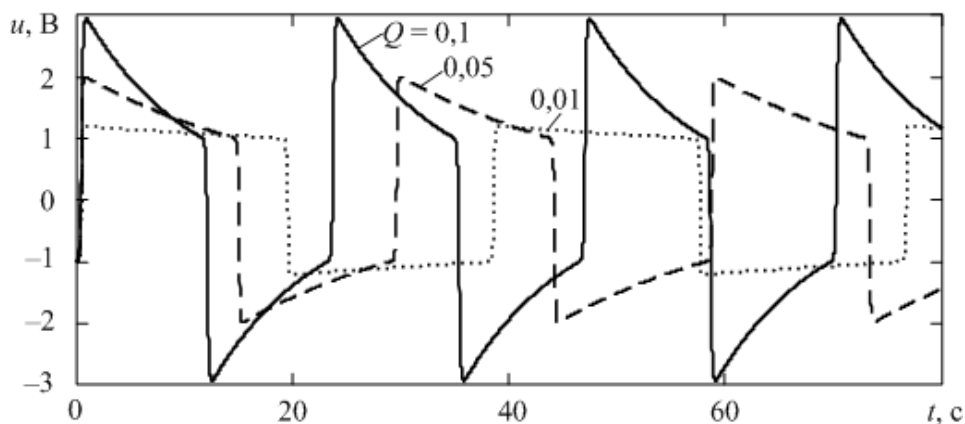


Рисунок 6 – Аналитические решения уравнения автогенератора при  $q = 0,1$

Полученные аналитические решения позволяют с точностью до предпоследнего знака разрядной сетки компьютера оценить основные параметры колебаний на выходе автогенератора. В табл. 1 и табл. 2 приведены максимальные значения (амплитуды)  $U_m$  и периоды  $T$  ангармонических и релаксационных колебаний, полученных при различных значениях параметров  $q$  и  $Q$ .

Таблица 1  
Основные параметры ангармонических колебаний

$q$	20	20	100	100
$Q$	1	20	1	100
$U_m$ , В	1,13347546 42890	2,47547741 76180	1,04272493 83744	2,47541699 01168
$T$ , с	6,29195959 53985	6,28386714 37338	6,28396586 09169	6,28321257 81953

Таблица 2

Основные параметры релаксационных колебаний

$q$	0,25	0,25	0,1	0,1
$Q$	0,01	0,25	0,01	0,1
$U_m$ , В	1,08433460 21447	2,76562537 59292	1,20261227 85703	2,92940627 87963
$T$ , с	18,1611524 04637	10,9501235 69772	38,1160666 01549	23,2691867 55221

Таким образом, в данной работе получено аналитическое решение уравнения автогенератора, позволяющее проводить его моделирование при различных характеристиках нелинейного звена. Для решения уравнения автогенератора использовалась кусочно-линейная аппроксимация ВАХ нелинейного звена. Кусочно-линейная функция с тремя параметрами ( $G_0$ ,  $G_1$ ,  $U_0$ ) позволяет уменьшить погрешность аппроксимации ВАХ по сравнению с имеющим всего два параметра ( $a_1$ ,  $a_3$ ) полиномом, использованным в уравнении Ван-дер-Поля. Кроме того, при увеличении числа отрезков кусочно-линейной функции можно значительно повысить точность аппроксимации, а методика расчета решения останется той же.

*Работа выполнена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации молодым ученым и аспирантам, осуществляющим перспективные научные исследования по приоритетным направлениям модернизации российской экономики (СП-398.2012.5).*

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т. 1. Пер. с англ. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Мир, 1993. – 413 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для студ. вузов. – 5-е изд., испр. – М.: Дрофа, 2006. – 717 с.
3. Кузнецов А.П., Кузнецов С.П., Рыскин Н.М. Нелинейные колебания. Учеб. пособие для вузов. – М.: Издательство физико-математической литературы, 2002. – 292 с.
4. Бирюков В. Н. Пилипенко А. М. Аналитическое решение нелинейного уравнения автогенератора с внутренней обратной связью // Материалы международной научной конференции «Методы и алгоритмы принятия эффективных решений» - Ч. 3 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – С. 14-22.
5. Мышкис А. Д. Математика для технических вузов: Специальные курсы. 2-е изд. – СПб.: Издательство «Лань», 2002. – 640 с.

## АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕАЛИЗАЦИЙ ЦИФРОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ В ПАКЕТЕ LABVIEW

А.П. Горбенко, И.И. Жихарцев.

*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

LabVIEW — это кроссплатформенная графическая среда разработки приложений. LabVIEW — в принципе универсальный язык программирования. И хотя этот продукт порой тесно связан с аппаратным обеспечением National Instruments, он тем не менее, не связан с конкретной машиной. Существуют версии для Windows, Linux, MacOS. Исходные тексты переносимы, а программы будут выглядеть одинаково во всех системах. Код, сгенерированный LabVIEW также может быть исполнен на Windows Mobile или PalmOS. Этот язык может с успехом использоваться для создания больших систем, для обработки текстов, изображений и работы с базами данных.

LabView является эффективным программным средством для создания систем измерения, а также систем автоматизации управления на основе технологий виртуальных приборов. LabView — программа комплексируется с такими аппаратными средствами, как встраиваемые в ПК многоканальные измерительные аналогово-цифровые платы, платы захвата и синхронизации видеоизображения для систем машинного зрения, платы управления движением и исполнительные механизмы, а также измерительные приборы, подключаемые к ПК через различные интерфейсы RS-232/RS-485, USB, PXI, VXI и другие.

Для исследования функциональных узлов систем передачи информации использовалась платформа PXI-1042Q. Это мобильная и портативная платформа с удобным пользовательским интерфейсом и мощным промышленным контроллером, объединяющая в себе контрольно-измерительные приборы самого разного назначения. Область применения платформы можно легко изменить простым добавлением или заменой контрольно-измерительных приборов, монтируемых в специальном шасси.

Был проведен анализ 4 основных типов цифровой модуляции. Первые три типа манипуляции: амплитудная, частотная и фазовая; каждая модифицирует отдельный компонент синусоидальной волны. Четвертый тип – квадратурная амплитудная модуляция – модифицирует одновременно амплитуду и фазу, чтобы максимизировать канальную производительность.

*Амплитудная манипуляция (ASK)* требует изменения характеристик несущего сигнала во времени. Каждое изменение вызывает в синусоидальном колебании отклонения в фазе, амплитуде и частоте. В результате, разные «состояния» синусоидального колебания относят к символам, которые представляют определённый набор бит.

Данный вид манипуляции можно промоделировать с помощью пакета Modulationtoolkit, ВП SimpleASKTransceiver (Simulated) позволяет

пользователю выбирать число символов, которое будет использовано (M-ASK), формирующий фильтр, скорость передачи символов и частоту несущей. Кроме того, в данной системе можно управлять величиной симулированного шума в канале. Имеется управление вкладками, при помощи которого можно посмотреть график исходного и модулированного сигнала на одной вкладке и схему «созвездие» на другой (в идеале совпадает с ASK).

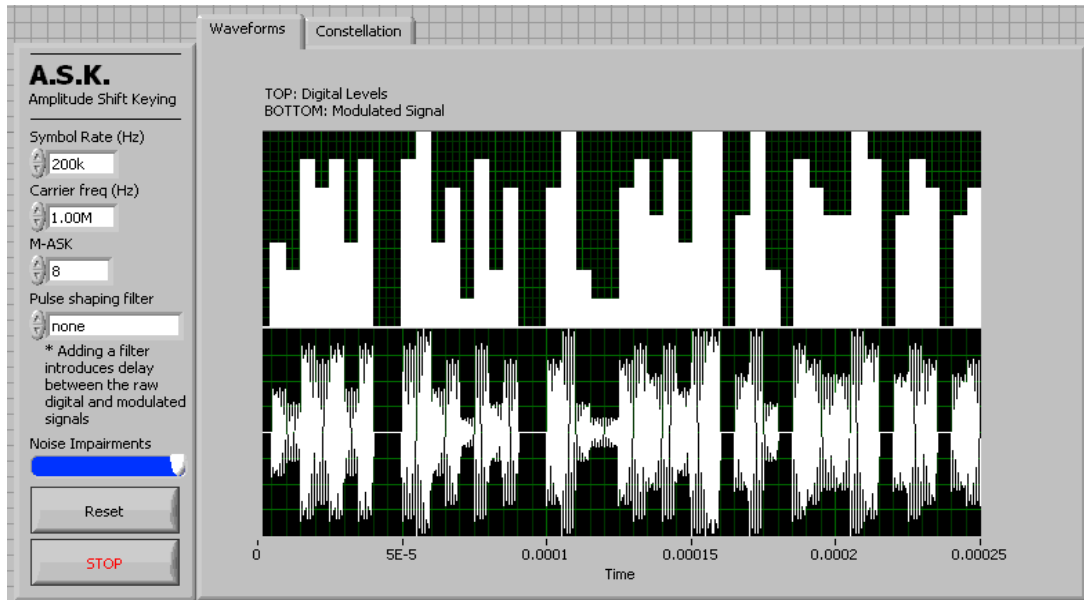


Рисунок 1

Блок-диаграмма содержит цикл по условию, который повторяется каждые сто микросекунд. Внутри данного цикла можно будет генерировать, модулировать, демодулировать и выводить на экран цифровые данные. Вид модулирующей функции и результирующий сигнал представлен на рис.1.

*Фазовая манипуляция (PSK)* является широко используемым способом цифровой модуляции, при которой данные кодируются путем изменения фазы несущего сигнала. Несущий сигнал с фазой в  $0^\circ$  декодируется как бит или набор битов, противоположный по отношению этому же несущему сигналу с фазой  $90^\circ$ . Имеется два основных метода декодирования таких сигналов: дифференциальный и недифференциальный. Демодулятор, который должен содержать специальную PSK схему модуляции, может как сравнивать фазу входящего сигнала с опорным сигналом, так и сравнивать только изменения в фазе несущего сигнала, как это происходит при определении следующего символа.

*Аппаратная реализация.* Данный вид манипуляции можно промоделировать с помощью пакета Modulationtoolkit ВП “SimplePSKTransceiver(Simulated) Template” когда данный ВП будет закончен, пользователь сможет выбрать как схему модуляции (M-PSK), так и

формирующий фильтр, используемый при генерации. Кроме того, есть элемент управления интенсивностью шумов в канале связи.

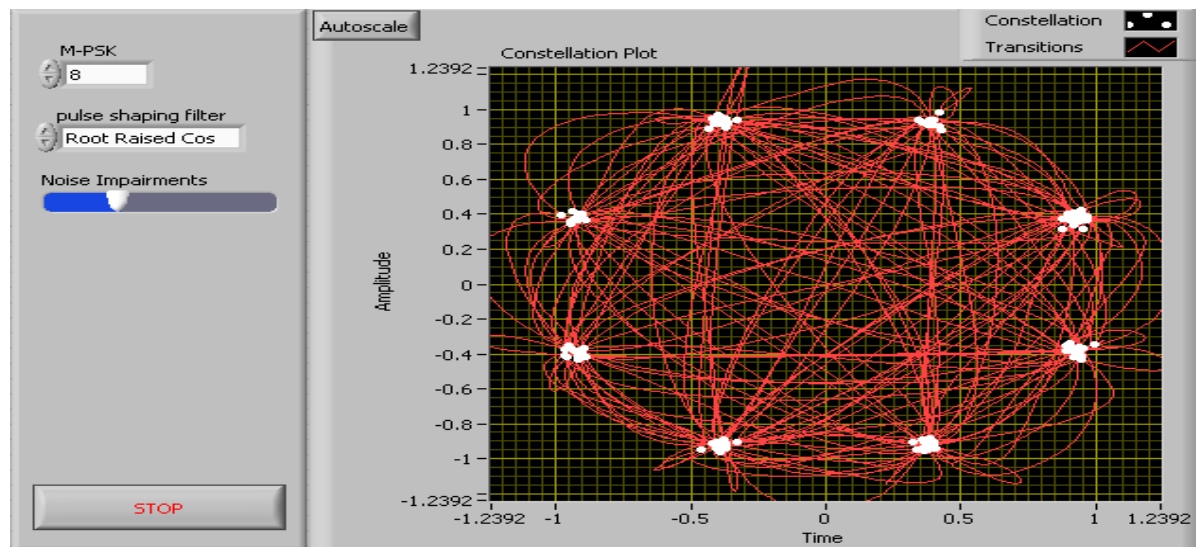


Рисунок 2

Блок-диаграмма состоит из цикла по условию, который повторяется каждые 100 мс. Внутри данного цикла будут генерироваться, модулироваться, демодулироваться и выводиться на экран цифровые данные. фазовая диаграмма для 8-PSK приведена на рис.2.

*Частотная манипуляция (FSK)*- цифровая схема модуляции, в которой цифровая информация передаётся изменением частоты синусоидальной несущей. В цифровых коммуникациях имеется несколько типов модуляции, которые основываются на тех же фундаментальных понятиях амплитудной, частотной или фазовой модуляции. В нашем случае информация передаётся путём изменения частоты. Кроме того, в соответствии со значением термина «ShiftKeying» («Манипуляция»), изменения частоты используются для представления дискретных цифровых значений. Другие варианты FSK включают префиксы, которые показывают число символов ( $B = 2$ ,  $Q = 4$ ,  $M =$  любое). Однако можно пропускать префикс, если  $M=2$ . Вследствие этого, BFSK синонимична FSK. FSK – это самый простой тип частотной манипуляции, используемый в системах радиочастотной идентификации, беспроводных телефонах и во многих других приложениях.

*Квадратурная амплитудная модуляция (QAM)* При квадратурной амплитудной модуляции (QAM) требуется изменение фазы и амплитуды несущего синусоидального колебания. Одним из самых простых способов достичь этого является генерация и смешивание двух синусоидальных сигналов, фазы которых сдвинуты на  $90^\circ$  относительно друг друга. Регулируя амплитуды каждого из сигналов, мы можем влиять на фазу и амплитуду

полученного смешанного сигнала. Эти два несущих колебания называются I и Q компонентами нашего сигнала. По отдельности каждый из этих сигналов может быть записан в виде:

$$Q = A\sin(\phi) \quad I = A\cos(\phi)$$

Сигнал I является компонентом «в фазе», а Q – «квадратурный» компонент. Необходимо обратить внимание, что они представлены в виде функций синуса и косинуса, то есть их фазы смещены относительно друг друга на  $90^\circ$ . В результате, генерируемый сигнал можно представить следующим образом:

$$A\cos(2\pi f_c t + \phi) = I\cos(2\pi f_c t) - Q\sin(2\pi f_c t)$$

Как видно из этого уравнения, фаза сигнала может регулироваться изменением амплитуд I и Q. Итак, цифровую модуляцию несущего сигнала можно осуществить путём изменения амплитуды двух смешиваемых сигналов.

Ниже показана блок-схема технических средств, необходимых для генерации сигнала (рис.3). Блок квадратурного модулятора (Quadrature Modulator) предназначен для смешивания I и Q компонент исходного сигнала (Baseband) с сигналами гетеродина (local oscillator), и дальнейшего сложения друг с другом. Отметим, что фазы сигналов гетеродина также смещены на  $90^\circ$  относительно друг друга.

Одним из простых способов визуализировать смещения фазы и амплитуды относительно нашего несущего сигнала является построение схемы «созвездие». Созвездие, приведённое ниже, демонстрирует все возможные фазы и амплитуды несущего сигнала в полярных координатах.

Справа показано символьное отображение 4-QAM (Рис.4). Как видно на изображении, каждый символ может быть представлен уникальной фазой ( $\Theta$ ) и амплитудой (A). Здесь 4-QAM состоит из четырёх уникальных комбинаций фаз и амплитуд. Комбинации, называемые «символами», представлены на схеме «созвездие» как белые точки. Красные линии обозначают перемещения фаз и амплитуд от одного символа к другому. Заметьте, что также помечен цифровой набор битов, представляемый каждым символом. Таким образом, цифровой набор битов может быть представлен в несущем сигнале генерацией уникальных комбинаций фазы и амплитуды.

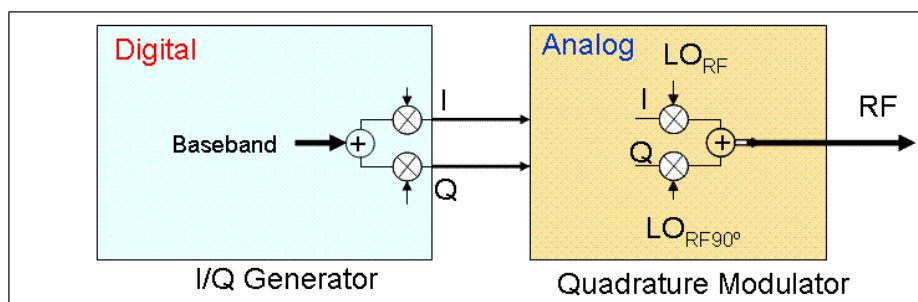


Рисунок 3



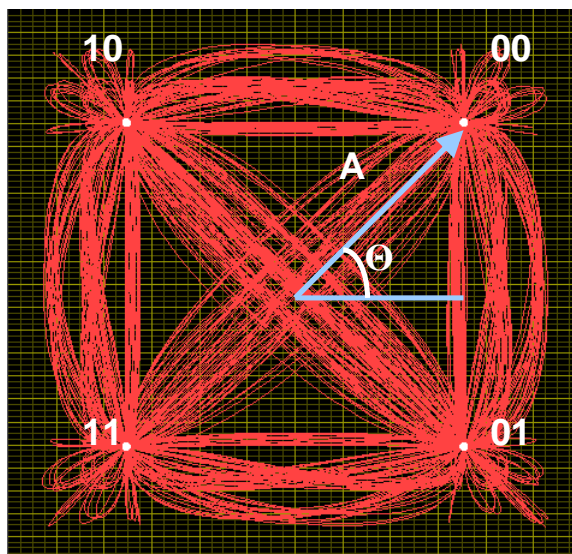


Рисунок 4

QAM является важным способом модуляции благодаря широкому использованию в современных технологиях. Более того, этот способ может применяться в LabVIEW с использованием пакета Modulationtoolkit. Modulationtoolkit вместе с векторным генератором сигналов и векторным анализатором сигналов, дает возможность внедрять QAM модуляцию для реальных сигналов.

Проведенные исследования позволяющие эффективно использовать библиотеку компонентов, так же помогает значительно ускорить процесс разработки приложений для задач исследования, тестирования систем связи и компонентов модулирующих и демодулирующих сигналов. Возможности библиотеки N1 ModulationToolkit довольно обширны и включают в себя работу практически со всеми видами модуляций. Результатом интеграции пакета ModulationToolkit и LabVIEW является возможность комбинирования специального анализа модуляционных характеристик и универсальных функций анализа, обработки, визуализации и контроля, предустановленных в LabVIEW. Системы на базе аналоговой или цифровой модуляции, построенные с помощью указанных функций, позволяют не только работать в режиме симуляции, но и проводить тестирование качества модуляции передатчика и демодуляции приемника.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Евдокимов Ю.К.* LabView для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. -М.: ДМК, 2007.-324с.
2. *Тревис.Дж.*, LabVIEW для всех. – М:ДМК Пресс, 2008 -880с.

3. Федосов.В.П. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW.М.: ДМК Пресс, 2007 456с.

УДК 621.375.029.64:621.382

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНЫХ ВОЛН НЕГАТРОНОМ

П.Ю. Волощенко, Ю.П. Волощенко, В.Г.Вавилов, Ю.В. Сафронов  
Факультет электронного приборостроения Южного федерального университета

В настоящее время единственным способом верификации математических моделей электрической структуры усиливающих антенных решеток (АР) является конструктивный синтез конкретных вариантов изделий и измерение характеристик таких нелинейных радиосистем, образованных совокупностью электронных приборов (ЭП) [1]. Вместе с тем в современной литературе приводятся результаты исследования только интерференции электромагнитных (ЭМ) волн в свободном пространстве и дифракции возбужденного поля одиночных излучателей, интегрированных с дискретным активным или пассивным диодом [2].

