

## РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.398.624

**В.А. Белокуров, В.Н. Горкин, В.Г. Костиков,  
В.И. Кошелев, О.В. Павлов, И.С. Холопов**

### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТРЕХОСНЫХ MEMS ГИРОСКОПОВ И АКСЕЛЕРОМЕТРОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

*Рассмотрено решение задачи определения ориентации углового положения подвижного вращающегося объекта по сигналам установленных на нем инерциальных MEMS датчиков: акселерометров и гироскопов. Приведены алгоритмы нелинейной фильтрации и численного интегрирования сигналов угловой скорости. Экспериментально доказано, что предложенные алгоритмы позволяют определять угловое положение объекта с использованием MEMS датчиков с максимальной ошибкой не более  $0,8^\circ$  и задержкой не более 20 мс.*

***Ключевые слова:** инерциальные MEMS датчики, гироскоп, акселерометр, углы Эйлера - Крылова, кватернионы, альфа-бета фильтр Калмана.*

**Введение.** Микроэлектромеханические (MEMS) датчики угловой скорости (гироскопы) и ускорения (акселерометры) представляют одно из активно развивающихся направлений микро-системной техники. Под MEMS сенсорами понимают интегрированные системы с размерами от нескольких микрометров до нескольких миллиметров, которые объединяют в себе механические и электронные компоненты [1]. Принцип работы таких датчиков основан на преобразовании в электрический сигнал дифференциальной емкости, образуемой подвижными и неподвижными микромеханическими пластинами гребенчатой формы. Изменение емкости под действием линейного ускорения (в акселерометрах) или силы Кориолиса (в гироскопах) позволяет оценить амплитудные значения указанных воздействий.

Несмотря на малые габариты, массу и энергопотребление, практическое применение MEMS датчиков в бесплатформенных системах ориентации и навигации ограничивается низкой чувствительностью, нестабильностью масштабного коэффициента и высоким уровнем шумов выходного сигнала по сравнению с другими типами гироскопов и акселерометров [2]. Из существующих типов гироскопов MEMS имеют наибольший дрейф (до  $300...1000^\circ/\text{час}$ ), что не

позволяет использовать их без периодической корректировки угловых координат – процедуры выставки по пространственному положению (ориентации относительно заданной базы – например, горизонта).

**Цель работы:** разработка алгоритмов комплексирования и фильтрации сигналов инерциальных MEMS датчиков для определения угловых координат объектов, вращающихся в трех плоскостях.

**Математическое описание поворота в трехмерном пространстве.** Классическими независимыми параметрами, позволяющими однозначно задать угловое положение твердого тела, являются три угла Эйлера - Крылова (углы Крылова используют в авиации, поэтому иначе их называют самолетными углами): курс ( $\varphi$ )  $\psi$  и тангаж (pitch)  $\theta$  [3]. Положительные значения углов отсчитываются против хода часовой стрелки (рисунок 1), а итоговое угловое положение объекта в приведенной глобальной системе координат задается в соответствии с последовательностью поворотов  $\varphi \rightarrow \theta \rightarrow \psi$ .

Зная значения углов Эйлера - Крылова в текущий дискретный момент времени  $(\varphi_i, \psi_i, \theta_i)^T$  и вектор угловых скоростей вращения  $(w_z^*, w_y^*, w_x^*)^T$  в неподвижной глобальной систе-

ме координат  $OX^*Y^*Z^*$ , в соответствии с теорией инерциальной навигации можно найти угловые координаты в момент времени  $(i+1)$ :

$$(\varphi_{i+1}, \psi_{i+1}, \theta_{i+1})^T = (\varphi_i, \psi_i, \theta_i)^T + T(w_z^*, w_y^*, w_x^*)^T, \quad (1)$$

где  $T$  – интервал времени между моментами  $i$  и  $(i+1)$ .