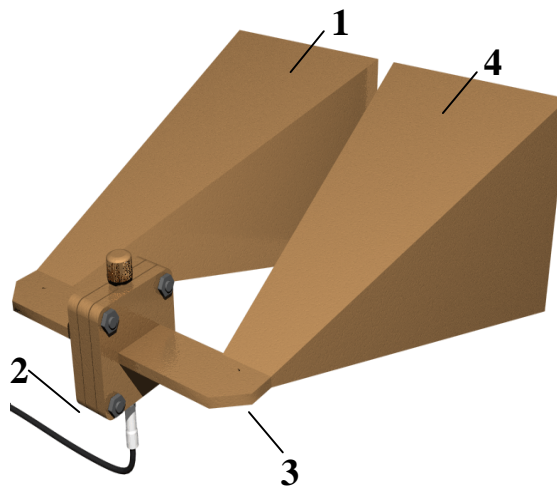


Рисунок 1

Целью работы являлось экспериментальное моделирование эффекта дистанционного управления явлением амплитудно-зависимой интерференции радиоволн негatronом АР в месте расположения приемника СВЧ. Макет переизлучающего устройства, являющегося вторичным источником когерентных колебаний, выполнен на базе лавинно-пролетного диода (ЛПД) 3А707 и элемента решетки Ван-Атта, использующего две одинаковые

рупорные антенны. Он спроектирован на основе оригинальной синергетической модели невязимной длинной линии с негатронами [2,5,6]. Апертуры рупоров находятся в одной плоскости (рис.1). Поперечный размер взаимосвязанных излучателей значительно больше длины волны воздействующего поля. Площадь раскрытия и длина рупоров  $1,4$  составляют  $(3,28 \cdot 2,8)\lambda^2$  и  $6,25\lambda$ . Расстояние между осями излучателей равно  $8,9\lambda$ , где  $\lambda$  – среднее значение длины волны рабочего диапазона негатрона. Посередине «электрогерметичного» канала макета помещен усилитель 2 на ЛПД (УЛПД). Его габариты  $(1,4 \times 1,4 \times 0,2)\lambda^3$  значительно меньше, чем системы двух рупоров, выступающих вперед на расстояние  $7,75\lambda$ . Горловины рупоров совпадают с сечением волноводного тракта УЛПД. Общая электрическая длина внутреннего волнового канала переизлучателя равна  $24,4\lambda$  с учетом угловых поворотов. УЛПД имеет два совмещенных входа-выхода СВЧ энергии, что реализует его двунаправленную работу одновременно в режимах «на проход» и «на отражение». При номинальном режиме питания (током  $I_0=150$  мА) диода и настройке в «тестовом» волноводном тракте негатрон обеспечивал на частоте  $9,2$  ГГц максимальный коэффициент усиления  $14$  дБ по схеме «на отражение», а в режиме «на проход» он достигал  $8$  дБ. Экспериментальное моделирование функционирования системы излучателей с ЛПД проводилось моностатическим методом в безэховой камере. Когерентные ЭМ поля возникают в результате деления амплитуды и фронта одного и того же исходного сигнала на две части. Усиленные бегущие волны одинаковой частоты распространяются по волноводам 3, подводятся к рупорам  $1,4$  и, так как они ориентированы идентично, переотражаются обратно. Поэтому в направлении приемника энергии дифрагируют два волновых пучка, которые могут между собой интерферировать. Разделенные локально плоские радиоволны в отношении изменения их фазы по времени являются точными копиями первичной ЭМ флюктуации. Вместе с тем, они являются функцией частоты  $\omega$  колебаний поля и мощности  $P_{\text{п}}$  передатчика, тока  $I_0$  питания, проводимости  $Y_{\text{д}}$  и коэффициента нелинейности колебательной характеристики ЛПД. Применение двухполюсного негатрона реализует мгновенную нелинейную реакцию изделия, коррелированную с воздействием в реальном масштабе времени. Разработанный макет обеспечивает соизмеримостью амплитуд падающих и отраженных, прямых и обратных радиоволн в разных точках измерительной камеры. Он позволяет как увеличивать, так и уменьшать интенсивность поля рассеяния синтезированной активной фазированной АР (АФАР) (рис.1). Кроме того, подобный синергетический объект можно рассматривать как ЭП СВЧ, предназначенный для работы на свободное пространство с «оптимальной» нагрузкой  $120\pi$  Ом. Параметры ЛПД определяются пиковым значением электрического поля в каждый момент времени на его электродах. Следовательно, при управлении рассеянным полем (РП) синергетического объекта необходимо учитывать энергию зондирующего сигнала, нелинейные

свойства ЭП, интерференционные и дифракционные явления в системе. Таким образом, АФАР, передатчик и приемник экспериментальной установки совместно создают радиолокационный кластер. Его электрическая структура пригодна для верификации символьного анализа механизма явления нелинейной интерференции, так как собрана из интегрированных компонентов, имеющих по отдельности известные параметры. Отметим, что регенеративное устройство (рис.1) существенно технологичнее в изготовлении, чем известная конструкция, образованная двунаправленными усилителями и взаимными фазовращателями, применяемыми в методе активного гашения[1,4].

Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) АФАР определяется амплитудой и сдвигом фаз полей и токов в точке наблюдения, зависящих от интенсивности  $P_n$  первичного источника сигнала и комплексной проводимости  $Y_d(P_n, I_0)$  ЛПД. Ее суммарная диаграмма направленности (ДН) вторичного излучения по мощности  $P_{АФАР}$  для монохроматического сигнала характеризуется выражением

$$P_{АФАР}(P_n, j, Y_d, I_0) = P_1(P_n, j, I_0) + P_2(P_n, j, I_0) + 2\sqrt{P_1(P_n, j, I_0)}\sqrt{P_2(P_n, j, I_0)} \cos d(P_n, j, I_0) \quad (1)$$

Здесь  $P_1(j), P_2(j)$ -ДН отдельного рупора в горизонтальной плоскости,  $d$ -разность фаз хода лучей,  $j$ - угол падения волны относительно нормали к плоскости раскрыва рупоров, характеризующий ориентацию макета относительно направления наблюдения. Известно, что наименьшая погрешность измерения ЭПР лоцируемого объекта, определяемая набегом фазы падающих волн, и наибольшее влияние «антенной» составляющей на его дифрагированное поле наблюдается в направлениях ( $j \rightarrow 0^0$ ), незначительно отличающихся от оси диаграммы рассеяния (ДР) системы рупоров. В случае нормального падения зондирующего сигнала на АФАР, интенсивность вторично излученного поля на входе приемника равна

$$P_{ap}(P_n, Y_d) = 2P_p(P_n, Y_d)[1 + \cos \delta(P_n, Y_d)] = 4P_p(P_n, \varphi) \cos^2[\psi_1(P_n, Y_d) - \psi_2(P_n, Y_d)] = 4P_p(P_n, \varphi) \cos^2[\psi(L) \pm \psi_d(P_n, I_0)] \quad (2)$$

так как выполняется условие  $P_1 = P_2 = P_p$ ,  $\psi_1(P_n, Y_d, L)$ ,  $\psi_2(P_n, Y_d, L)$ -фазы нелинейных волновых пучков в точке наблюдения. Параметры  $\psi(L) = \pi L \varphi / \lambda$ ,  $\psi_d(P_n, I_0)$  определяются суммой или разностью  $L$  геометрической длины пути когерентных вторичных волн в свободном пространстве и ЭП.

На рис.2 изображен фрагмент нормированной ДН вторичного излучения  $\sigma_n = 10 \lg \sigma_{ap}(\varphi) / \sigma_{арм}$  АР в секторе  $\varphi = \pm 15^0$  ее переднего полупространства на частоте 9,16 ГГц сигнала для четырех состояний ( $n=1-4$ ) ЛПД: кривые  $n=1$  - 0В,  $n=2$ -66В,  $n=3$ -68В,  $n=4$ -69В напряжения источника питания (во втором, третьем

и четвертом случаях активная составляющая  $\text{Re}Y_d$  СВЧ проводимости ЛПД – отрицательна, а в первом – она положительна). Интенсивность РП АР варьируется, так как рупорные антенны обладают направленностью в ограниченном секторе. Значение  $\sigma_{ap} = \sigma_{apm}(0^0, 150\text{mA})$  кривой 4 (рис.2) используется в качестве общей нормирующей постоянной для всех графиков 1-4, и это направление соответствует оси ДР. Например, «противорадиолокационный» режим АФАР соответствует противофазному сложению волновых пучков на входе приемника при параметре  $d(P_n, j, I_0) = \pi$ . Когда величины  $\omega, P_n, L$  – фиксированы, изменение тока  $I_0$  ЭП безынерционно (т.е. в реальном масштабе времени) регулирует коэффициент отражения мощности и усиления негatronного устройства.

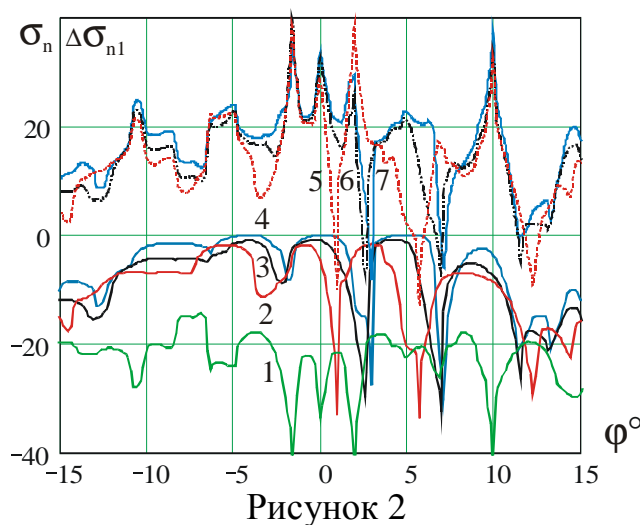


Рисунок 2

Для нахождения углов падения, при которых отдельно существуют «антенное» и «структурное» РП, предварительно измерялась интегральная ЭПР АФАР в секторе  $\varphi$  от  $-40^0$  до  $40^0$ , отсчитываемом от осевого направления ( $\varphi=0^0$ ), и регулировке тока ЛПД в пределах  $0 \div 150\text{mA}$ . Вращение макета и увеличение разности хода лучей, распространяющихся под углом  $\varphi$  к оси элемента решетки Ван-Атта с негatronом, и, соответственно, сдвига фаз  $\delta(P_n, \varphi, I_0)$  в формуле (1) между волновыми пучками, сопровождается вариацией уровня активной энергии, действующей на ЭП. В этом случае меняется реакция регенеративного устройства и энергия возмущения ЭМ поля, регистрируемого приемником. Электрически управляемое мгновенное перераспределение средней плотности потока рассеянной энергии АР, вызванное интерференцией двух волновых пучков, наблюдается в интервале  $\varphi < \pm 15^0$  углов падения радиоволны. В зоне основного лепестка ДН вторичного излучения АР характерные точки кривых 1-4 соответствуют друг другу, так как положение ее экстремумов задается параметрами фазовых центров отражения. В диапазонах  $\pm 15^0 < \varphi < \pm 40^0$  ЭПР

макета определяется в основном энергией, отраженной боковой поверхностью рупоров, одинаковой во всех случаях.

Интенсивность «антенной» компоненты РП вблизи оси ДР и ЭПР  $\sigma_{\text{ар}0}(1^0) \approx 4 \times \sigma_{\text{р}0}(1^0)$  элемента ФАР с обесточенным ЛПД, примерно равна ее величине  $\sigma_{\text{ар}0}(\pm 40^0)$ , создаваемой «структурной» составляющей. С другой стороны, известно, что ЭПР короткозамкнутой антенны без ЭП  $\sigma_{\text{кз}} = 0,461 \text{ м}^2$  вдоль главного максимума ДР больше на  $1 \div 2$  дБ ЭПР  $\sigma_{\text{р}0}(P_n, 0^0)$  одиночного рупора с выключенным ЛПД ( $I_0 = 0 \text{ мА}$ ) [3]. В пассивном режиме он «эквивалентен» детекторному диоду приемника. Измеренные значения ЭПР АР значительно превышают уровень фона радиолокационного стенда. Поэтому калибровка результатов композиции линейного и амплитудно-зависимого полей дифракции АР осуществлялась без замены традиционными типами отражателей. В этом случае устраняется «случайное» размещение макета в свободном пространстве и влияние поля дифракции калибратора.

Определение параметров АФАР проводилось относительно амплитудной характеристики (график 1, рис.2) пассивной АР. Такая методика измерений учитывает амплитудную зависимость разности фаз прямой и обратных нелинейных волн, неравномерность распределения и некогерентность «виртуальных» источников отражения. Тогда реально реализуемую величину ЭПР АР в выбранном направлении, коэффициенты усиления диодного модуля с двумя «полезными» нагрузками при регенерации негatronного устройства находим, вычисляя разность  $\Delta\sigma_{n1} = \sigma_n - \sigma_1$  по графикам 1 и  $n=2,3,4$  на рис.2 (кривые 5- $\Delta\sigma_{21}$ , 6- $\Delta\sigma_{31}$ , 7- $\Delta\sigma_{41}$ ). Во всех режимах работы ЛПД графики интегральной ЭПР элемента решетки Ван-Атта оказываются изрезанными. ДР лоцируемой АР имеет два основных вида нерегулярности многолепестковой структуры в функции угла наблюдения при выбранной  $P_n$  передатчика из-за интерференции радиоволн бегущих навстречу друг другу и в одном направлении. Вблизи оси ДР доминируют лепестки, соответствующие двухлучевой интерференции и полуволновой разности хода лучей, определяемые расстоянием между осями рупоров, соотношением импеданса ЭП и волнового канала. Уменьшение  $I_0$  тока ЛПД снижает «антенную» составляющую вторичного поля. Поэтому на ДР (кривые 1,2, рис.2) АР влияние интерференции радиоволн, бегущих навстречу друг другу, становится более заметным, а ширина ее лепестков по минимумам изменяется от  $\sim 4,4^0$  до  $2,2^0$ .

Нелинейное синфазное и противофазное суммирование вторичных волн на входе приемника и явление регенерации сопровождаются одновременным ограничением проводимостью  $Y_d(P_n, I_0)$  ЛПД амплитуды электрического поля на электродах ЭП, трансформацией ее величины свободным пространством и внутренним каналом переизлучающего устройства. Вследствие этого, при мощности падающей волны ( $P_n \approx 10^{-5} \text{ Вт}$ ) в волноводном тракте, интегральная ЭПР  $\sigma_2(6,2^0)$  АР может уменьшиться ( $\sim -10 \text{ дБ}$  от уровня  $\sigma_1(6,2^0)$ ) или возрасти на 32 дБ в интервале значений  $\sigma_1(0^0)$  до  $\sigma_4(0^0)$ . Максимальная разность

$\Delta\sigma_{21}=\sigma_2(2,2^0)-\sigma_1(2,2^0)$  составляет  $\sim 40$ дБ. Мощность вторичного излучения кластера снижается в направлениях, (например,  $\varphi\approx 3,3^0, 7,7^0, 12,1^0$  графики 1,4,7 и т.д., определяемых с точностью  $\Delta\varphi/2=\pm 0,25^0$ ), зависящих от суммарной электрической длины волнового канала между ЭП и приемником.

С ростом тока диода, направление минимума энергии волнового фронта АР и ее  $\sigma_n$  сдвигается  $\varphi\approx 2,5^0$  в сторону положительных значений ( $\varphi>0^0$ ) углов наблюдения (точки  $\sigma_1(0^0), \sigma_4(2,5^0)$  кривых 1,4). Относительное перемещение  $\varphi$  экстремумов интегральной ЭПР при двухлучевой интерференции на всех графиках сопоставимо с шириной  $\Delta\varphi_{0,5}$  основного лепестка ДН вторичного излучения кластера на уровне  $0,5\sigma_4(0^0)$  от выбранной оси ДР АР в активном режиме. Рис.2 иллюстрирует реакцию регенеративного устройства и ограничение амплитуды СВЧ колебаний нелинейностью характеристик ЛПД. Графики демонстрируют возможность дистанционного управление интенсивностью рассеянного поля макета вдоль волнового фронта, определяемую отношением волновой проводимости соединительного тракта и активной составляющей проводимости негatronа, модулируемой током питания. Интеграция негatronа с излучателями, позволит, в ряде случаев, отказаться от применения фазовращателей, разработать малогабаритную и эффективную противорадиолокационную аппаратуру, реализовать интеллектуальные покрытия объектов наблюдения[2].

Таким образом, сформулированы основы экспериментального моделирования и принципы безынерционного управления явлением интерференции нелинейных ЭМ волн и результаты конструктивного синтеза электрической структуры переизлучающего кластера с негatronом, необходимого для увеличения или компенсации РП АР. Измерена средняя интенсивность поля дифракции двух когерентных вторичных источников СВЧ на входе приемника при управлении корреляцией амплитуд и фаз по фронту амплитудно-зависимых волн. Выявлены закономерности изменения объемной плотности ЭМ энергии, отраженной от диодного усилителя при изменении направления облучения лоцируемого объекта и композиции локально-плоских волновых пучков СВЧ энергии. Регенерация колебаний в нем создает возможность

1. выполнить условие равных интенсивностей падающих и отраженных, прямых и обратных волн при разных расстояниях между АФАР, передатчиком и приемником СВЧ сигнала,
2. контролируемо использовать двухлучевую интерференцию волн для модуляции вторичного излучения радиоэлектронного изделия вблизи оси синергетической системы рупоров путем регулировке проводимости ЛПД.

Подтверждена возможность одновременного варьирования в реальном масштабе времени амплитудой и фазой суммарного ЭМ поля системы излучателей в любой точке кластера. В этом случае отпадает необходимость ее переориентации для разделения режимов работы во времени.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П.* Исследование применения усилителя на ЛПД для уменьшения поля рассеяния антенной решетки. //Труды Международной научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн- ИРЭМВ 2009» :- Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. - С.528-531.

2. *Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П.* Методология математического моделирования нелинейных волновых и колебательных электрических процессов в изделиях когерентной радио-, микро- и наноэлектроники. - Таганрог. Изд-во ЮФУ, 2013.–110 с.

3. *Волощенко П.Ю.* Исследование модуляции рассеянного поля отражателя с рупорной антенной на лавинно-пролетном диоде // Радиотехника и электроника. –1999. – Т.44. – №4. – С.482 – 484.

4. *Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П.* Основы нелинейной теории противорадиолокационных устройств СВЧ //Труды Международной научно-технической конференции «Излучений и рассеяние ЭМВ», 16 – 20 июня 2003, Таганрог: ТРТУ, 2003. – С. 267 – 269.

5. *Волощенко П.Ю.* Анализ трансформации амплитуды волн нелинейным элементом, размещенным в длинной линии //Изв. вузов. Электромеханика, 2010. – №4. – С.3–5.

6. *Волощенко П.Ю.* Обращенный анализ электромагнитных процессов в длинной линии с активным нелинейным элементом //Изв. вузов. Электромеханика, 2010. – №6. – С.21–24.

УДК 621.382: 531.3

## НЕГАТРОННАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОЙ ВОЛНОВОЙ СИСТЕМЫ СВЕРХСКОРОСТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ

П.Ю. Волощенко, Ю.П. Волощенко, В.Г.Вавилов, Ю.В. Сафронов  
Факультет электронного приборостроения Южного федерального университета

Известно, что проектирование современных аналоговых СВЧ и цифровых сверхскоростных интегральных схем (ИС), базирующееся на теоремах суперпозиции и булевой алгебры, не позволяет оценить коллективное воздействие и совместную реакцию вакуумных (или полупроводниковых) компонентов с учетом их взаимного влияния [1]. Поэтому для реализации когерентности поведения систем дискретных электронных приборов (ЭП) ИС, контактирующих межсоединениями различного исполнения, рекомендуется использовать междисциплинарный синергетический и диакоптический подход [1,2]. В соответствии с его принципами, первоначально следует разработать



электрическую структуру фрагмента ИС- кластера, образованного соседними ЭП, функционирующими в микроволновом диапазоне. Они интегрированы в единое целое гальваническим и (или) полевым волновым каналом. Такое исследование необходимо для адекватного конструктивного синтеза любого открытого изделия, учитывающего обмен колебательной энергией ЭП друг с другом и внешней средой. Вместе с тем использование классических методов синергетики, теоретической радио- и электротехники безотносительно к технической реализации микро- и наносистем на первом этапе исследования динамики сверхбыстрых процессов не позволяет однозначно найти в символьном замкнутом виде корни нелинейных дифференциальных уравнений, характеризующие устойчивое энергетическое состояние фрактальной совокупности ЭП. Они не выражаются через частные решения из-за амплитудной зависимости импеданса микроламп, диодов и транзисторов, т.к. постоянные или пределы интегрирования определяются, например, мгновенной напряженностью и суммарным потенциалом постоянного и переменного электрических полей в области взаимодействия отдельного ЭП. С другой стороны, проводники в ИС создают разветвленную электронную цепь с распределенными параметрами, содержащую множество активных и пассивных нелинейных элементов (НЭ), замещающих ЭП. Тогда положительные и отрицательные связи, форму и частоту, амплитуду и фазу колебаний потенциала и волн полного тока в многокомпонентной фрактальной системе можно рассчитать на основе законов электромагнитной индукции, сохранения энергии и заряда, совмещая методологию электротехники и прикладной синергетики [1,2].

Целью работы является математическое моделирование электрической структуры и флюктуаций амплитудного распределения потенциала общего электромагнитного (ЭМ) поля в динамической системе фрагмента ИС. При символьном анализе нелинейных явлений применим одновременную дефрагментацию конструкции и декомпозицию разветвленной схемы замещения электронной цепи переменного тока и питания ЭП постоянным током. Для расчета рельефа электрического поля исследуемого синергетического объекта воспользуемся гармонической линеаризацией параметров одиночного ЭП по первой гармонике, получившей широкое распространение для изучения стационарных режимов и переходных процессов в устройствах СВЧ. Считаем, что колебания составляющих ЭМ поля сверхскоростной ИС, тока и напряжения в модели электронной волновой цепи с НЭ близки по форме к монохроматическим во времени и пространстве. Такой способ позволяет использовать методы двух узлов, комплексных амплитуд и эквивалентных синусоид, записать характеристические уравнения ветвей фрактальной электрической модели в алгебраической форме и получить аналитическое решение в явном виде.

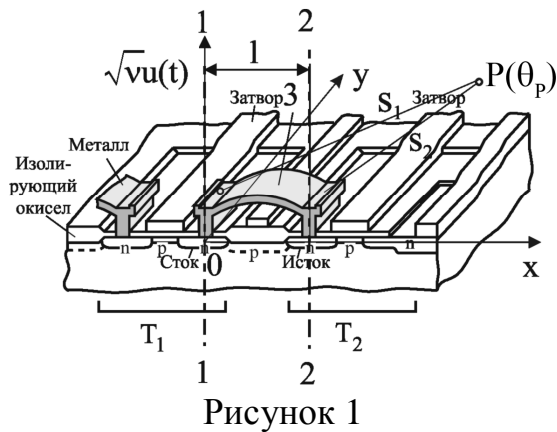


Рисунок 1

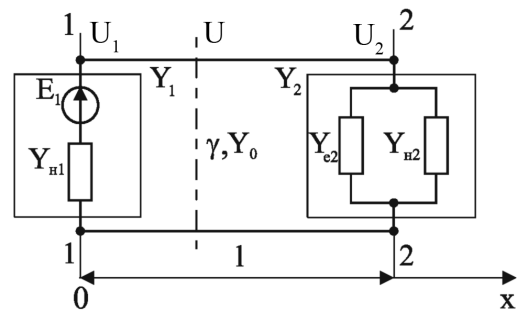


Рисунок 2

На рис.1,2 приведено трехмерное изображение типичного конструктивно-технологического исполнения фрагмента полупроводниковой ИС и его комплексная схема замещения. Эквивалентная цепь постоянного и переменного тока открытого электронного изделия образована проводником 3, подключенным с одной стороны к транзистору  $T_1$  предыдущего каскада ИС, моделируемого первичным источником 1 сигнала (рис.2). Проводник 3 (рис.1) замещаем моделью отрезка эквивалентной линии передачи, длиной  $l$  (рис.2). На его другом конце размещен второй ЭП (транзистор  $T_2$ ) переотражающий и переизлучающий часть СВЧ энергии в направлении источника 1 ( $T_1$ ) и (или) другом направлении. Так как в исследуемом частотном диапазоне длительность возмущения ЭМ поля свободными носителями заряда в ЭП и воздействия от источника меньше времени задержки сигнала между  $T_1, T_2$ , то геометрические размеры объекта (рис.1) соизмеримы или больше длины волны вынужденных колебаний поля и тока. Считаем, что поток энергии по оси  $x$  схем конструкции (рис.1,2) определяется током и напряжением падающей и отраженной бегущих волн в волновом канале. Поэтому подобную электрическую структуру рассматриваем как кластер, образованный совокупностью металлического (или ЭМ) межсоединения и ЭП. Она характеризуется двумя принципиально различными ветвями электронной цепи: волновой линейной и амплитудно-зависимой с сосредоточенными параметрами. В результате композиции нелинейных прямых и обратных ЭМ волн примерно одинаковой амплитуды вдоль фрагмента и вокруг него будет наблюдаться явление интерференции. Следовательно, может изменяться плотность потока энергии непосредственно действующего на упорядоченно движущиеся и модулированные по плотности носители заряда в канале транзисторов. В разные моменты времени ЭП будут усиливать либо поглощать сигнал в зависимости от степени когерентности колебаний потенциала поля и обобщенного тока в межэлектродных областях. Поэтому волновая ветвь (рис.2) нагружена электрически управляемым сосредоточенным резистивным НЭ 2 и двухполюсником, обладающим амплитудно-зависимой отрицательной активной проводимостью по переменному и (или) постоянному току (негатроном). Отметим, что только

симбиоз схем конструкции и замещения ее структуры, представленных на рис.1,2, позволяют сформулировать критерии физической реализуемости ИС в рамках прикладной синергетики и микроэлектроники, радио- и электротехники [1]. В этом случае предварительно задается конфигурация деталей изделия в волновом масштабе. Затем уточняется последовательность соединения узлов моделирующей негatronной нелинейной цепи (рис.2) по постоянному току (определяемые, например, технологией изготовления), конкретизируются параметры ветвей эквивалентной схемы и механизм волновых процессов в них. Для дальнейшего символьного анализа амплитудно-зависимых граничных условий, «рабочей» точки НЭ и распределения поля фрагмента ИС воспользуемся результатами, приведенными в [3-6].

На рис.2 использованы обозначения:  $E_1, U_1, U_2, U$  – ЭДС первичного негatronного источника, модули комплексной амплитуды «смешанной» волны напряжения  $U_1$  на входе линии,  $U_2$  сосредоточенном НЭ и  $U$  произвольном ее сечении;  $Y_1 = G_1 + jB_1 = G_{н1} + jB_{н1}$ ,  $Y_2 = G_2 + jB_2 = G_{н2} - G_{e2}(U_2) + j[B_{н2} + B_{e2}(U_2)]$  – суммарные комплексные проводимости двухполюсников в сечениях 1-1, 2-2 схемы;  $\gamma = \alpha + j\beta$ ,  $Y_0 = 1/Z_0$ ,  $l$  – постоянная распространения волны, волновая проводимость, геометрическая длина гальванического соединения ЭП и отрезка эквивалентной однородной линии передачи,  $Y_{н1} = G_{н1} + jB_{н1}$ ,  $Y_{н2} = G_{н2} + jB_{н2}$ ,  $Y_{e2}(U_2) = G_{e2}(U_2) + jB_{e2}(U_2)$  – входные комплексные проводимости первичного источника, нагрузочного резистора (моделирующие, в том числе, потери ЭМ энергии на излучение) и негatronа на концах отрезка длинной линии. В сечении 2-2 линии выполняются следующие неравенства:  $G_{н2} > 0$ ,  $G_{e2}(U_2) < 0$ . Поэтому в месте подключения сосредоточенного НЭ модули комплексных амплитуд эквивалентных синусоид тока  $I_2$  и напряжения  $U_2$  в линии связаны граничным условием  $I_2(U_2) = U_2[G_{н2} - G_{e2}(U_2)]$ . Негatron характеризует частичную компенсацию потерь энергии ЭП и обратную передачу колебательной мощности в кластере. Считаем, что отрезок линии передачи имеет отношение коэффициентов ослабления и фазы волны  $\alpha/\beta \ll 1$ , поэтому  $\gamma \approx j\beta$ . Нелинейную связь напряжений  $U(U_2)$  будем искать исходя из уравнения длинной линии, отвечающего обращенному символьному анализу процессов в ней:

$$\begin{aligned} U(U_2) &= \operatorname{Re}U(U_2) + j\operatorname{Im}U(U_2) = U_2(U_1)\cos\beta(1-x) + jI_2[U_2(U_1)]Z_0\sin\beta(1-x) = \\ &= U_2\{[\cos\theta - b_2(U_2)\sin\theta] + jg_2(U_2)\sin\theta\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\theta = \beta(1-x)$  – электрическая длина отрезка, соответствующая продольной координате  $x$ ,  $\beta$  – пространственная частота или коэффициент фазы волны в гальваническом соединении. Мнимая и действительная составляющие комплексной амплитуды  $U$  одновременно зависят от параметров  $\theta$ ,  $U_2$ ,  $g_2(U_2) = \operatorname{Re}(I_2/Y_0 U_2) = G_2(U_2)/Y_0$ ,  $b_2(U_2) = \operatorname{Im}(I_2/Y_0 U_2) = B_2(U_2)/Y_0$ . Считаем, что

колебательная характеристика ЭП и динамическая ВАХ НЭ, управляемого напряжением, заданы аналитическим соотношением  $I_2=U_2[G_{н2}-G_{e02}(1-\nu U_2^2)]$ , производная  $dV_2/dU_2=0$ . Здесь  $G_{e02}$  - малосигнальная активная составляющая средней проводимости негatronа,  $\nu = \frac{1}{G_{e02}} \frac{\partial G_{e2}}{\partial U_2^2} > 0$  – параметр его нелинейности.

Тогда из формулы (1) получаем кубическое уравнение относительно переменной  $x_2=\nu U_2^2$  при фиксированных значениях  $y_1=\nu U_1^2$  и  $\theta=\theta_1$ , имеющее одно действительное решение

$$x_2(y_1) = \sqrt[3]{-q(y_1) + \sqrt{q^2(y_1) + p^3}} + \sqrt[3]{-q(y_1) - \sqrt{q^2(y_1) + p^3}} - \frac{2(g_{н2} - g_{e02})}{3g_{e02}}, \quad (2)$$

$$2q(y_1) = -\left[ \frac{2(g_{н2} - g_{e02})}{3g_{e02}} \right] \left[ \left( \frac{g_{н2} - g_{e02}}{3g_{e02}} \right)^2 + \left( \frac{\text{ctg}\theta_1 - b_2}{g_{e02}} \right)^2 \right] - \frac{y_1(1 + \text{ctg}^2\theta_1)}{g_{e02}^2},$$

$$3p = \left( \frac{\text{ctg}\theta_1 - b_2}{g_{e02}} \right)^2 - \frac{1}{3} \left( \frac{g_{н2} - g_{e02}}{g_{e02}} \right)^2.$$

Соотношения (2) определяют в аналитическом виде стационарные нормированные интенсивности  $x_2$ ,  $y_1$  колебаний (соответствующие квадрату амплитуды напряжения), «рабочую» точку и ток  $I_2$  НЭ в равновесном состоянии кластера. Используя найденные значения эквивалентных синусоид  $U_2, I_2$ , рассчитываем проводимость  $g_2(U_2)$  на границе нелинейной волновой системы, а, затем, мгновенную величину волны напряжения  $u_1(t, \theta_1, y_1) = U_1(\theta_1, y_1) \cos[\omega t - \varphi_{A1}(\theta_1, y_1)]$ . Здесь  $U_1(\theta_1, y_1)$ ,  $\varphi_{A1}(\theta_1, y_1)$  - модуль и фаза электрического поля в сечении 1-1 линии,  $\omega, t$ -круговая частота и время.

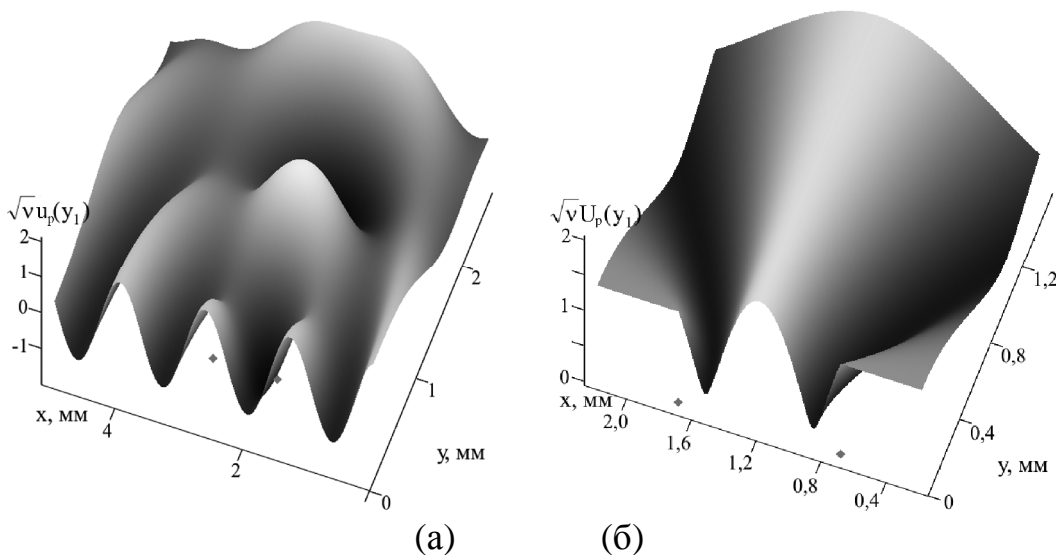


Рисунок 3

На рис.3а,б приведены результаты математического моделирования  
 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,  
 1 Ноябрь 2013, Таганрог, Россия  
 THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,  
 1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia

флюктуаций потенциала поля нелинейной негatronной динамической системы кластера, формируемого точечными источниками  $T_1$  и  $T_2$  ЭМ волн ( где  $\theta_p$  – варьируемая электрическая длина ЭМ соединения), в произвольной точке  $P=P(\theta_p)$  на горизонтальной плоскости. ЭП имеют управляемые ЭДС  $\sqrt{v} U_1(E_1,t)=1$  и  $\sqrt{v} U_2(E_1,t)=0,777$ , удовлетворяющие уравнению (2), и находятся на расстоянии  $s_1$  и  $s_2$  от точки  $P$  наблюдения (рис.1). Ромбиками на рис.3 отмечено положение областей стока  $T_1$  и истока  $T_2$  (рис.1). Для построения рис.3а,б использованы аналогия между распространением волн вдоль плоскости  $xu$  и длинной линией при переносе энергии ЭМ полем, условиями Зоммерфельда в линии и излучения на бесконечности в пространстве. В этом случае, процесс изменения поля в точке  $P$  носит характер локально-плоских волн в объеме конструкции или прямолинейных волн на плоскости, бегущих в ту или другую сторону со скоростью  $v$ , либо нелинейной композиции таких волн, имеющих постоянные амплитуды  $U_1, U_2$  и волновое число  $k=\omega/v$ . Нормированная интенсивность ЭМ поля ИС в точке наблюдения  $P$  рассчитывается по формуле

$$vU_p^2(y_1, \theta_1) = y_1 + x_2(y_1, \theta_1) + 2\sqrt{y_1 x_2(y_1, \theta_1)} \cos \delta_p(y_1, \theta_1) \quad (3)$$

где  $\delta_p(y_1, \theta_1) = k(s_2 - s_1) - \varphi_{A1}(y_1, \theta_1) = k\Delta - \varphi_{A1}(y_1, \theta_1)$  - разность фаз между колебаниями  $y_1, x_2$  в точке  $P$ , зависящая от параметров гальванической линии и нелинейных свойств ЭП,  $\Delta$  - разность хода волн, приходящих в эту точку, обусловленная длиной  $s_1$  и  $s_2$  ЭМ межсоединений.

Расчеты проведены в предположении, что время передачи сигнала по проводнику в полтора раза превышает задержку переключения транзистора с длиной канала - 0,25 мкм, выполнения условий  $k=\beta$ ,  $k\Delta \gg \varphi_{A1}(y_1, \theta_1)$  и потенциальности регистрирующей цепи. Рисунки иллюстрируют коллективное воздействие двух транзисторов на потенциал  $\sqrt{v} u_p(y_1, \theta_1) = \sqrt{v} U_p(y_1, \theta_1) \cos[\omega t - \delta_p(y_1, \theta_1)]$  поля фрагмента в окружающем пространстве при  $t=\text{const}$  (рис.3а). Они позволяют проанализировать механизм сверхбыстрых процессов при регулировке параметра  $y_1$ , пропорционального потоку мощности, переносимой бегущей волной от источника ( $T_1$ ) с учетом нелинейной реакции  $T_2$  нелинейной динамической системы, возможные направления (рис.3б) циркуляции полного тока, в которых формируются дополнительные «сильные» и «слабые» ЭМ связи ЭП ИС. На рис.3б они характеризуются светлыми и темными участками, соответствующими экстремальным значениям модуля амплитуды  $\sqrt{v} U_p(y_1, \theta_1)$  колебаний.

Таким образом, в изложены результаты первого этапа синтеза фрактальной электрической структуры, моделирования механизма возбуждения и процесса циркуляции токов проводимости и смещения в сверхскоростной ИС. Обращенный символичный анализ композиции нелинейных прямых и обратных

волн напряжения проведен на основе негатронной модели волновой системы ее двухтранзисторного фрагмента. Продемонстрировано существенное влияние явления интерференции на рельеф электрического поля кластера и амплитудно-зависимые граничные условия в электронной цепи с распределенными параметрами при переносе колебательной энергии по волновым каналам. Изменение интенсивности воздействия СВЧ сигналов на ЭП, приводит к нарушению установившегося режима вынужденных сверхбыстрых колебаний в ИС, параметры которых зависят от ее стационарного состояния. Полученные выражения дают тестовые результаты, необходимые для создания условий самоорганизации и оптимизации энергопотребления транзисторов в синергетической системе, содержащей гальваническое и ЭМ межсоединения, интегрированные с ЭП.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П.* Методология математического моделирования нелинейных волновых и колебательных электрических процессов в изделиях когерентной радио-, микро- и наноэлектроники. - Таганрог. Изд-во ЮФУ, 2013.–110 с.

2. Синергетика: процессы самоорганизации и управления. /Под редакцией *А.А. Колесникова.* – Таганрог: ТРТУ. 2004. ч.1. 360с., ч.2.358с.

3. *Волощенко П. Ю., Волощенко Ю.П., Капустянский А.М., Мотин В.Н.* Синергетическая модель фрагмента сверхскоростной интегральной схемы //Труды 8 Международной научно-технической конференции по динамике технологических систем. – Ростов-на-Дону: ДГТУ, 2007. – Т.1. – С.124 – 129.

4. *Волощенко Ю.П., Негоденко О.Н.* Моделирование интегрированной полупроводниковой структуры. /Известия ТРТУ. -Таганрог, ТРТУ, 2007, №1.С.124-128.

5. *Волощенко П.Ю.* Обращенный анализ электромагнитных процессов в длинной линии с активным нелинейным элементом //Изв. вузов. Электромеханика, 2010. – №6. – С.21–24.

6. *Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П.* Моделирование нелинейных волновых процессов в контактных соединениях наноэлектронных приборов //Труды Международной научно-технической конференции «Нанотехнологии 2012». 25-29 июня 2012. –Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – С.39–41. (<http://fep.tti.sfedu.ru/russian/conferenc/nano2012/> раздел "Сб. трудов").

## СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПРОГРАММНЫХ ПАКЕТОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

И.С.Лозановский

*Руководитель - старший преподаватель А.П. Горбенко  
Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

В данной работе поднимается вопрос об актуальности программных продуктов, используемых для моделирования радиотехнических процессов. Имея в распоряжении огромное количество программ, отвечающих нашим нуждам, очень трудно выбрать наиболее подходящую. Для решения подобных задач используются такие пакеты как:

- CircuitMaker 2000
- MicrowaveOffice
- Mathlab+Simulink
- Microcap
- LabView.

Выбрать из тот, который подходит именно для решения поставленной задачи не всегда очень просто. А тем более, что многие из них не совсем доступны для обычного пользователя по функциональности и стоимости. Например, тот же MicrowaveOffice своей стоимостью может отпугнуть. CircuitMaker 2000 наиболее подходит для учебных заведений и работает только лишь на ограниченном списке операционных систем (Windows 95/98/2000/NT). Microcap по своему функционалу довольно прост, поэтому не сможет решать сложные задачи. Исходя из этого, наиболее подходящими программными пакетами являются LabView и Mathlab+Simulink. Рассмотрим их подробнее.