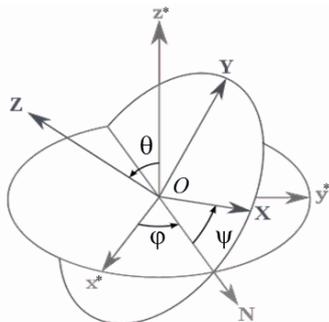


Рисунок 1

Поскольку MEMS гироскоп выдает угловые скорости вращения  $(w_z, w_y, w_x)^T$  вокруг осей связанной с ним подвижной, а не глобальной системы координат, для вычисления (1) необходимо выполнить функциональное преобразование

$$(w_z^*, w_y^*, w_x^*)^T = \Phi\{(w_z, w_y, w_x)^T\}. \quad (2)$$

Положительные направления вращения MEMS гироскопа относительно осей  $X^*$  и  $Z^*$  отсчитываются, как правило, против часовой стрелки.

Наиболее очевидным вариантом преобразования (2) является применение математического аппарата аффинных преобразований [3, 4] и использование в качестве функционала  $\Phi\{\cdot\}$  в (2) выражения

$$(w_z^*, w_x^*, w_y^*)^T = \mathbf{R}_{ZXY}^{-1}(w_z, w_x, w_y)^T, \quad (3)$$

где  $\mathbf{R}_{ZXY} = \mathbf{R}_Z \mathbf{R}_X \mathbf{R}_Y$  – матрица поворота в трехмерном (3-D) пространстве, обладающая свойством ортогональности [4], т.е.  $\mathbf{R}_{ZXY} \mathbf{R}_{ZXY}^T = \mathbf{E}$ , где  $\mathbf{E}$  – единичная матрица, и  $\mathbf{R}_{ZXY}^{-1} = \mathbf{R}_{ZXY}^T$ , что позволяет заменить вычислительно емкую процедуру обращения в (3) транспонированием. Также для матрицы  $\mathbf{R}_{ZXY}$  (как и для матриц  $\mathbf{R}_Z$ ,  $\mathbf{R}_Y$ ,  $\mathbf{R}_X$ ) выполняется равенство  $\det[\mathbf{R}_{ZXY}] = 1$ , т.е. соблюдается условие ортогональности осей подвижной системы координат. Следует учитывать, что произведение матриц поворота некоммутативно, т.е.  $\mathbf{R}_X \mathbf{R}_Y \neq \mathbf{R}_Y \mathbf{R}_X$ , и результат зависит от последовательности поворотов вокруг каждой из осей.

Поскольку тройка векторов, образуемых осями  $X$ ,  $Y$  и  $Z$  на рисунке 1, является правой, то матрицы поворота  $\mathbf{R}_X$ ,  $\mathbf{R}_Y$  и  $\mathbf{R}_Z$  соответственно имеют вид [3]

$$\mathbf{R}_X = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}, \quad \mathbf{R}_Y = \begin{pmatrix} \cos \psi & 0 & \sin \psi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \psi & 0 & \cos \psi \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{R}_Z = \begin{pmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi & 0 \\ \sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Однако практическое применение матрицы 3-D поворота для решения задач инерциальной навигации ограничивается двумя факторами [3, 4]:

1) эффектом «шарнирного замка» (Gimbal lock);

2) ошибками, связанными с конечной точностью представления результата в вычислительных устройствах при нахождении значений тригонометрических функций и произведения матриц, в результате которых матрица  $\mathbf{R}_{ZXY}$  помимо вращения постепенно начинает производить операции сдвига и/или растяжения, т.е. перестает выполняться условие ортогонального поворота  $\det[\mathbf{R}_{ZXY}] = 1$ .