*Mathlab+Simulink.* Основная Информация. Simulink – это графическая среда имитационного моделирования, позволяющая при помощи блок-диаграмм в виде направленных графов, строить динамические модели, включая дискретные, непрерывные и гибридные, нелинейные и разрывные системы. Интерактивная среда Simulink, позволяет использовать уже готовые библиотеки блоков для моделирования электросиловых, механических и гидравлических систем, а также применять развитый модельно-ориентированный подход при разработке систем управления, средств цифровой связи и устройств реального времени. Дополнительные пакеты расширения Simulink позволяют решать весь спектр задач от разработки концепции модели до тестирования, проверки, генерации кода и аппаратной реализации. Simulink интегрирован в среду MATLAB, что позволят использовать встроенные математические алгоритмы, мощные средства обработки данных и научную графику.

Ключевые особенности:

- Интерактивная графическая среда для построения блок-диаграмм

- Расширяемая библиотека готовых блоков
- Удобные средства построение многоуровневых иерархических многокомпонентных моделей
- Средство навигации и настройки параметров сложных моделей - ModelExplorer
- Средства интеграции готовых C/C++, FORTRAN, ADA и MATLAB-алгоритмов в модель, взаимодействие с внешними программами для моделирования
- Современные средства решения дифференциальных уравнений для непрерывных, дискретных, линейных и нелинейных объектов (в т.ч. с гистерезисом и разрывами)
- Имитационное моделирование нестационарных систем с помощью решателей с переменным и постоянным шагом или методом управляемого из MATLAB пакетного моделирования
- Удобная интерактивная визуализация выходных сигналов, средства настройки и задания входных воздействий
- Средства отладки и анализа моделей
- Полная интеграция с MATLAB, включая численные методы, визуализацию, анализ данных и графические интерфейсы

*Labview*. Основная информация. Labview занимается измерениями, визуализацией и обработкой одновременно. Программа LabVIEW называется и является виртуальным прибором (англ. VirtualInstrument) и состоит из двух частей:

- блочной диаграммы, описывающей логику работы виртуального прибора;
- лицевой панели, описывающей внешний интерфейс виртуального прибора.

Виртуальные приборы могут использоваться в качестве составных частей для построения других виртуальных приборов. Лицевая панель виртуального прибора содержит средства ввода-вывода: кнопки, переключатели, светодиоды, верньеры, шкалы, информационные табло и т. п. Они используются человеком для управления виртуальным прибором, а также другими виртуальными приборами для обмена данными. Блочная диаграмма содержит функциональные узлы, являющиеся источниками, приемниками и средствами обработки данных. Также компонентами блочной диаграммы являются терминалы («задние контакты» объектов лицевой панели) и управляющие структуры (являющиеся аналогами таких элементов текстовых языков программирования, как условный оператор «IF», операторы цикла «FOR» и «WHILE» и т. п.). Функциональные узлы и терминалы объединены в единую схему линиями связей. Широта применения. Приложения, написанные в LabVIEW, находят применение во всем мире в разнообразных отраслях промышленности: в автомобильной, телекоммуникационной, аэрокосмической и полупроводниковой



промышленностях, разработке и производстве электроники, управлении производством, биомедицине и многих других отраслях. Благодаря своей гибкости и масштабируемости, LabVIEW может использоваться на всех этапах технологического процесса: от моделирования и разработки прототипов продуктов до широкомасштабных производственных испытаний. Графический язык программирования «G», используемый в LabVIEW, основан на архитектуре потоков данных. Последовательность выполнения операторов в таких языках определяется не порядком их следования, а наличием данных на входах этих операторов. Операторы, не связанные по данным, выполняются параллельно в произвольном порядке.

Сравнение. Программные инструментальные средства фирмы National Instruments практически не уступают по функциональной полноте средствам MathWorks. Значительные преимущества им дают высокотехнологичные аппаратные средства собственного производства и тесное сотрудничество с ведущими фирмами (Freescale, Electronics Workbench, Texas Instruments, Xilinx). Особого внимания в качестве аппаратной платформы при реализации встраиваемых моделирующих и управляющих систем заслуживают реконфигурируемые модули ввода-вывода CompactRIO с процессорной частью, реализуемой на базе ПЛИС (FPGA). Среда разработки виртуальных приборов NI LabVIEW ускоряет процесс разработки систем управления на базе промышленных компьютеров, ПЛИС и промышленных контроллеров благодаря графическому способу программирования. Инженер может сфокусировать свое внимание на разработке алгоритма управляющей системы, а не на сложном низкоуровневом программировании. Код для ПЛИС непосредственно генерируется из блок-диаграммы LabVIEW FPGA, и в дальнейшем может быть загружен на целевую платформу для осуществления быстрого прототипирования устройств управления, или внедрен на платформы PXI и CompactRIO для создания надёжных промышленных систем. Кроме того, с помощью модуля Labview Embedded Development Module возможно переносить алгоритмы управления, разработанные в LabVIEW, на 32-разрядные микропроцессорные платформы. Анализ и синтез линейных стационарных систем выполняется модулем NI Control Design на основе классических методов теории автоматического управления. Анализ систем возможен во временной и частотной области. Компьютерное моделирование выполняется операционными блоками NI Simulation module, объединенными в блок-диаграмму, являющейся графическим описанием и исполняемой спецификацией системы. Модуль также позволяет импортировать Simulink модели в Labview путем их трансляции. В блок-диаграмме модели допускается применять блоки Control Design. Имитационная модель, построенная с помощью блоков FPGA Module, может быть исследована в среде Labview, а в результате трансляции преобразована в исполняемый код прототипа (целевого процессора), выполненного на кристалле ПЛИС. Таким образом,

осуществляется возможность выполнения быстрого прототипирования. С помощью рассмотренных выше инструментальных средств в LabVIEW возможно эффективное выполнение модельного проектирования систем управления.

*Вывод.* Matlab - для моделирования алгоритмов, обработки данных и их визуализации. LabView - для разработки виртуальных инструментов, SCADA систем. Назначение обеих сравниваемых продуктов разное, хотя есть и схожие компоненты. Например, используя инструментальные драйверы, GUI и MATLABcompiler можно построить виртуальный инструмент в MATLAB-е, очень похожий на такой же, построенный в LabView. И, наоборот, в LabView можно создать и смоделировать довольно сложный алгоритм для обработки данных и визуализации результатов, подобно тому, как это делается в Matlab. Основное различие состоит в том, что MATLAB - текстовый интерпретатор языка программирования высокого уровня, а LabView - компилятор графического языка. В последних версиях оба продукта неплохо дополняют друг друга за счет использования интеграции MATLAB кода в LabView и наоборот.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Мироновский Л.А., Петрова К. Ю.* Введение в MATLAB.-СПб.ГУАП. СПб., 2005.-
2. *Тревис Дж.* LabVIEW для всех.-М.:ДМК Пресс, 2008.-880с

## ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИСПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОБРАБОТКИ КАРДИОСИГНАЛОВ

Е.А. Шведова

*Научный руководитель - к.т.н., доцент каф.РТС П.П. Клименко  
Россия, Таганрог, Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

В современной медицине не достаточно методов постановки правильного диагноза для лечения человека. Необходима разработка совершенно нового прикладного программного обеспечения для реализации алгоритма оценки сигналов, источником которых является тело человека, и сердце в частности, что существенно упростило бы работу врачей при постановке диагноза, выявления патологий и назначения правильного лечения человеку, а также для изучения теоретических основ современной медицины.

Бурное развитие современных методов и алгоритмов обработки информации наряду с прогрессом в области вычислительных платформ открывают новые возможности по анализу тонкой структуры сигналов,

исходящих от тела человека. В настоящее время возможности спектрального анализа второго порядка оказались во многом исчерпанными. Появились эвристические способы анализа и обработки сигналов, такие, например, как модуляционный анализ, кепстральный анализ и некоторые другие. Между тем теория случайных процессов позволяет искать новые методологии на основе метода полиспектрального анализа, основанного на изучении спектров высших порядков. На текущий момент времени это наиболее перспективный метод в системе цифровой обработки сигналов и процессов.

Применение полиспектрального анализа еще не нашло широкого распространения. Сложностью в исследовании свойств полиспектров, в частности, является проблема графического отображения результатов. Между тем, полиспектры обладают некоторыми уникальными свойствами, которыми не обладает спектр второго порядка (преобразование Фурье) или другие методы анализа сигналов.

Предлагается использовать биспектральный анализ для оценки асимметрии формы огибающей кардиосигнала. Свойство инвариантности фазы биспектра относительно времени прихода импульса позволяет осуществлять накопление в биспектральной области. Метод классификации образов с помощью функций расстояния позволяет сравнивать и классифицировать биспектры различных импульсов.

Производилось накопление по импульсам в каждой из реализаций в частотной и временной областях. По результатам этого образовалось от 20-ти до 50-и импульсов с соотношением сигнал/шум (С/Ш) более 8 дБ. Были построены огибающие сигнала для каждого импульса, а затем проводилась децимация в 250 раз с использованием НЧ фильтра с частотой среза 0,002 относительно частоты дискретизации. Тем самым соотношение С/Ш в новой полосе анализа было улучшено на 24 дБ. А затем в результате усреднения биспектра по 50-и выборкам еще на 8 дБ, в конечном счете, соотношение С/Ш составило 40 дБ. В результате было получено два биспектра, соответствующие средним значениям биспектров, от импульсов в каждой из двух реализаций сигнала.

Сравнивались оба биспектральных образа. Результаты сравнения показали, что биспектральные вектор - образы двух реализаций отличались друг от друга не более чем на  $0,12^\circ$ , в то же время они отличались от модельного кардиосигнала здорового человека не менее чем на  $0,65^\circ$ , что доказывает некоторые характерные особенности формы импульсов в реализациях, отличной от модельной формы и позволяет судить об отклонениях в здоровье человека.

Для сопоставления биспектров импульсов с разным уровнем сигнала необходимо проводить нормирование биспектра. Предлагается нормировать биспектр на значение в нулевой частоте.

Для количественной оценки биспектральных вектор-образов реализаций сигнала было произведено вычитание полученных вектор-образов из модельного вектор-образа здорового человека. Основным информативным признаком является асимметрия огибающей кардиосигнала, позволяющая судить о различных отклонениях от нормы кардиосигнала здорового человека. Кардиограммы «здорового» (а) и «больного» (б) пациентов приведены на следующем рис. 1.

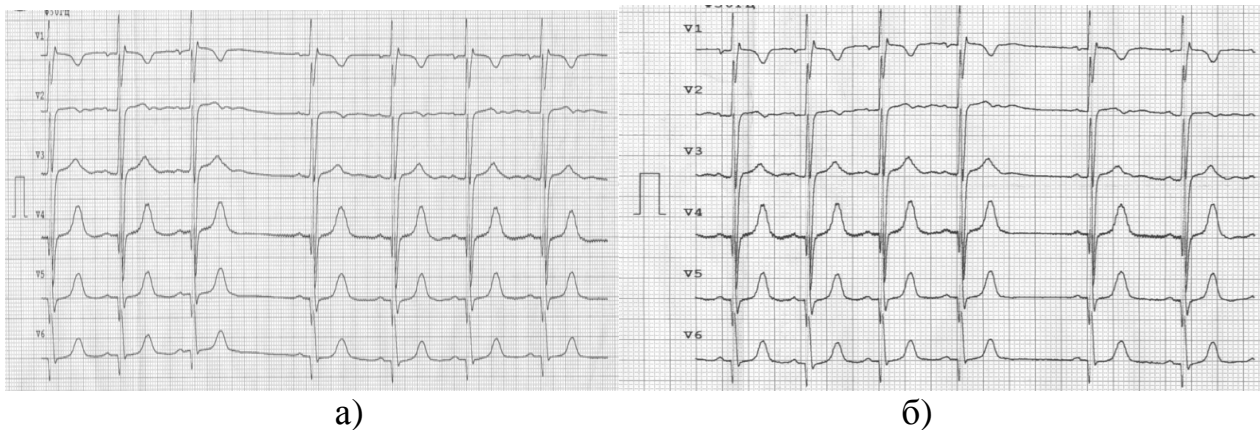


Рисунок 1– Кардиограммы «здорового» и «больного» пациентов

Результаты обработки данных кардиограмм методом полиспектрального анализа приведены на следующем рис. 2.

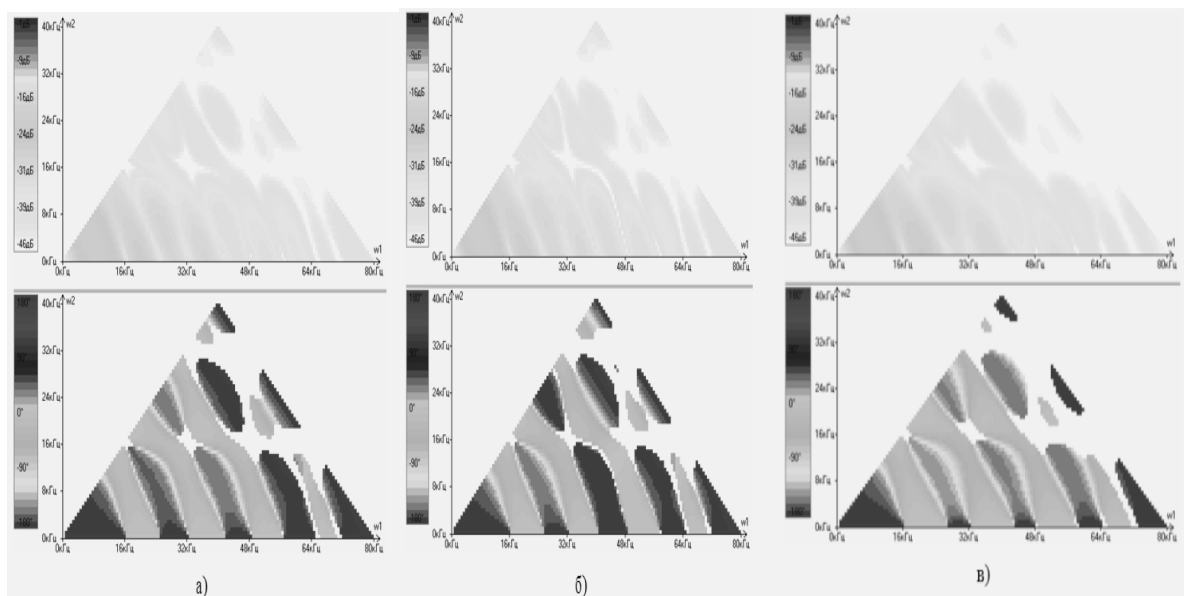


Рисунок 2 – Биспектр и бифаза вектор-образов при нормировке и после вычитания из модельного вектор-образа

Показано, что во всех реализациях форма импульса имеет идентичное отклонение от идеального импульса, при этом наблюдается идентичная асимметрия (значения бифазы отличны от 0 и  $\pi$ ) на одних и тех же частотах. Оценка разрешающей способности составила 0,1 градуса, что позволяет интерпретировать различия в тонкой структуре формы импульсов уже не качественно, а количественно, что было бы крайне сложно оценивать при другом методе анализа кардиосигналов. Асимметрия огибающей кардиосигнала дает возможность четкой интерпретации полученных результатов обработки.

В результате исследований были выявлены следующие достоинства при работе данного алгоритма:

- 1) Увеличение скорости вычислений при работе алгоритма из-за использования только одного алгоритма обработки;
- 2) Точная «привязка» во временной и частотной областях с использованием только одного алгоритма;
- 3) Увеличение такого комплексного показателя, как вероятность успешного распознавания образа с 0,7 до 0,94;
- 4) Работа при очень низком отношении сигнал/шум (~8дБ);
- 5) Уменьшение врачебных ошибок при постановке диагноза;
- 6) Автоматизация работы медицинского персонала;
- 7) Возможность быстрого «отсеивания» «больных» пациентов от здоровых, выявляя наличие различных патологий сердца;
- 8) Использование результатов работы алгоритма при уточнении уже поставленного диагноза;
- 9) Применение данной методологии не требует технического переоснащения существующих медицинских центров и городских поликлиник.
- 10) Применение данного алгоритма анализа сигналов позволило бы существенно улучшить знания о сигналах, исходящих от тела человека, разработать кардинально новые методы диагностики пациентов, а также улучшить качество медицинского обслуживания в целом.

Полиспектральный анализ естественным способом позволяет совершенствовать известные методы измерений и анализа процессу и создавать новые методы обработки кардиосигналов.

Результаты исследований свидетельствуют о целесообразности применения биспектров для решения задач распознавания патологий сердца на самых ранних стадиях. Также работа данного алгоритма позволила бы производить предварительную оценку состояния здоровья человека без проведения дополнительных дорогостоящих обследований.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Новиков А. К. Полиспектральный анализ. – СПб.: Микроматикс, 2002.

## СОЗДАНИЕ БИБЛИОТЕК КОМПОНЕНТОВ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ В САПР MENTORGRAPHICS.

Я.С. Бескорвайный  
НОЦ СП ЮФУ

*В статье кратко изложены основные этапы разработки библиотеки компонентов для проектирования печатных плат в САПР MentorGraphics. На примере рассмотрены разработка условного графического изображения, разработка посадочного места и объединение этих описаний в элемент библиотеки.*

Работа с *MentorGraphics* начинается с создания библиотеки, в которой хранятся описания всех компонентов печатной платы (ПП). Создание и управление библиотеками компонентов осуществляется через инструмент *LibraryManager*. Описание каждого компонента библиотеки включает в себя: создание условного графического обозначения (УГО) элемента (инструмент *SymbolEditor*); создание контактных площадок для монтажа элемента на печатную плату (*PadstackEditor*); создание посадочного места для установки элемента на ПП (*CellEditor*); объединение УГО и посадочного места в описание компонента (*PartEditor*).

На рис.1 показан внешний вид *LibraryManager*. В окне *Library Navigator Tree* перечислены разделы библиотеки компонентов:

- раздел *Parts* предназначен для хранения описаний компонентов;
- раздел *Cells* – для хранения описаний посадочных мест элементов;
- раздел *Symbols* – для хранения УГО;
- раздел *Padstacks* – для хранения описаний контактных площадок.

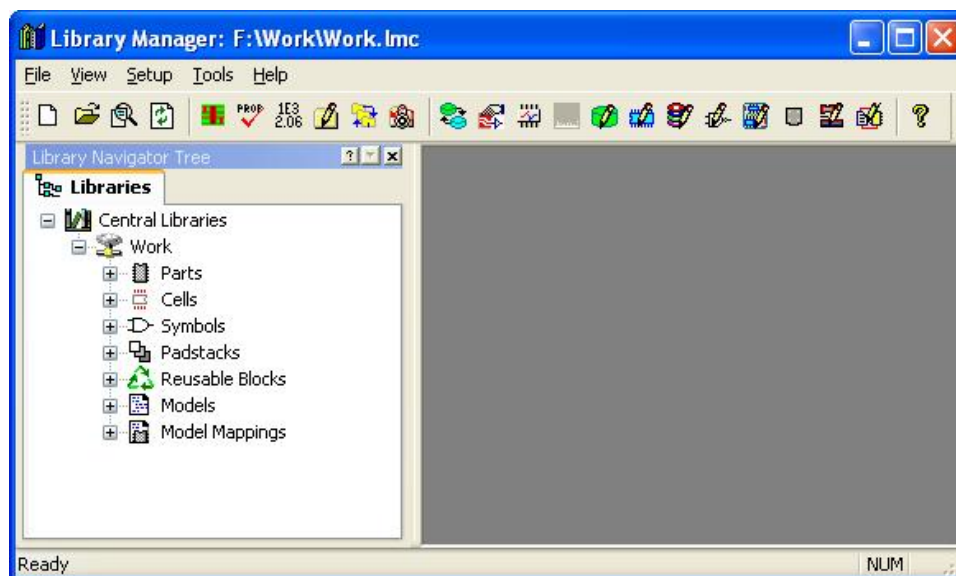


Рисунок 1–Внешний вид окна *LibraryManager*

Для примера рассмотрим этапы создания описания понижающего стабилизатора TPS54310. Сначала необходимо создать УГО элемента с помощью инструмента *SymbolEditor*, интерфейс которого показан на рис.2.

В соответствии с государственными стандартами, с помощью панели инструментов графического редактора выполняется чертёж УГО элемента. Для *TPS54310* это прямоугольник с тремя полями – основное и два дополнительных. Следующим шагом является добавление на УГО выводов компонента. После добавления выводов, в окне *Properties* редактора можно выбрать свойства выводов (IN, OUT, Bidirectional и др.). Также каждому выводу необходимо присвоить имя и соответствующий ему номер.

Следующим этапом описания компонента является создание контактных площадок. Для этого используется инструмент *PadstackEditor*. Вид окна редактора контактных площадок изображен на рис.3.

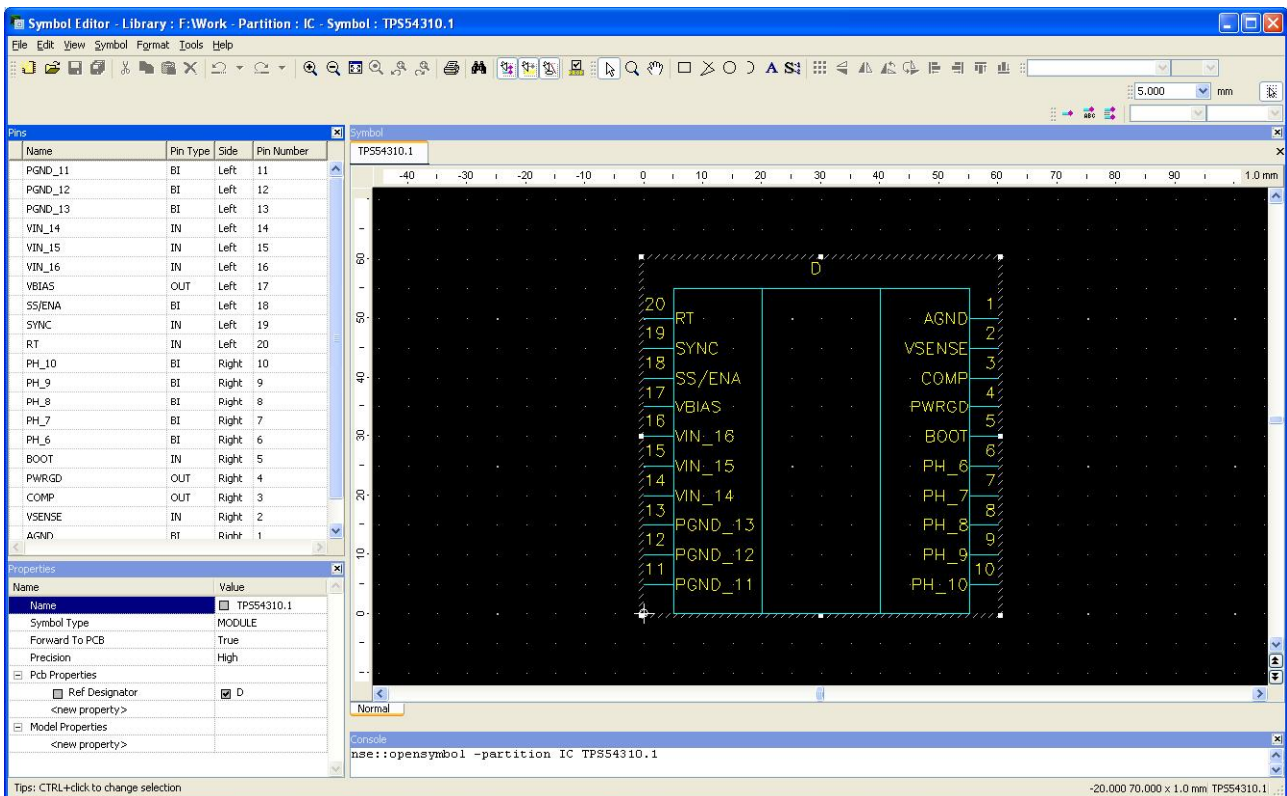


Рисунок 2 - Внешний вид окна SymbolEditor

С помощью *PadstackEditor* можно создавать контактные площадки любых форм и размеров, площадки для поверхностного и сквозного монтажа, переходные и монтажные отверстия и мн. др. При создании контактных площадок необходимо учитывать тип монтажа элемента, размеры его выводов, а также формы и размеры площадок для вскрытия защитной маски и нанесения паяльной пасты (при поверхностном монтаже).

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 ноября 2013, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia



предоставляются производителем компонента в технических условиях. Для *TPS54310*, на вкладке *Pads* (рисунок 3), необходимо создать прямоугольную площадку размером 1,6 мм x 0,3 мм и площадку для вскрытия защитной маски размером 1,8 мм x 0,5 мм, а затем на вкладке *Padstack* определить набор площадок, который является посадочным местом для одного вывода понижающего стабилизатора *TPS54310*.

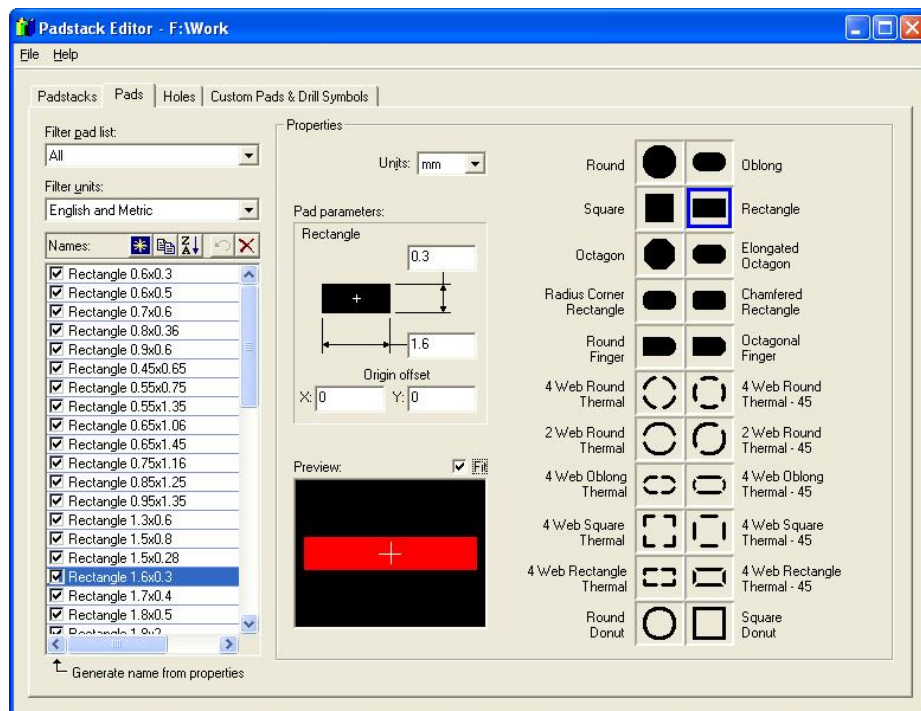
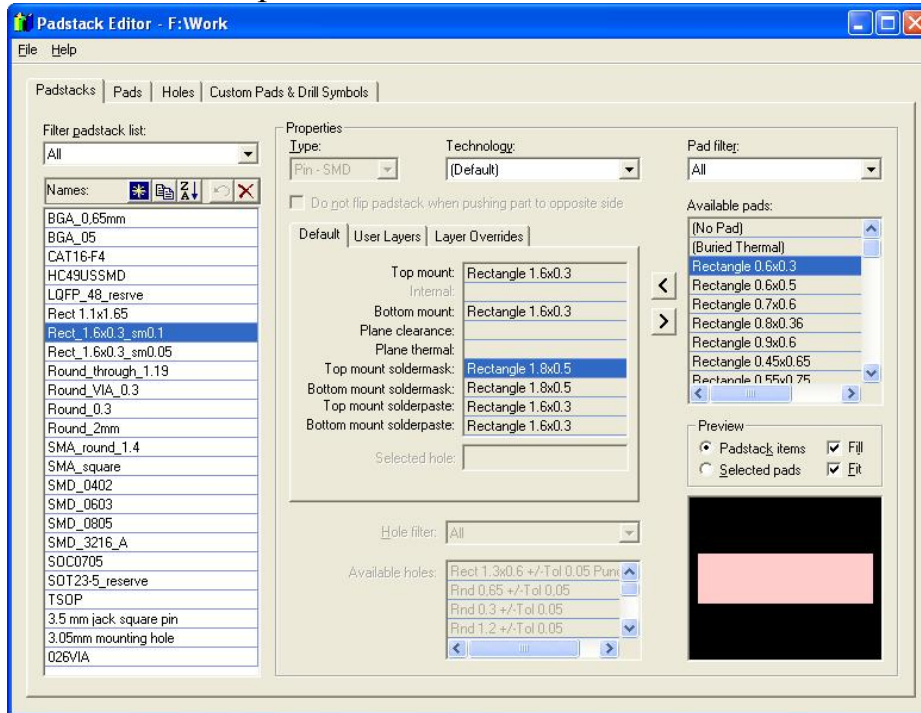


Рисунок 3– Внешний вид окна *PadstackEditor*



Теперь с помощью инструмента *Cell Editor* можно создать описание посадочного места *TPS54310* для размещения его на ПП. Для чего, используя ранее созданный шаблон набора площадок, необходимо задать конфигурацию контактных площадок в соответствии с расположением выводов микросхемы. Внешний вид окна *Cell Editor* показан на рис.4.

При создании описания нового посадочного места, в окне *CreatePackageCell* (рисунок 4, справа), необходимо ввести информацию о количестве выводов компонента, типе монтажа и корпуса.

После ввода необходимой информации о компоненте, с помощью графического редактора *Cell Editor* (рис.5), создаётся геометрия посадочного места, для чего нужно разместить наборы площадок, используя соответствующий инструмент *Place Pins* (рис.6).

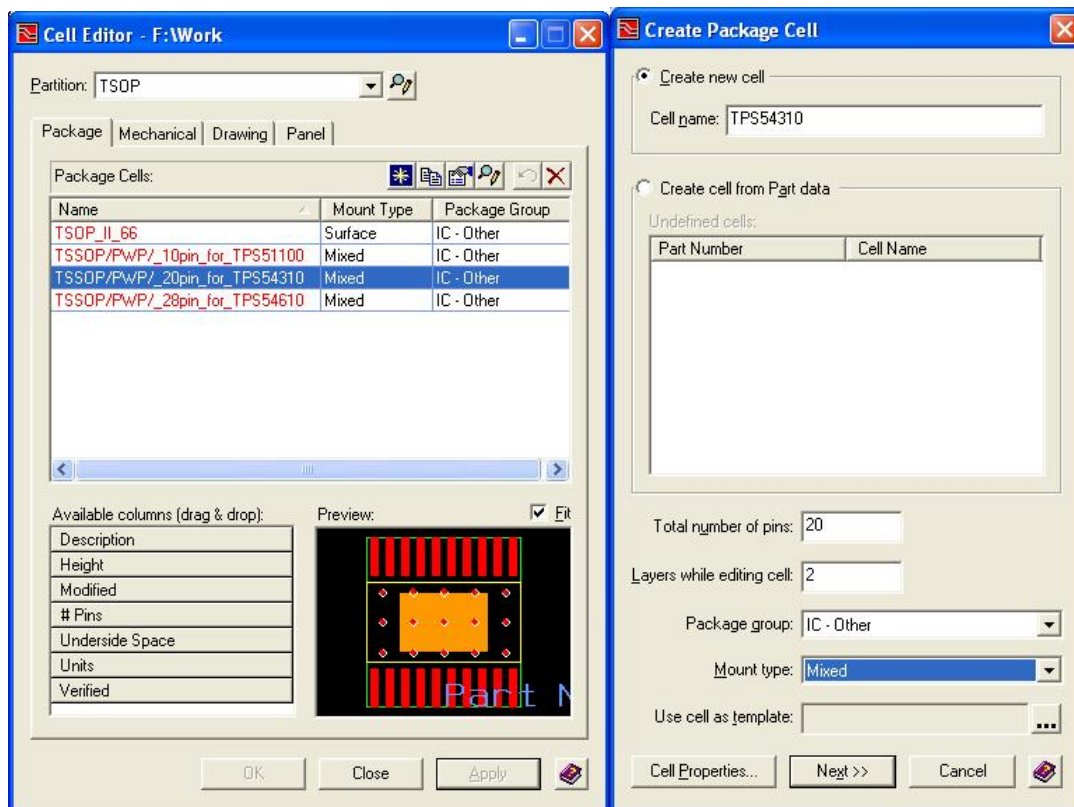


Рисунок 4 – Внешний вид окон *CellEditor* и окна *CreatePackageCell*

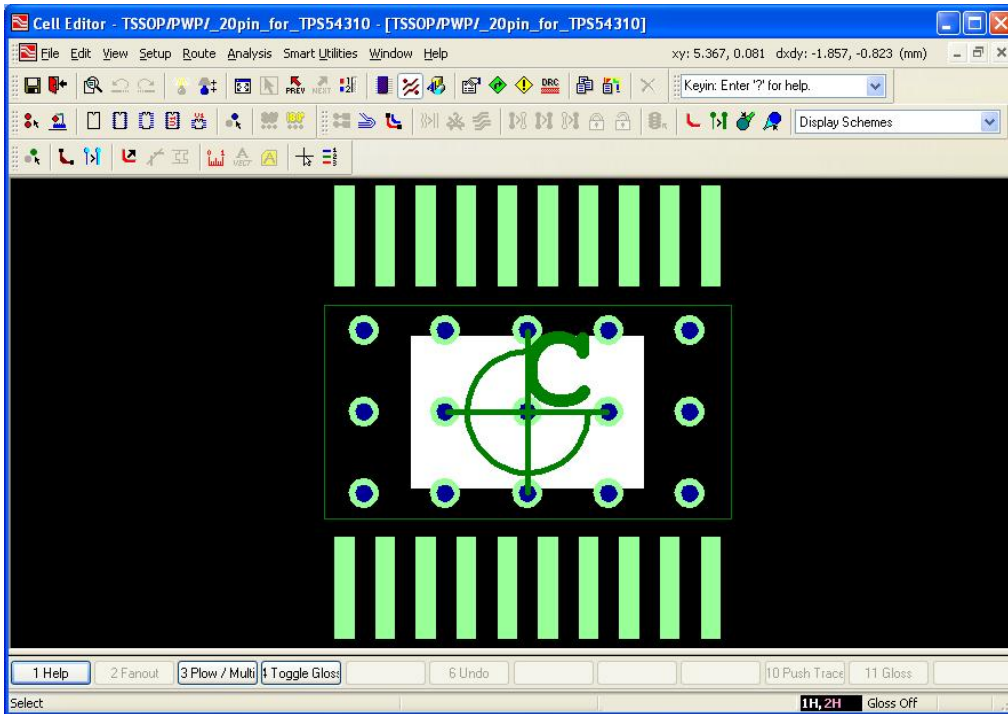


Рисунок 5 - Вид окна графического редактора CellEditor

При размещении наборов площадок необходимо выбрать ранее созданный шаблон набора, выбрать тип корпуса элемента и ввести параметры корпуса (длина, ширина, расстояние между выводами, направление нумерации выводов). Для *TPS54310* необходимо ещё добавить проводящую металлическую поверхность переходные отверстия для отвода тепла от нижней поверхности микросхемы, это выполняется с помощью графического редактора *Cell Editor* (рис.5).

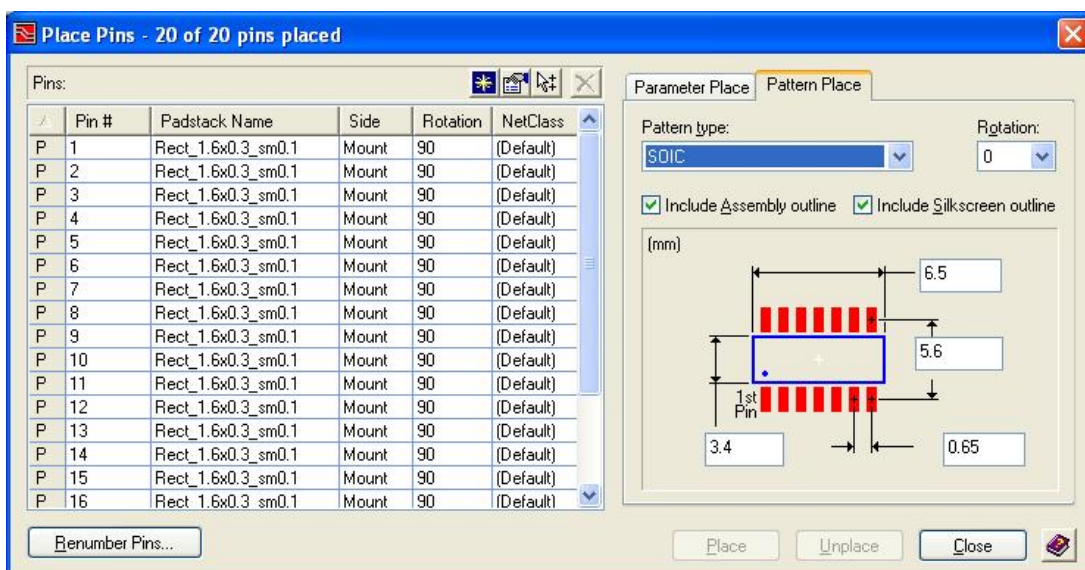


Рисунок 6 – Вид окна PlacePins

Завершение создания описания компонента состоит в объединении УГО и посадочного места компонента. Для этого используется инструмент *PartEditor*, в котором автоматически (или вручную) задаётся соответствие между выводами УГО компонента с соответствующими им контактными площадками посадочного места (рис.7).

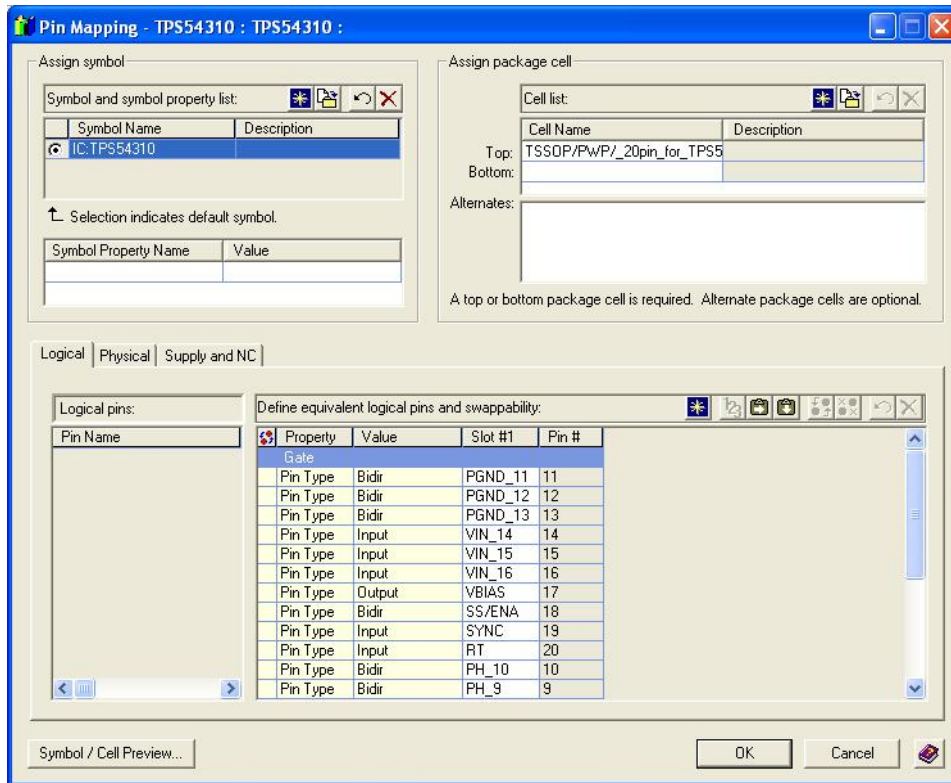


Рисунок 7 – Окно PinMapping

После создания описания компонента ПП и сохранения его в библиотеке, компонент может использоваться при проектировании схемы электрической принципиальной и при разработке топологии печатной платы. В статье рассмотрен минимальный набор свойств компонентов библиотеки, САПР *MentorGraphics* позволяет интегрировать в маршрут разработки ПП ещё и этапы моделирования как принципиальной схемы (на основе SPICE-моделей), так и моделирование топологии ПП (на основе IBIS-моделей), для чего в библиотеку компонентов помимо описания геометрических параметров включается и описание электрических параметров (модели SPICE и IBIS).

## РАЗРАБОТКА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ПЛИС НА ПРИМЕРЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ БЛОКА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО ПЕРЕМЕЖИТЕЛЯ

Д.П. Волков  
НОЦ СТП ЮФУ

*В статье представлен маршрут проектирования блока псевдослучайного перемежителя на ПЛИС Altera. Рассмотрен порядок использования функционала компонентов САПР QuartusII на ключевых этапах разработки вычислительной системы.*

При передаче по каналам связи данные могут подвергаться воздействию помех, что приводит к искажению содержания информации.

Для исправления статистически независимых ошибок, возникших при передаче данных по каналу связи, большинство известных кодов, разработанных для повышения надежности передачи данных, являются эффективными.