Решением проблемы «шарнирного замка» является интегрирование кинематических уравнений [5]:

$$\begin{aligned} w_x^* &= \sin \psi w_z + \cos \psi w_x, \\ w_y^* &= w_y - (w_z \cos \psi - w_x \sin \psi) \tan \theta, \\ w_z^* &= (w_z \cos \psi - w_x \sin \psi) / \cos \theta. \end{aligned} \quad (5)$$

Это позволяет реализовать функционал (2) при произвольном угловом положении подвижного объекта за исключением особых точек  $\theta = \pm 0,5(2k+1)\pi$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , в которых уравнения (4) вырождаются. Существование особых точек в уравнениях движения твердого тела с одной неподвижной точкой (5) связано не с физикой движения твердого тела, а обусловлено выбранным способом математического описания его вращательного движения [3]. Аналогичный недостаток присущ и эвристической математической модели, учитывающей компенсацию сигналов угловой скорости при произвольном угловом положении MEMS гироскопа  $(\varphi, \psi, \theta)^T$  [7]:

$$\begin{aligned} w_x^* &= \sin \psi w_z + \cos \psi w_x, \\ w_y^* &= w_y - (w_z - w_x^* \sin \psi) \tan \theta / \cos \psi, \\ w_z^* &= (w_z - w_x^* \sin \psi) \cos \psi \cos \theta + (w_y - w_y^*) \sin \theta - \\ &\quad - (w_x - w_x^* \cos \psi) \sin \psi \cos \theta. \end{aligned} \quad (6)$$

В настоящее время часто используется другой подход к определению ориентации объекта, основанный на применении кватернионов и интегрировании дифференциальных кинематических уравнений (5) в параметрах Эйлера (Родрига - Гамильтона), однозначным образом

кодирующих поворот твердого тела [3, 5, 6]. Кватернион представляет собой 4-компонентный вектор  $\mathbf{Q} = (w, x, y, z)^T$ , который удобно записать в виде гиперкомплексного числа  $Q = w + ix + jy + kz$ , где элементы кватерниона рассчитываются по формулам

$$\begin{aligned} w &= \cos(\varphi/2)\cos(\psi/2)\cos(\theta/2) - \sin(\varphi/2)\sin(\psi/2)\sin(\theta/2), \\ x &= \cos(\varphi/2)\cos(\psi/2)\sin(\theta/2) + \sin(\varphi/2)\sin(\psi/2)\cos(\theta/2), \\ y &= \sin(\varphi/2)\cos(\psi/2)\cos(\theta/2) + \cos(\varphi/2)\sin(\psi/2)\sin(\theta/2), \\ z &= \cos(\varphi/2)\sin(\psi/2)\cos(\theta/2) - \sin(\varphi/2)\cos(\psi/2)\sin(\theta/2) \end{aligned}$$

и называются параметрами Родрига-Гамильтона.

Последовательность поворотов кодируется в виде произведения нескольких кватернионов. При умножении гиперкомплексных чисел справедливы соотношения:

$$\begin{aligned} ij = k, \quad ji = -k, \quad jk = i, \quad kj = -i, \quad ki = j, \quad ik = -j, \\ i^2 = j^2 = k^2 = -1, \end{aligned} \quad (7)$$

то есть умножение кватернионов некоммутативно. Для коррекции ошибок округления в ходе вычислений необходимо нормировать два-норму кватерниона  $\|\mathbf{Q}\| = 1$ .

Уравнения (5) в кватернионной записи принимают вид

$$2d\mathbf{Q}/dt = 2\mathbf{Q}^{\circ} = \mathbf{Q}^{\circ} (iw_y + jw_z + kw_x), \quad (8)$$

где символ « $\circ$ » обозначает умножение кватернионов в соответствии с правилами (7). Формулы для нахождения углов Эйлера - Крылова через параметры Родрига - Гамильтона имеют вид [3-6]:

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg \left[ \frac{wy - xz}{w^2 + x^2 - 0,5} \right], \quad \psi = \arcsin [2(xy + wz)], \\ \theta &= \arctg \left[ \frac{wx - yz}{w^2 + y^2 - 0,5} \right]. \end{aligned}$$