Однако, существуют каналы в которых образуются пакеты ошибок. Например, класс каналов, характеризуемых многолучевым распространением сигналов и замираниями. Замирания часто вызывают снижение уровня сигнала ниже уровня шума, что приводит к большому числу ошибок. Второй пример – класс каналов магнитной записи (ленточной или дисковой), в которых дефекты в записывающей среде приводят к пачкам ошибок. Такие группы ошибок обычно не исправляются кодами, оптимально рассчитанными для статистически независимых ошибок.

Эффективным методом уменьшения влияния пакетных ошибок является перемежение. Данные, перед передачей по каналу связи, переставляются в заданном порядке, а по приему данных восстанавливается исходный порядок. Возникшая в канале связи пачка ошибок превращается в рассредоточенные во времени одиночные ошибки, которые проще обнаружить и исправить с помощью кодов, исправляющих ошибки. На рис. 1 показана система связи, которая использует перемежение символов. [1]

Псевдослучайное устройство перемежения представляет собой блочное устройство, которое берет блоки из  $L$  символов канала после декодирования и переставляет их псевдослучайным образом. Это можно сделать, записав  $L$  символов последовательно в память с произвольной выборкой (ЗУПВ) и затем считав их псевдослучайным образом. Требуемую перестановку можно записать в постоянную память (ПЗУ), а затем использовать эту перестановку для адресации памяти устройства перемежения.

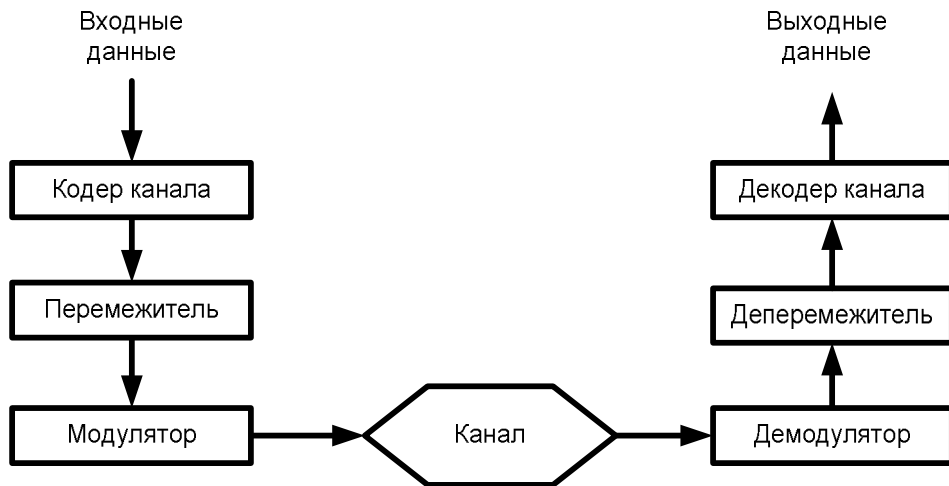


Рисунок 1 — Блок-схема системы связи, использующей перемежение.

Если в каждом блоке осуществляется одна и та же перестановка, то будут существовать некоторые комбинации аддитивных помех, которые могут существенно ухудшить характеристики. В тех системах, где возникновение таких комбинаций весьма вероятно (как, например, в системах борьбы с организационной помехой при условии, что организатор помехи знает перестановку), эту перестановку нужно часто менять (например, после каждого блока). Один из возможных здесь методов состоит в записи в ПЗУ некоторого числа  $M$  различных перестановок и в случайном выборе одной из них для перемежения каждого блока данных. Параметр  $M$  должен быть достаточно большим, для того чтобы исключить уязвимость по отношению к помехам, организованным с учетом знания этого множества перестановок. Величина  $M$  зависит от критериев, по которым определяется требуемое качество системы передачи, и от оценок способности схемы организованных помех.

В работе рассмотрен блочный псевдослучайный перемежитель длиной 64 бита с одним заданным шаблоном перестановки.

Подходящим программным средством разработки электронных устройств является Quartus II. Программное обеспечение Quartus II 8.1 Web Edition включает в себя средства для всех фаз проектирования с применением ПЛИС как FPGA, так и CPLD структур. Взаимосвязь приложений среды проектирования поясняет рис. 2

Для описания перемежителя использован VHDL – наиболее универсальный и распространенный язык описания аппаратуры

Описание перемежителя удобно разместить в одном VHDL-файле, поэтому в проекте Quartus II только один файл с кодом логики. Он же является файлом верхнего уровня проекта. Задействована стандартная библиотека IEEE.std\_logic\_1164.all



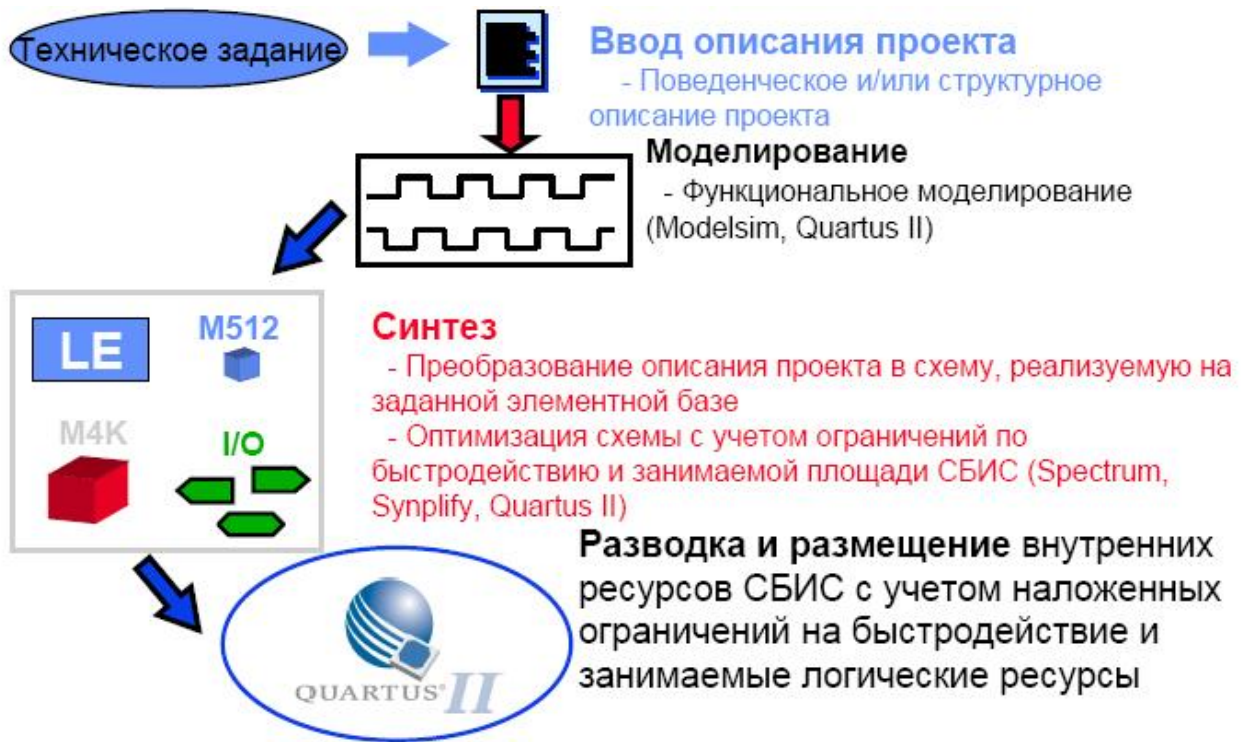


Рисунок 2 — Взаимосвязь приложений среды проектирования

Входные сигналы:

CLK — синхроимпульс,

Reset — сигнал сброса. Сброс работает асинхронно,

DATA — канал данных, одноразрядный.

Выходные сигналы:

eout — сигнал валидности выходных данных,

dc\_q — выходные данные.

Алгоритм блочного переключения «вшит» в устройство. В VHDL-описании представлен константным массивом  $m$  из 64 чисел в диапазоне значений от 0 до 63. В массив занесены числа, соответствующие порядку выдачи значений принятой последовательности 64-х битов.

Работа блока организована следующим образом. На момент начала работы устройства, значения сигнала  $sel$  и битов векторов  $B1$  и  $B2$  равны 0. В разрешенном состоянии ( $reset = 0$ ) работы по переднему фронту синхроимпульса переключатель подает на выход  $dc\_q$  биты из вектора  $B1$ , а значения сигнала  $DATA$  фиксируются в элементах вектора  $B2$  последовательно, с 0 по 64 бит. Таким образом, на момент прихода 64-го фронта  $CLK$  вектор  $B2$  оказывается полностью заполнен новыми значениями. Устройство готово к выводу блока переключенных данных. В этот же такт сигнал  $sel$  меняет значение с 0 на 1. Следующие 64 такта переключатель подает на выход  $dc\_q$  биты из вектора  $B2$ . Значения индексов массива  $B2$  поочередно и синхронно с  $CLK$  берутся из константного массива  $m$ . Запись данных  $DATA$

производится в вектор В1. Сигнал x – счетчик-указатель для записи векторы. Сигнал sel опять инвертируется и далее устройство работает по первому принципу.

Для корректной работы переключателя на данной ПЛИС необходима тактовая частота работы не более 200 МГц, задержка фронта синхроимпульса относительно установления значения сигнала DATA и reset от 1/4 до 3/4 периода синхроимпульса.

Для симулирования работы блока использован Simulator Tool из пакета этого же САПР. В файле временного анализатора Simulator Tool добавлены необходимые сигналы для исследования в симуляции. Всем входным сигналам необходимо задать значения. Для CLK — меандр частотой 167 МГц (период 6 нс), сигнал reset имеет с 1 нс по 90 нс высокий уровень, остальное время – уровень логического 0. Значения сигнала DATA — случайные, устанавливаются с периодичностью тактовой частоты CLK.

Результаты работы Simulator Tool показан на рис. 3. На рисунках 3 и 4 изображены диаграммы входных, выходных и внутренних сигналов устройства.

Перед компиляцией выводы ПЛИС, на которые необходимо вывести входные и выходные сигналы не были заданы, поэтому компилятор автоматически выполнил соответствующие назначения. Их можно посмотреть и изменить с помощью графического редактора назначений контактов ввода-вывода PinPlanner(рис.5). [3]

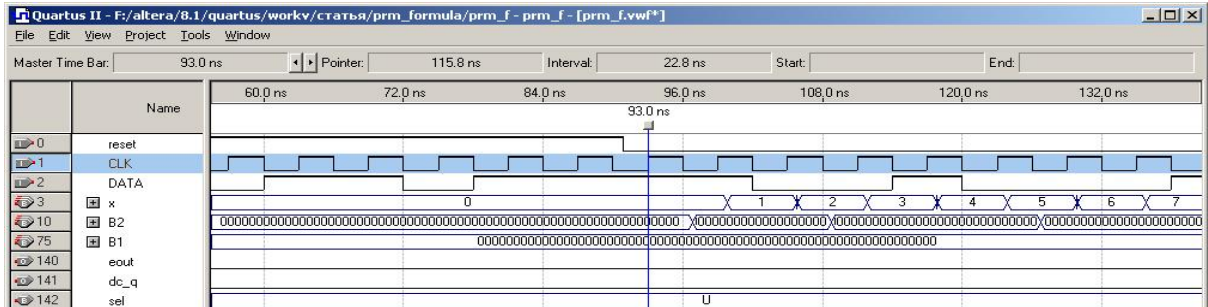


Рисунок 3 - Результат работы Simulator Tool: сброс, начало записи.

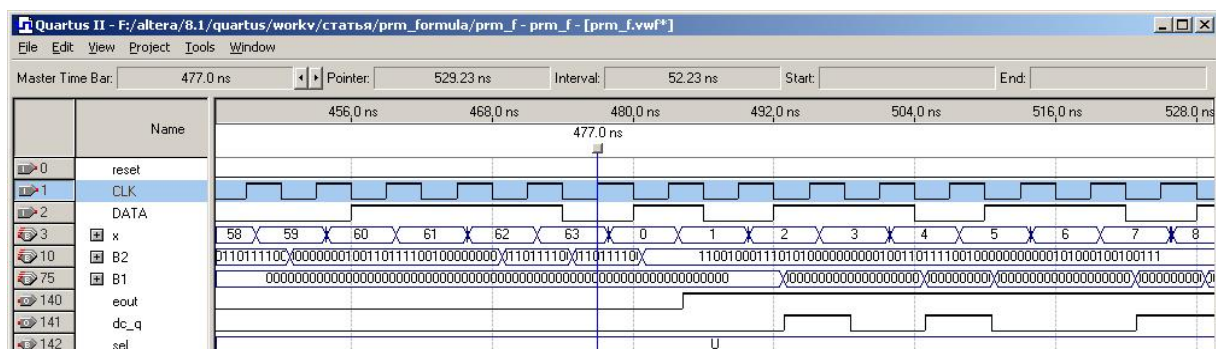


Рисунок 4 - Результат работы Simulator Tool: смена циклов работы, запись и выдача данных.

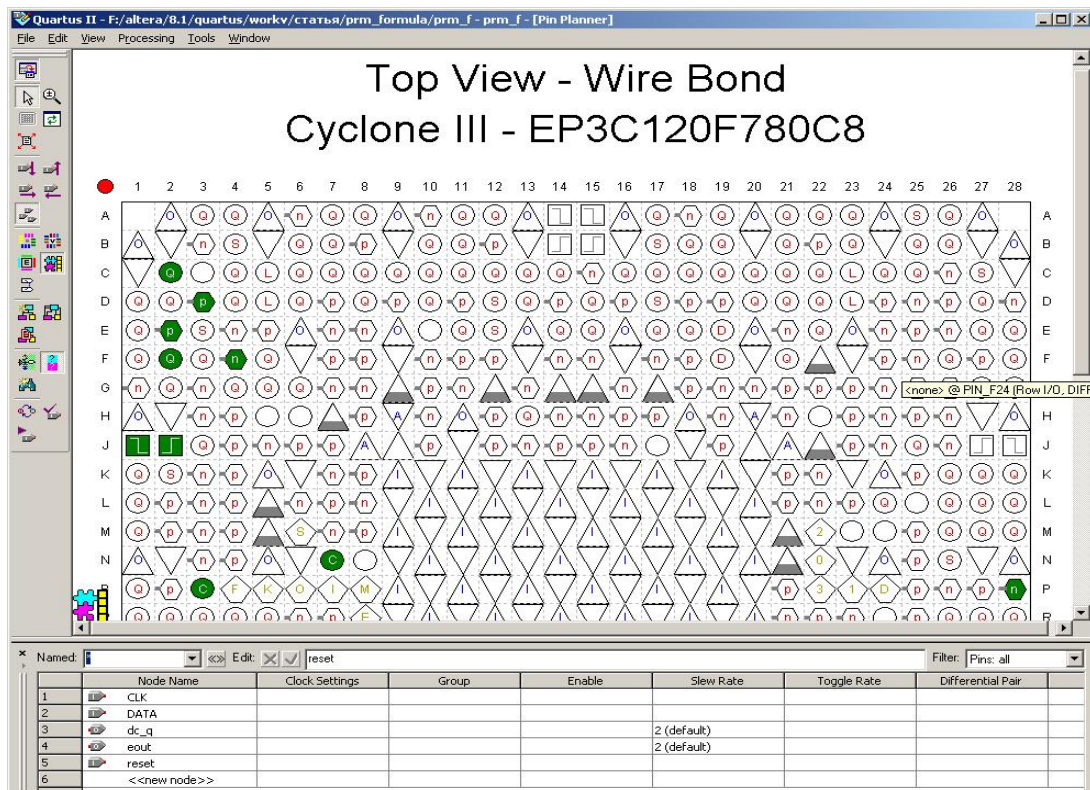


Рисунок 5 — Pin Planner. Автоматические назначения выводов ИС

Зеленым цветом на схеме отмечены заданные назначения выводов ПЛИС.

*Заключение.* В настоящее время системы-на-кристалле на основе ПЛИС и специализированные ИС составляют основу элементной базы электронных средств связи. Поэтому важность приобретает как развитие совершенных языков описания аппаратуры, так и программных средств, автоматизирующих процессы проектирования электронных приборов.

САПР Altera Quartus II – универсальная среда проектирования, легко перенастраиваемая под конкретные требования. Система Quartus II обеспечивает возможность выполнения всех фаз проектирования с применением ПЛИС как FPGA, так и CPLD структур, разработки законченных систем-на-кристалле на основе ПЛИС, а также специализированных ИС – ASIC.

Заложенные в VHDL развитые описательные возможности обеспечивают его эффективное применение для проектирования, верификации, модификации и сопровождения проектов.

Приведенный пример разработки блока переμεжителя предназначен для начального знакомства с принципами автоматизированного проектирования вычислительных систем на основе ПЛИС с применением VHDL.



## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Прокис Джон*. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь. 2000. - 800 с.
2. <http://tehnari.info/Коротко-о-среде-QUARTUS-2>
3. *Ефремов Н.В.* Введение в систему автоматизированного проектирования Quartus II: учебное пособие.– М.: ГОУ ВПО МГУЛ, 2011.-147с.

УДК 621.396.6

## АНАЛИЗ ЦЕЛОСТНОСТИ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ В ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ

Т.А. Суанов

*Ккафедра РТС, НОЦ СТП ЮФУ*

*В статье представлен этап пред-топологического моделирования в маршруте проектирования высокоскоростных многослойных печатных плат с помощью системы автоматизированного проектирования от MentorGraphics. Рассмотрены задачи обеспечения целостности сигналов.*

Моделирование топологии печатной платы (МПП) в целом или особенно уязвимых, в смысле целостности сигналов, участков топологии позволяет достоверно прогнозировать возможные проблемы и искать пути их решения до изготовления и тестирования макета. Рассмотрим решение задач данного этапа проектирования на примере инструмента *HyperLynx 8.0* (интегрированного в маршрут проектирования *DxDesigner – ExpeditionPCBot* компании *MentorGraphics*). *HyperLynx 8.0* имеет два отдельных инструмента моделирования (с применением *IBIS*-моделей): *LineSim* и *BoardSim*, (первый предназначен для пред-топологического моделирования, а второй – для моделирования готовой топологии) и ещё инструмент *IDS (IBISDevelopmentSystem)* для создания и редактирования *IBIS*-моделей.

Основная цель моделирования топологии печатной платы (ПП) – выявить проблемы, нарушающие целостность сигналов и электромагнитную совместимость (ЭМС) устройства. Под обеспечением целостности сигналов понимается создание такой топологии, что вносимые ею искажения в форму сигналов не нарушают функционирование устройства. Основные причины нарушения целостности сигналов – это временные задержки, вносимые линиями передачи; несинхронность фронтов импульсов; отсутствие согласования линий передачи и их нагрузок; перекрёстные помехи (наводки); переходные процессы при переключении напряжения между логическими уровнями.

Рабочее поле *HyperLynxLineSim* состоит из ячеек, в каждой из которых

есть буфер ввода/вывода (рисунок 1а), две линии передачи (рисунок 1б), параллельно включенные резисторы и конденсатор (рисунок 1в), последовательно включенный резистор (рисунок 1г). Пассивные компоненты используются для моделирования согласования линии передачи с буфером входа/выхода микросхемы или другого компонента ПП. Таким образом, каждая ячейка *LineSim* – это прототип трассы на ПП, которая может быть согласована или не согласована.

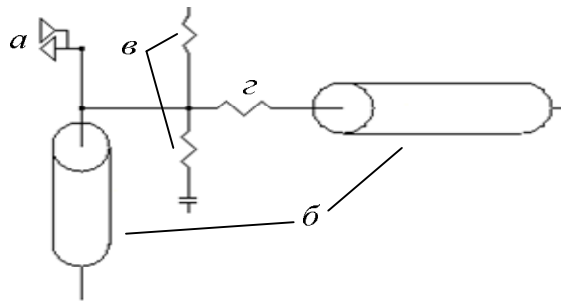


Рисунок 1 – Ячейка *LineSim*

Модель линии передачи (схема) для анализа имеет следующие параметры:

1) буферы ввода/вывода (приёмник и передатчик сигнала) выполнены по технологии *CMOS, 3.3V, FAST*, (быстродействующая комплементарная логика на транзисторах металл-оксид-полупроводник (КМОП) с питанием 3,3В;

2) линия передачи одиночная (не имеющая электромагнитной связи с соседними линиями), расположена на внутреннем сигнальном слое (между двумя потенциальными); длина линии – 10 см, а ширина 125 мкм, волновое сопротивление – 71,3 Ом, время задержки сигнала 595 нс.

Схема линии передачи для моделирования показана на рисунке 2.

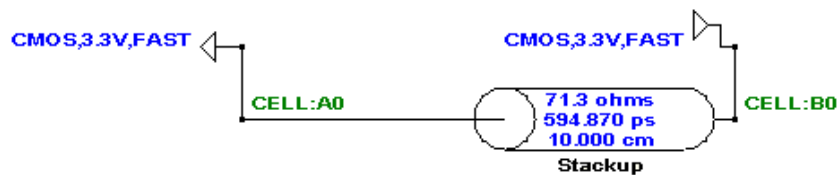


Рисунок 2 – Модель линии передачи между буферами ввода/вывода

Воздействие задано в виде заднего фронта прямоугольного импульса длительностью 1нс.

На рисунке 3 показан результат моделирования. Хорошо видно, что из-за отсутствия согласования линии передачи с нагрузкой, напряжение приёмника (кривая 2) не устанавливается даже в течение 9 нс, хотя длительность фронта передатчика равна 1нс (кривая 1).

Амплитуда понижающего выброса около  $-1,23$  В. Задержка между переключениями приёмника и передатчика сигнала (на уровне  $0,8$  В для условий используемой модели)  $600$  пс.

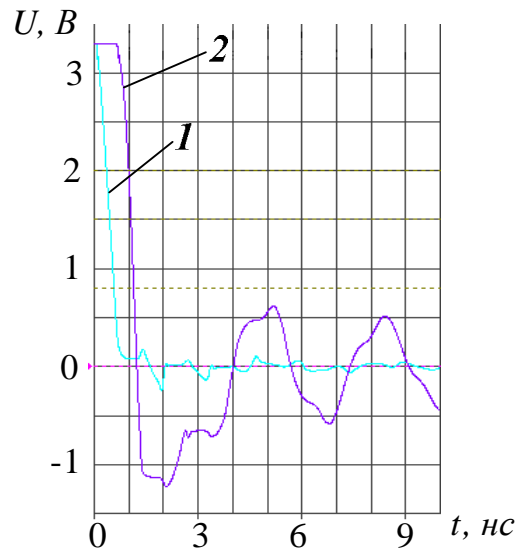


Рисунок 3 – Распространение заднего фронта импульса в несогласованной линии передачи; кривая 1 – напряжение на передатчике; кривая 2 – напряжение на приёмнике

Выполним моделирование при согласовании линии передачи с помощью последовательного резистора (рисунок 1г). Требуемое сопротивление можно рассчитать автоматически, с помощью модуля *TerminationWizard*, кроме величины сопротивления предлагается ещё и оптимальное расстояние от нагрузки (приёмника или буфера ввода), на котором нужно разместить резистор. Результат согласования показан на рисунке 4. Установления сигнала в приемлемое время всё ещё не происходит, хотя амплитуда понижающего выброса сократилась, хоть и незначительно, а временная задержка увеличилась. Причина в том, что выходное сопротивление передатчика сигнала, как правило, составляет от  $2$  до  $20$  Ом (в зависимости от технологии), а волновое сопротивление линии передачи около  $70$  Ом (см. рисунок 1), поэтому последовательный резистор будет хорошо работать в качестве согласующего элемента, если расположить его на входе линии передачи со стороны источника сигнала.

На рисунке 5 показан результат согласования с помощью параллельной *RC*-цепочки, такой способ согласования применяется на стороне приёмника. Понижающий выброс сократился почти до  $500$  мВ, и имеет место установление сигнала. Если для разрабатываемого проекта этого недостаточно, то необходимо сократить крутизну фронтов импульсов, изменить параметры слоёв ПП или сократить длину трассы.

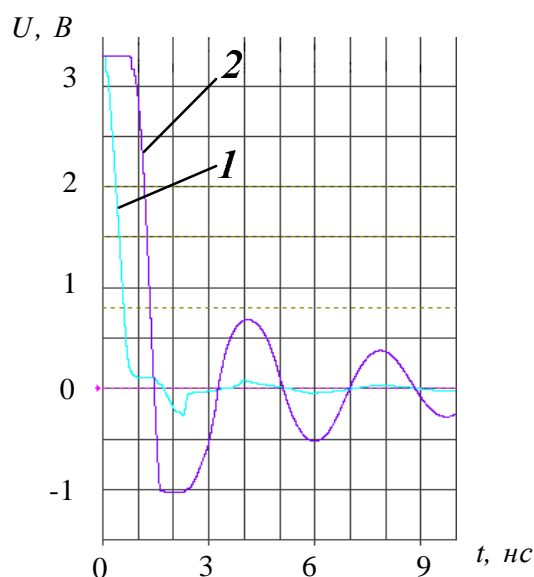


Рисунок 4 – Согласование линии передачи с помощью последовательного резистора; кривая 1 – напряжение на передатчике; кривая 2 – напряжение на приёмнике

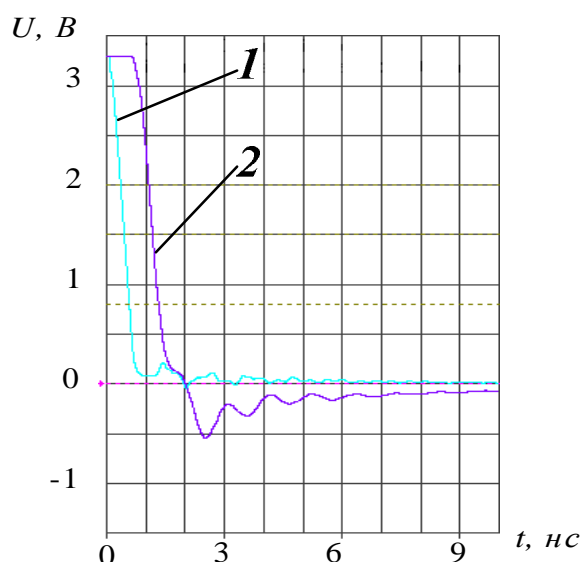


Рисунок 5 – Согласование линии передачи с помощью параллельной  $RC$ -цепочки; кривая 1 – напряжение на передатчике; кривая 2 – напряжение на приёмнике

Выполним моделирование линии передачи (длина – 10 см, ширина – 125 мкм, расположена на верхнем слое МПП, без согласующих элементов) с помощью модуля анализа ЭМС (*EMCforLineSim*). Расстояние до зонда – 3 м; длительность фронтов импульсов – 1нс; воздействие в виде меандра с частотой следования импульсов 100 МГц и коэффициентом заполнения 49%.

Спектральная диаграмма показана на рисунке 6, как видно, некоторые спектральные составляющие (на частоте около 900 МГц) превышают

максимально допустимый уровень излучения стандарта FCC (класс B).

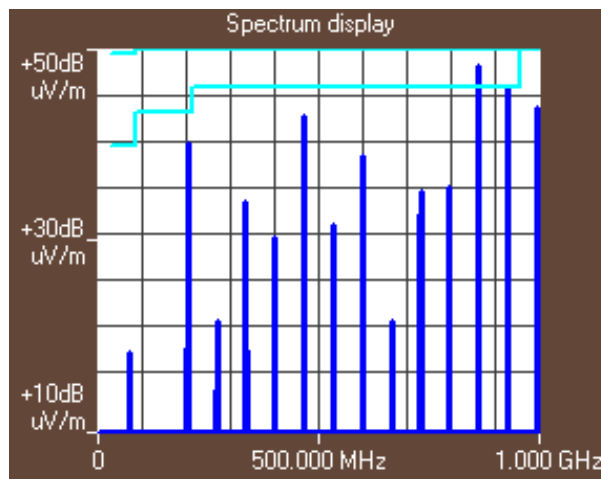


Рисунок 6 – Спектральная диаграмма излучаемого ЭМП; линия передачи на внешнем слое МПП; (тактовая частота 100 МГц; длительность фронтов импульсов – 1нс;)

Рассмотрим теперь линию передачи при прежних условиях, но согласованную с помощью *RC*-цепочки, в результате амплитуды спектральных составляющих сократились, но превышение максимально допустимого уровня излучения всё ещё имеет место.

Опять рассмотрим линию передачи при прежних условиях, без согласования, но сократив длину линии передачи до 5 см. Даже при максимально коротких фронтах импульсов, сокращение длины линии передачи оказывается очень действенным инструментом в борьбе с проблемой ЭМС (рисунок 7).

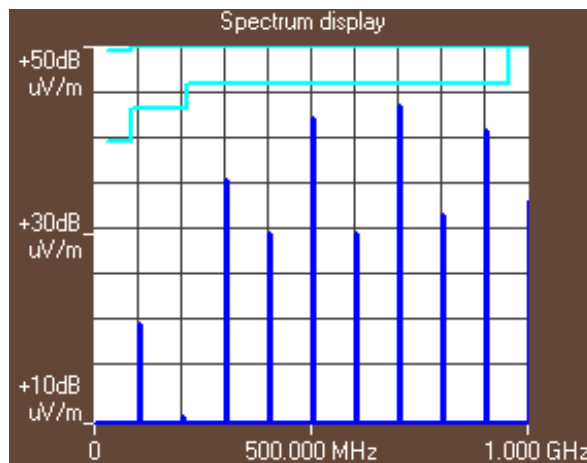


Рисунок 7 – Спектральная диаграмма излучаемого сигнала линия передачи на внешнем слое МПП; (тактовая частота 100 МГц; длительность фронтов импульсов – 1нс)

Если линия передачи находится на одном из внутренних сигнальных

слоёв между потенциальными (земли или питания), следует ожидать существенного снижения уровня излучения, поскольку сплошные металлические (потенциальные) слои служат экранами ЭМП. Чтобы проверить это, выполним моделирование линии передачи, расположенной на внутреннем сигнальном слое МПП (между двумя потенциальными слоями), длина линии передачи – 10 см. Полученные результаты, убеждают в том, что даже при максимальном быстродействии буферов ввода/вывода (скорость переключения около 0,5 нс), при частоте следования импульсов 100 МГц и полном отсутствии согласования, линия передачи, расположенная на внутреннем слое МПП, не участвует в формировании проблем, связанных с ЭМС.

Можно сделать ряд выводов общего характера. Во-первых, длина линии передачи наиболее существенно влияет на целостность сигнала и возникновение проблем ЭМС. Если есть возможность, всегда надо стремиться минимизировать длины соединений, при этом полезно пользоваться следующим правилом: критическая длина линии передачи  $l_{кр}$  (то есть максимальная длина, при которой линия передачи может не рассматриваться как длинная линия) определяется соотношением

$$l_{кр} = v_n \frac{t_\phi}{6}; \quad v_n = \frac{l}{t_3};$$

где  $v_n$  – скорость распространения сигнала по линии передачи,  $t_\phi$  – длительность фронта импульса (в случае, когда длительности переднего и заднего фронтов отличаются, следует использовать меньшее из двух значений),  $l$  – геометрическая длина линии,  $t_3$  – задержка вносимая линией передачи (например, при длительности фронта импульса 1нс линия передачи на верхнем слое МПП имеет критическую длину меньше 2 см). Во-вторых, во всех случаях, когда не удаётся сократить длину линий передачи необходимо использовать согласующие элементы; в зависимости от ситуации, более эффективным может оказаться применение последовательного резистора или параллельной RC-цепочки. В-третьих, для сокращения временной задержки, вносимой линией передачи, можно переносить трассы на слои с большей скоростью распространения сигнала, как правило, это верхний или нижний слои МПП (разумеется, если нет возможности сократить длину линии передачи). Если важно обеспечить для нескольких трасс равенство вносимых временных задержек, то этого можно добиться, выравнивая длины трасс, в случае, когда условия распространения сигнала для всех трасс одинаковы. Когда же скорости распространения сигналов по линиям передачи различны – необходимо обеспечить постоянство отношения  $l/v_n$  для всех трасс.

При решении проблем ЭМС длина трассы вновь является важным влияющим фактором, однако, очень действенной мерой оказывается перемещение линии передачи на внутренние слои МПП, отсюда можно вывести простое правило: трассы для всех высокоскоростных сигналов

(следовательно, эффективно излучаемых) должны быть разведены на внутренних сигнальных слоях, желательно расположенных между сплошными металлическими (потенциальными слоями).

Не стоит забывать и про используемую элементную базу. Применение микросхем с меньшей скоростью переключения между логическими уровнями напряжения всегда предпочтительнее, если это не сказывается на быстродействии устройства. Чем меньше быстродействие буферов ввода/вывода, тем надёжнее все ранее перечисленные меры по обеспечению целостности сигналов и ЭМС, и как следствие тем надёжнее функционирует конечное устройство. В ряде случаев потребность в этих мерах и вовсе отпадёт, скажем, если увеличить в два раза время переключения (длительность фронтов импульсов), то и критическая длина трасс увеличится в два раза, а значит, для многих линий передачи не потребуется согласование.

УДК 621.396.6

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕКРЁСТНЫХ ПОМЕХ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ В ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ**

Т.А. Суанов

*Кафедра РТС, НОЦ СТП ЮФУ*

*В статье представлен этап пред-топологического моделирования в маршруте проектирования высокоскоростных многослойных печатных плат с помощью системы автоматизированного проектирования от MentorGraphics. Представлены результаты моделирования перекрёстных помех в линиях передачи.*

Место *HyperLynxLineSim* в маршруте проектирования многослойных печатных плат (МПП) – перед этапом разработки топологии, а цель применения – определить ограничения, которые далее будут использованы при разработке топологии. Нужно иметь в виду, что большая часть соединений могут быть трассированы без проведения какого-либо анализа, а внимательное исследование и разработка разумных ограничений и правил трассировки критических соединений (высокоскоростных и чувствительных к искажениям формы сигнала) обернётся существенной экономией времени и средств на этапе тестирования и отладки макета.

Рассмотрим две линии передачи со следующими параметрами:

1) буферы ввода/вывода (приёмник и передатчик сигнала) выполнены по технологии *CMOS, 3.3V, FAST*, (быстродействующая комплементарная логика натранзисторах металл-оксид-полупроводник (КМОП) с питанием 3,3В;

2) длина – 10 см, а ширина 125 мкм, волновое сопротивление – 71,3 Ом,

время задержки сигнала 595 мкс;

3) линии передачи параллельны, расположены на верхнем слое МПП, расстояние между ними – 200 мкм.

Одну из линий передачи будем рассматривать как линию, излучающую электромагнитное поле (ЭМП) («цепь-агрессор»), а вторую – как линию, принимающую ЭМП («цепь-жертва»), для этого передатчик сигнала последней установим на уровне логического нуля и не переключающимся.

На рисунке 1 показана схема, для моделирования. Светлой пунктирной линией обозначены взаимосвязанные линии передачи.

В качестве воздействия задано переключение между уровнями логической единицы и нуля (задний фронт импульса), время переключения – 1 нс.

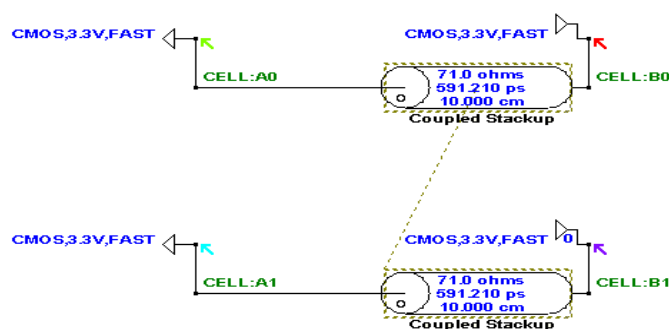


Рисунок 1 – Взаимосвязанные линии передачи

На рисунке 2 показан результат моделирования. Как видно амплитуда наводки на приёмнике «цепи-жертвы» (кривая 1) составляет почти 0,6 В, при синфазном сложении с выбросом напряжения, обусловленным рассогласованием линии передачи и нагрузки, напряжение на приёмном буфере *A1* достигнет достаточного значения, чтобы буфер переключился в другое логическое состояние, что приведёт к ошибкам функционирования схемы. Кривая 2 – напряжение на передающем буфере «цепи-жертвы».

Столь высокая амплитуда напряжения наводки обусловлена тем, что расстояние между высокоскоростными параллельными линиями передачи всего 200 мкм. При расстоянии между трассами 375 мкм (втрое больше ширины трасс), результат моделирования показывает, что амплитуда наводки при этом сокращается почти вдвое. Однако при плотном монтаже не всегда удаётся обеспечить достаточные зазоры между печатными проводниками.

Выполним моделирование перекрёстных наводок при прежних условиях, за тем исключением, что расположим обе линии передачи на одном внутреннем слое, между двумя потенциальными, результат показан на рисунке 3.



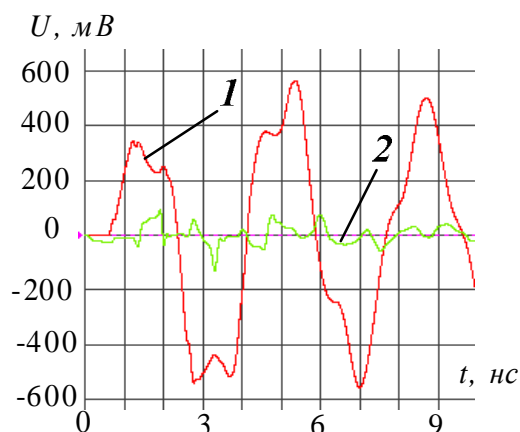


Рисунок 2 – Перекрестные помехи в связанных линиях; кривая 1 – напряжение на приёмнике «цепи-жертвы», кривая 2 – напряжение на передатчике «цепи-жертвы»

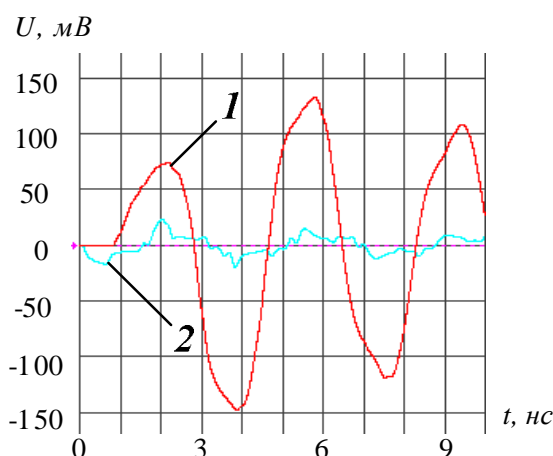


Рисунок 3 – Перекрестные помехи в линиях передачи на внутреннем сигнальном слое; кривая 1 – напряжение на приёмнике «цепи-жертвы», кривая 2 – напряжение на передатчике «цепи-жертвы»

Имеет место существенное снижение уровня взаимовлияния (амплитуда наводки меньше 150 мВ, что почти в 4 раза меньше, чем в случае с трассами на внешнем слое МПП). Причина в том, что силовые линии электрического поля «опираются» на потенциальные слои, тем самым снижается связь трасс между собой.

Добавим в схему для моделирования третью заземлённую линию передачи (длиной 10 см и шириной 125 мкм), паразитные параметры заземления индуктивность – 2 нГн, сопротивление – 20 мОм и ёмкость – 0,3 пФ. Паразитные параметры учитывают заземление линии передачи с помощью переходного отверстия на одном из концов линии. Третью линию передачи будем использовать как экран (защитная трасса [40]) между «цепью-жертвой» и «цепью-агрессором». На рисунке 4 показана схема для моделирования.