**Выставка (определение начальных условий).** Для выставки углов крена  $\psi$  и тангажа  $\theta$  с помощью трехосного MEMS акселерометра, выдающего ускорения  $a_x, a_y$  и  $a_z$  по осям  $X, Y$  и  $Z$  связанной с ним подвижной системы координат, соответствующие значения углов можно найти по проекциям вектора ускорения свободного падения  $g = 9,81 \text{ м/с}^2$  на каждую из осей, используя математический аппарат матриц поворота (4):

$$\begin{aligned} \psi_a &= -\arctg(a_x/a_z) - \pi, \quad \arctg(a_x/a_z) < 0, \\ \psi_a &= -\arctg(a_x/a_z) + \pi, \quad \arctg(a_x/a_z) > 0; \\ \theta_a &= \arctg[a_y/(a_z \cos \psi - a_x \sin \psi)] - \pi, \\ &\quad \arctg[a_y/(a_z \cos \psi - a_x \sin \psi)] > 0, \\ \theta_a &= \arctg[a_y/(a_z \cos \psi - a_x \sin \psi)] + \pi, \\ &\quad \arctg[a_y/(a_z \cos \psi - a_x \sin \psi)] < 0. \end{aligned}$$

В инерциальных навигационных системах начальное значение курса  $\varphi$ , как правило, полу-

чают с помощью 3-осного магнитометра. Введем допущение, что начальное значение курса для подвижного вращающегося объекта также может быть получено с помощью оптической, магнитной или спутниковой системы позиционирования.

#### Фильтрация сигналов MEMS датчиков.

Получить оптимальную по критерию минимума дисперсии ошибки линейную несмещенную оценку состояния линейной нестационарной дискретной системы, на которую воздействует белый шум с нулевым средним и известной дисперсией, позволяет калмановская фильтрация. Математическое описание оптимального фильтра Калмана, приводимое в монографиях [8, 9], является сложным и требует увеличения вычислительных операций для реализации фильтра при увеличении порядка модели изменения данных. Поэтому для решения практических задач обычно упрощают реализацию фильтра Калмана, используя  $\alpha$ - $\beta$  фильтр [10]. Совместить преимущества широкополосного  $\alpha$ - $\beta$  фильтра (малое время переходного процесса) и узкополосного  $\alpha$ - $\beta$  фильтра (хорошее качество сглаживания) возможно, используя  $\alpha$ - $\beta$  фильтр с перекрестными связями [11]. Модели состояния и наблюдения для такого фильтра имеют вид:

$$\mathbf{X}(j) = \mathbf{\Phi}\mathbf{X}(j-1) + \mathbf{D}\mathbf{w}(j), \quad \mathbf{Z}(j) = \mathbf{H}\mathbf{X}(j) + \mathbf{D}\mathbf{i},$$

где  $\mathbf{X}$  – последовательность состояний;  $\mathbf{\Phi}$  – фундаментальная матрица переходов,

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad T - \text{интервал дискретизации};$$

$\mathbf{H}$  – матрица измерений;  $\mathbf{D}\mathbf{w}$  – матрица дисперсий,  $\mathbf{D}\mathbf{i}$  – матрица дисперсий измерений;  $j$  – дискретное время.

Смещения вектора состояния в момент времени  $(j-1)$  для каждого фильтра имеют вид:

$$\begin{aligned} \hat{x}^{01}(j-1|j-1) &= \frac{\hat{x}^1(j-1|j-1)p_{11}\mu_1(j-1)}{p_{11}\mu_1(j-1) + p_{21}\mu_1(j-1)} + \\ &\quad + \frac{\hat{x}^2(j-1|j-1)p_{21}\mu_1(j-1)}{p_{11}\mu_1(j-1) + p_{21}\mu_1(j-1)}, \\ \hat{x}^{02}(j-1|j-1) &= \frac{\hat{x}^1(j-1|j-1)p_{12}\mu_1(j-1)}{p_{12}\mu_1(j-1) + p_{22}\mu_1(j-1)} + \\ &\quad + \frac{\hat{x}^2(j-1|j-1)p_{22}\mu_1(j-1)}{p_{12}\mu_1(j-1) + p_{22}\mu_1(j-1)}, \end{aligned}$$

где  $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix}$  – матрица вероятностей переходов,

$$\mu_i(j) = L_i(j) \sum_{k=1}^2 p_{ki}(j-1) / \sum_{l=1}^2 L_l(j) \sum_{k=1}^2 p_{kl}(j-1),$$

$$L_i(j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi Di}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{Z}(j) - \mathbf{H}\Phi \hat{\mathbf{x}}^{0i}(j-1|j-1))^2}{2Di}\right).$$

Выходные данные пары  $\alpha$ - $\beta$  фильтров описываются выражениями

$$\hat{x}^1(j|j) = \Phi x^{01}(j-1|j-1) + [\alpha_1, \beta_1 / T]^T (\mathbf{Z}(j) - \mathbf{H}\Phi x^{01}(j-1|j-1)),$$

$$\hat{x}^2(j|j) = \Phi x^{02}(j-1|j-1) + [\alpha_2, \beta_2 / T]^T (\mathbf{Z}(j) - \mathbf{H}\Phi x^{02}(j-1|j-1)),$$

а выходные данные  $\alpha$ - $\beta$  фильтра с перекрестными связями –

$$\hat{x}(j|j) = \sum_{i=1}^2 \hat{x}^i(j|j) \mu_i(j).$$

Оптимальным соотношением для коэффициентов  $\alpha$ - $\beta$  фильтра с перекрестными связями является

$$\beta = 2\alpha, \beta < 1,$$

а условие устойчивости фильтра имеет вид

$$\beta < 2(1-\alpha), \beta < 1.$$

Чем меньше  $\alpha$ , тем уже полоса пропускания (выше сглаживающие свойства фильтра) и тем с большей ошибкой он обрабатывает высокочастотные составляющие в спектре входного сигнала.

Для исключения дрейфа угловых координат в состоянии покоя при отсутствии вращения (наличии только шума MEMS гироскопа) на выходе фильтра нужно обеспечить сигнал нулевой амплитуды. Это приводит к необходимости использования нелинейной фильтрации. Первоначально в статическом режиме оценивается математическое ожидание сигналов гироскопа, которое вычитается из амплитуды угловой скорости. По аналогии с [12] предложено использовать комбинированный адаптивный метод фильтрации: первоначальную линейную фильтрацию ( $\alpha$ - $\beta$  фильтр с перекрестными связями) и дальнейшую нелинейную процедуру по распознаванию информативной (полезной) составляющей в смеси сигнала и шума на выходах MEMS гироскопа. В случае принятия положительного решения о наличии полезного сигнала (наличии вращения) выдается результат фильтрации; в противном случае выдается нулевой сигнал угловой скорости. Наиболее очевидным признаком полезного сигнала (вращения) является амплитудный: если амплитуда отсчета на выходе фильтра выше порогового значения, то принимается решение о

присутствии полезного сигнала (вращения):

$$w = \begin{cases} 0, & |w_\phi - \hat{m}_w| \leq w_{\text{пор}}, \\ w_\phi - \hat{m}_w, & |w_\phi - \hat{m}_w| > w_{\text{пор}}, \end{cases}$$

где  $w$  и  $w_\phi$  – значения угловой скорости на выходе нелинейного фильтра и  $\alpha$ - $\beta$  фильтра с перекрестными связями соответственно,  $\hat{m}_w$  – оценка математического ожидания величины дрейфа на выходе фильтра,  $w_{\text{пор}}$  – амплитудный порог.