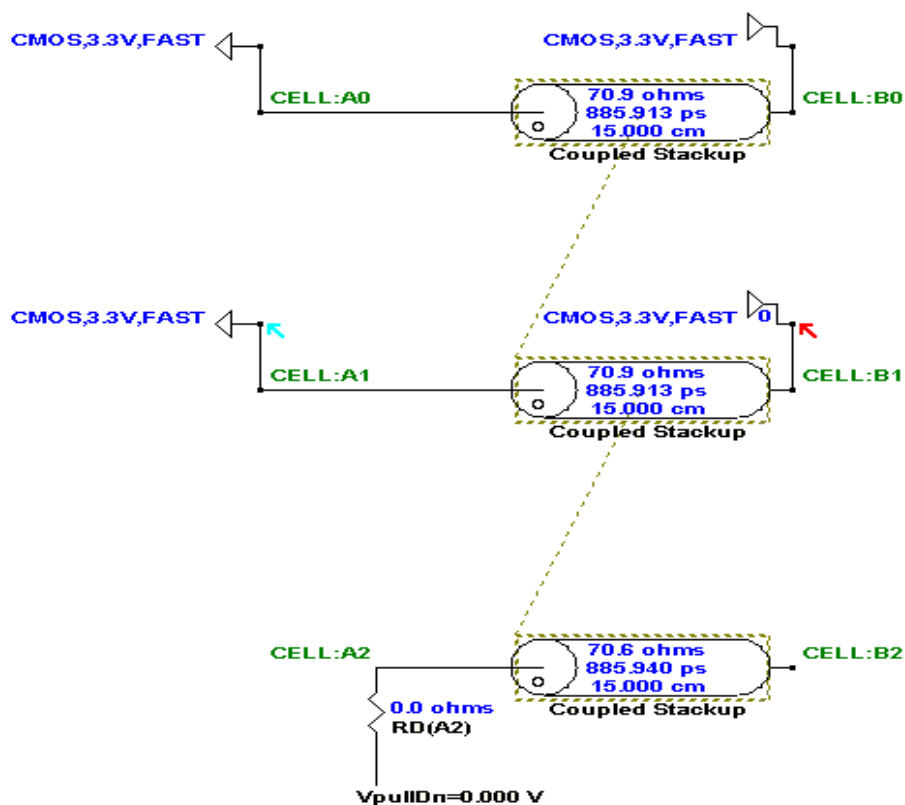
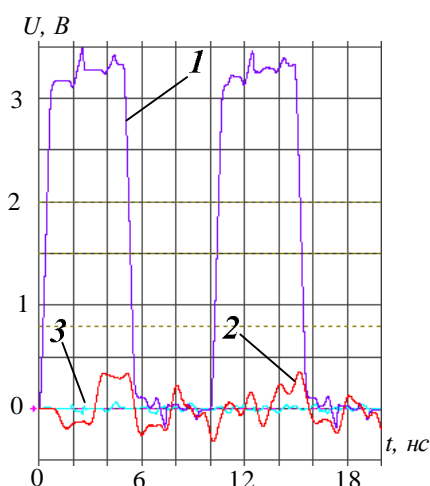
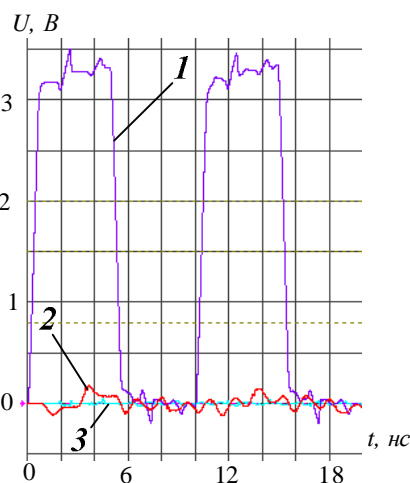


Рисунок 4 – Взаимосвязанные линии передачи с защитной трассой

В качестве воздействия зададим последовательность импульсов с частотой 100 МГц и коэффициентом заполнения 49%, время переключения между логическими уровнями – 1 нс. На рисунке 5а показаны результаты моделирования при заземлении защитной трассы с одной стороны, а на рисунке 5б, показаны результаты моделирования при тех же условиях, но при том, что защитная трасса заземлена с обеих сторон (рисунок 6). Как видно, амплитуда наведённого напряжения на приёмнике «цепи-жертвы» составляет приблизительно 350 мВ при заземлении с одной стороны, и менее 200 мВ при заземлении с обеих сторон.



*a* – один конец защитной трассы заземлён



*б* – защитная трасса заземлена с обеих сторон

Рисунок 5 – Перекрестные помехи в линиях передачи, разделённых защитной трассой; кривая 1 – сигнал в «цепи-агрессоре», кривая 2 – наводка на приёмнике «цепи-жертвы», кривая 3 – наводка на передатчике «цепи-жертвы»

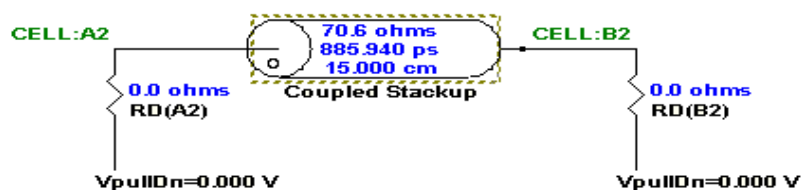


Рисунок 6 – Защитная трасса, заземлённая с обеих сторон

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы. Две параллельные линии передачи с высокоскоростными сигналами оказывают друг на друга существенное влияние. Амплитуду наведённого напряжения можно снизить одним из следующих способов:

- 1) увеличивая зазор между линиями передачи; при увеличении зазора до  $3w$ , где  $w$  – ширина трассы, уровень перекрёстных помех снижается на 65% по сравнению со случаем, когда зазор равен ширине трассы [1];
- 2) сокращая участки, на которых трассы идут параллельно друг другу, с малым зазором (меньшим  $3w$ );
- 3) используя для трассировки внутренние слои, расположенные между двумя потенциальными слоями (экранами);
- 4) используя заземлённые защитные трассы. Тут стоит сделать замечание, если защитная трасса является длинной линией передачи, то распространение в ней наведённых помех в свою очередь может стать причиной наводки на соседние трассы. Чтобы препятствовать таким явлениям, переходные

отверстия, соединяющие защитную трассу с потенциальным слоем земли нужно размещать не только на концах трассы, но и по всей её длине, так чтобы на участке защитной трассы длиной  $v_d t_{\phi}$  оказалось три отверстия [1].

5) если трассы разводятся в смежных сигнальных слоях (не разделённых потенциальным), необходимо чтобы вблизи точки пересечения они были ортогональными.

6) нужно внимательно относиться к выбору элементной базы, – высокая скорость переключения между логическими уровнями напряжения приводит к значительным наводкам.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Кечиев Л.Н.* Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО “Группа ИТД”, 2007. – 616 с.

## АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕАЛИЗАЦИИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

И.И Жихарцев

Руководитель– старший преподаватель каф.РТС А.П .Горбенко  
*Радиотехнический факультет Южного федерального университета*

Можно выделить следующие методы реализации в зависимости от элементной базы: ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема (*program table logic device*), PLD — электронный компонент используемый для создания цифровых интегральных схем, [программируемые логические контроллеры](#) (ПЛК), [базовые матричные кристаллы](#) (БМК), требующие заводского производственного процесса для программирования, [ASIC](#) — специализированные заказные [большие интегральные схемы](#)(БИС), которые при мелкосерийном и единичном производстве существенно дороже ПЛИС; специализированные [компьютеры](#), [процессоры](#) (например, [цифровой сигнальный процессор](#)) или [микроконтроллеры](#), которые из-за программного способа реализации алгоритмов в работе медленнее ПЛИС. В отличие от обычных цифровых [микросхем](#), логика работы ПЛИС не определяется при изготовлении, а задаётся посредством [программирования](#) ([проектирования](#)). Для программирования используются программаторы и отладочные среды, позволяющие задать желаемую структуру цифрового устройства в виде принципиальной электрической схемы или программы на специальных языках описания аппаратуры: [Verilog](#), [VHDL](#), [AHDL](#) и др. Можно сказать , что ПЛИС один из самых эффективных методов реализации радиоэлектронных систем.

Существует 4 типа ПЛИС: PAL (Programmable Array Logic) — программируемый массив (матрица) логики, GAL (Gate Array Logic) - имеющие программируемую матрицу "И" и фиксированную матрицу "ИЛИ",

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноябрь 2013, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1<sup>st</sup> November, 2013, Taganrog, Russia

CPLD (*complex programmable logic device* — сложные программируемые логические устройства) содержат относительно крупные программируемые логические блоки — [макроячейки](#), соединённые с внешними выводами и внутренними шинами. Основным является тип FPGA (Field Programmable Gate Array) содержащий блоки умножения-суммирования, которые широко применяются при обработке сигналов (DSP), а также логические элементы (как правило, на базе таблиц перекодировки — таблиц истинности) и их блоки коммутации. FPGA обычно используются для обработки сигналов, имеют больше логических элементов и более гибкую архитектуру, чем CPLD. Программа для FPGA хранится в распределённой памяти, которая может быть выполнена на основе энергозависимых ячеек статического ОЗУ (подобные микросхемы производят, например, фирмы [Xilinx](#) и [Altera](#)) — в этом случае программа не сохраняется при исчезновении электропитания микросхемы, в отличие от энергонезависимых ячеек Flash-памяти или перемычек, где программа сохраняется при исчезновении электропитания. Если программа хранится в энергозависимой памяти, то при каждом включении питания микросхемы необходимо заново конфигурировать её при помощи начального загрузчика, который может быть встроено и в саму FPGA.

Лидирующими фирмами, выпускающие ПЛИС, являются [Xilinx](#) и [Altera](#). Xilinx - американский разработчик и производитель [интегральных микросхем программируемой логики](#). Разновидности [ПЛИС](#) — микросхемы [FPGA](#), перепрограммируемые микросхемы с традиционной архитектурой PAL. В 2012 году запустили выпуск микросхем FPGA 7-й серии, которые будут производиться с соблюдением норм 28 нм. Для новой 28 нм технологий Xilinx представляет три новых семейства [FPGA](#): Virtex-7, Kintex-7 и Artix-7. На них только Virtex-7 является продолжением существующей линейки высокопроизводительных ПЛИС, а два других пришли на замену серии Spartan. Это семейство Kintex-7 и Artix-7, причем первая из них предназначена для приложений с высоки тиражом и отличается малым энергопотреблением невысокой стоимостью, а Kintex-7 представляет собой семейство и уклоном цифровой обработки сигналов. Серия Virtex-7 использовалась в приложениях, построенных вокруг высокоскоростных последовательных приемопередатчиков, и в проектах, основанных на цифровой обработке сигналов. Семейство Kintex-7 удачно вписывается в нишу, где требуется большое количество параллельно работающих блоков ЦОС по умеренной цене, а для систем с большим количеством приемопередатчиков будут предназначены более дорогие Virtex-7. Новые микросхемы с максимально возможным объемом, содержащие полный набор дополнительных компонентов, в частности планируются кристаллы с 3940 блоками цифровой обработки сигналов и 96 приемопередатчиками, поддерживающими скорости 11,2 и 28 Гбит/с. Altera. Основные изделия – это программируемые микросхемы, а также услуги по преобразованию проектов под ПЛИС в ASIC для массового

производства. Компания также выпускает программы для разработки встроенного программного обеспечения для ПЛИС, а также компиляторы под ядро процессора собственной разработки. В мае 2011 фирмой Altera была выпущена, по технологии 28 нм, самая большая в мире микросхема, состоящая из 3,9 млрд транзисторов. Для программирования ПЛИС используют языки VHDL и Verilog (Verilog HDL). Они относятся, в отличие от языка Argus, к языкам описания аппаратуры. Поэтому их нельзя напрямую сравнивать с Argus - они предназначены не для написания программ для FPGA и других СБИС, а для проектирования логики самих этих устройств. Эти языки предназначены для моделирования электронных схем на уровнях вентилях, регистровых передач, корпусов микросхем. Поэтому эти языки можно назвать языками сквозного функционально-логического проектирования. Первоначально VHDL предназначался для моделирования (что и объясняет его большую универсальность), но позднее из него было выделено синтезируемое подмножество. Написание алгоритмической модели на синтезируемом подмножестве гарантирует автоматический синтез по этой модели алгоритмической схемы. Аналогичная поддержка существует и для Verilog. В более простом языке Verilog поддерживаются только самые простые типы данных - целые (32-бит со знаком), действительные (с плавающей запятой), а также специфические типы "время" и "событие". В VHDL шире набор базовых типов, и, кроме этого, проектировщик может создавать свои типы данных, а в Verilog этого делать нельзя. Надо отметить, что данные программируются в этих языках не как элементы памяти, а как сигналы. В Verilog, например, они бывают только цепными и регистровыми (последние могут запоминаться), а VHDL синтаксис позволяет описывать модель в разных стилях (структурное, потоковое, поведенческое описания), а также встраивать в описание фрагменты языков программирования высокого уровня (Си, Паскаль). Этим и достигается его большая универсальность и применяемость не только для описания архитектур вычислительных систем. Например, моделирование разных физических систем у него имеет поддержку в виде типов с физическими размерностями. Не смотря на похожие названия, Verilog HDL и VHDL - различные языки. Verilog - достаточно простой язык, сходный с языком программирования Си - как по синтаксису, так и по "идеологии". Малое количество служебных слов и простота основных конструкций упрощают изучение и позволяют использовать Verilog в целях обучения. Но в то же время это эффективный и специализированный язык. VHDL обладает большей универсальностью и может быть использован не только для описания моделей цифровых электронных схем, но и для других моделей. Однако из-за своих расширенных возможностей VHDL проигрывает в эффективности и простоте, то есть на описание одной и той же конструкции в Verilog потребуется в 3, 4 раза меньше символов (ASCII), чем в VHDL.

Анализ показал, что ПЛИС на данный момент является перспективным методом позволяющий наиболее эффективное и быстрое проектирование систем связи с возможностью проведения удобного тестирования без особых экономических затрат. Большой выбор аппаратных средств позволяет оптимально решать поставленные задачи. Что способствует к дальнейшему выпуску готовой продукции.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Поляков А.К.* Языки VHDL и Verilog в проектировании цифровой аппаратуры. – М.: СОЛОН- Пресс, 2003- 322с.
2. *Бибило П.Н.* Основы языка VHDL. – М.: ЛИБРОКОМ, 2009 – 328с.
3. Verilog tutorial -Deepak Kumar Tala 2003- 123с.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ.....</b>	
О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА .....	5
В.Т. Лобач ВРЕМЕННАЯ ЗАВИСИМОСТЬ УДЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ПРИ РАЗНЕСЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ.....	14
Ю. А. Геложе, И. Р. Алексенко УПРАВЛЕНИЕ ЛА ФУНКЦИОНИРУЮЩИМ В УСЛОВИЯХ БОЛЬШИХ ВОЗМУЩЕНИЙ УДАРНОГО ТИПА .....	20
А.В. Семенов СПОСОБЫ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ЖЕЛАЕМЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ АСТАТИЧЕСКИХ ДИСКРЕТНЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ .....	25
А.В. Семенов, А.Р. Гайдук, С.Г. Капустян МЕТОД АНАЛИТИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ВЫХОДУ И ВОЗДЕЙСТВИЯМ .....	33
А.В. Семенов, А.В. Макаrchук МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАННОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ.....	37
Ю.А. Геложе, А.В. Макаrchук, А.В. Семенов ФАЗОВАЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ СРЕДЫ «ВОДА-ВОЗДУХ».....	47
И.О. Фролов ПРИНЦИПЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ .....	51
М.В.Потипак ОБЗОР СТАНДАРТОВ, РЕГЛАМЕНТИРУЮЩИХ ИСПЫТАНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ВОСПРИИМЧИВОСТЬ К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОМЕХАМ .....	54
<b>Секция 2. СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ.....</b>	
А.В.Котов, А.А.Лысенко СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ АНСАМБЛЕЙ ДИСКРЕТНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ МНОГОУРОВНЕВЫХ СИГНАЛОВ .....	58
Т.М. Скворцов, С.А. Ховансков БЕСПРОВОДНАЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНАЯ СЕТЬ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ .....	65
В.И. Финаев, А.А. Пушнина ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ .....	71
И.В. Дубинская, А.И. Панычев 3D ЛУЧЕВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ WLAN СКВОЗЬ ПРЕПЯТСТВИЯ ВНУТРИ ЗДАНИЯ.....	78
А.А. Лесик, В.М. Жуков БОРТОВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ И ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ В ПУНКТ УПРАВЛЕНИЯ.....	83
Ю.А. Геложе, В.В. Петренко ДЕМОДУЛЯТОР MSK СИГНАЛА.....	86



Ю.А. Геложе, В.В. Петренко МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАТЕЛЯ И ДЕМОДУЛЯТОРА MSK СИГНАЛА В МАТЛАВ.....	94
А.Н. Шостак СИСТЕМА СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЧМ СИГНАЛОВ	98
Ю. В. Зачиняев АНАЛИЗ СИГНАЛЬНОЙ И ШУМОВОЙ МОДЕЛЕЙ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СТРУКТУР.....	105
<b>Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ</b>	
П.П.Клименко, А.В.Бортюк, Е.С.Шевцов КЛАССИФИКАТОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ ДИСКРЕТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ.....	114
Е.А. Червов СИСТЕМА КОНТРОЛЯ РАДИОКАНАЛОВ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ .....	118
П.П. Клименко, А.Е.Жаворонкова ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА. ....	121
Арарат Симонян ГЕНЕРАТОР ШУМА.....	125
Вадим Проценко ТЕПЛОВОЙ АВТОГЕНЕРАТОР ЗВУКА .....	129
<b>Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ</b>	
Ю.А. Брюхомицкий ИММУНОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПОЗНАВАНИЯ НЕЛЕГИТИМНЫХ ПРОЦЕССОВ В КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЕ .....	132
Ю.А. Брюхомицкий ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННОЙ ИММУННОЙ СИСТЕМЫ .....	141
В.М.Федоров, Д.П.Рублев АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ ПРИ МОНИТОРИНГЕ РАДИООБМЕНА.....	152
В.М.Федоров, Д.П.Рублев ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ ПО ВИБРОАКУСТИЧЕСКИМ ШУМАМ, ВОЗНИКАЮЩИМ ПРИ НАБОРЕ ПАРОЛЬНОЙ ФРАЗЫ НА КЛАВИАТУРЕ .....	158
В.Т.Корниенко АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВЫХ И АМПЛИТУДНЫХ ОШИБОК СИСТЕМЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ НА ЕЕ РАЗРЕШАЮЩУЮ СПОСОБНОСТЬ .....	163
Е.О. Евдокимова ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА ДЛЯ АНАЛИЗА ПОХОДКИ ЧЕЛОВЕКА ...	166
Evdokimova E.O.THE MICRO-DOPPLER SIGNATURE EXTRACTION ALGORITHM FOR HUMAN GAIT PARAMETERS ESTIMATION BASED ON ROTATING SCATTERER MODEL .....	171
Е.О.Евдокимова ОЦЕНКА ДОПЛЕРОВСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЛОБАЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЕКТРОГРАММ.....	179
В.И.Мищенко, А.К. Шилов ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ БИЗНЕСА .....	184
<b>Секция 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ</b>	

Ю. А. Гелож, И. Р. Алексенко МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В КАНАЛЕ КРЕНА АВТОПИЛОТА ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ВОЗМУЩЕНИЙ БОЛЬШОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ.....	193
Д.О.Троц СОЗДАНИЕ МОДЕЛИРУЮЩЕГО СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПЕЛЕНГАТОРА. ....	196
А.М. Пилипенко МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С РАЗЛИЧНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НЕЛИНЕЙНОГО ЗВЕНА .....	202
А.П. Горбенко, И.И Жихарцев АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ В ПАКЕТЕ LABVIEW.....	211
П.Ю. Волощенко, Ю.П. Волощенко, В.Г.Вавилов, Ю.В. Сафронов МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНЫХ ВОЛН НЕГАТРОНОМ.....	216
П.Ю. Волощенко, Ю.П. Волощенко, В.Г.Вавилов, Ю.В. Сафронов НЕГАТРОННАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОЙ ВОЛНОВОЙ СИСТЕМЫ СВЕРХСКОРОСТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ .....	222
И.С.Лозановский СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПРОГРАММНЫХ ПАКЕТОВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ.....	229
Е.А. Шведова ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИСПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОБРАБОТКИ КАРДИОСИГНАЛОВ.....	232
Я.С. Бескорвайный СОЗДАНИЕ БИБЛИОТЕК КОМПОНЕНТОВ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ В САПР MENTORGRAPHICS. ....	236
Д.П. Волков РАЗРАБОТКА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ПЛИС НА ПРИМЕРЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ БЛОКА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО ПЕРЕМЕЖИТЕЛЯ.....	242
Т.А. Суанов АНАЛИЗ ЦЕЛОСТНОСТИ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ В ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ ....	247
Т.А. Суанов МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ В ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ.....	253
И.И Жихарцев АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕАЛИЗАЦИИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ.....	258

Научное издание

Всероссийская научная конференция  
«ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2013")»

Ответственный за выпуск Корниенко В.Т.

Формат бумаги 60 x 84/16. Печатных листов 16,5.

Бумага офсетная. Заказ № 48.

Тираж 100 экз.

«С»

Отпечатано в типографии издательства Ступина А.Н.  
347900 Ростовская обл., г.Таганрог, пер. Лермонтовский, 25  
тел./факс 8(8634)311288