Для комплексирования углов Эйлера – Крылова (за исключением курса  $\phi$ ), вычисляемых с помощью гироскопа и акселерометра, использован упрощенный дополнительный (комплементарный) фильтр Калмана [13]:

$$(\psi_{i+1}, \theta_{i+1})^T = (\psi_i, \theta_i)^T + (1-\delta)T(w_y^*, w_x^*)^T + \delta(\psi_a, \theta_a)^T,$$

где параметр  $\delta$  определяет долю составляющей акселерометра в итоговом результате, а величина  $(1-\delta)/\delta$ , называемая временем релаксации, показывает, что при отсутствии сигнала угловой скорости с гироскопа переходный процесс достигнет установившегося значения не более чем через  $T(1-\delta)/\delta$  секунд.

Реализующая предложенные алгоритмы структурная схема лабораторного макета с указанием протоколов обмена приведена на рисунке 2, где символом  $\mathbf{G}$  обозначен вектор угловых скоростей MEMS гироскопа  $(w_z, w_y, w_x)^T$ , символом  $\mathbf{A}$  – вектор ускорений  $(a_z, a_y, a_x)^T$  MEMS акселерометра, символом  $\mathbf{I}$  – инициализирующая последовательность для задания режимов работы гироскопа и акселерометра. Для управления поворотным основанием через ПЭВМ использована устанавливаемая в PCI слот плата вывода данных PIO DA16.

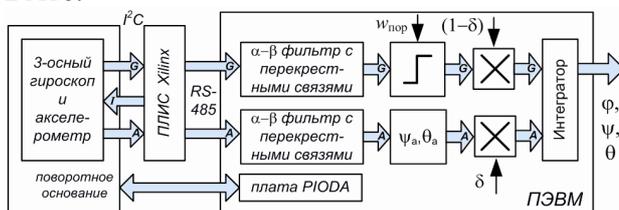


Рисунок 2

**Анализ экспериментальных данных.** Работоспособность рассмотренных алгоритмов обработки сигналов инерциальных MEMS датчиков проверена в ходе натурального эксперимента с цифровым совмещенным MEMS акселерометром и гироскопом MPU-6050 фирмы InvenSense, в управляющие регистры которого были записаны следующие слова [14]:

1) в регистр 25 Sample Rate Divider (SMPRT\_DIV) – управляющее слово 09<sub>(16)</sub> для

задания периода дискретизации  $T = 0,01$  с;

2) в регистр 26 Configuration (CONFIG) – управляющее слово  $02_{(16)}$  для включения интегрированного в микросхему фильтра нижних частот с полосой пропускания 98 Гц;

3) в регистры 27 и 28 Gyroscope Configuration (GYRO\_CONFIG) и Accelerometer Configuration (ACCEL\_CONFIG) соответственно – управляющие слова  $00_{(16)}$  для задания диапазона измерений гироскопа  $\pm 250^\circ/\text{с}$  и акселерометра  $\pm 2g$ ;

4) в регистр 56 Interrupt Enable (INT\_ENABLE) – управляющее слово  $01_{(16)}$  для формирования сигнала прерывания по готовности данных.

Эксперимент проводился для 3-х типов вращения поворотного основания:

1) статическое состояние при нулевых значениях углов Эйлера - Крылова;

2) вращение по одной, двум и трем осям с постоянной угловой скоростью с пределами  $\varphi = \pm 60^\circ$ ,  $\psi = \pm 30^\circ$ ,  $\theta = \pm 30^\circ$  (рисунок 3);

3) вращение по 3-м осям с гармоническим законом изменения угловой скорости с фиксированной частотой с пределами  $\varphi = \pm 30^\circ$ ,  $\psi = \pm 10^\circ$ ,  $\theta = \pm 20^\circ$ .

Из анализа рисунка 3 видно, что в интервалы времени  $14 < t < 18$ ,  $42 < t < 46$  и  $56 < t < 58$  интегрирование кинематических уравнений в кватернионном представлении (7) корректно решает задачу нахождения угловых координат твердого тела в случае одновременного присутствия сигнала угловой скорости на всех трех выходах MEMS гироскопа. На нижнем графике рисунка показаны законы изменения ускорений по осям акселерометра, нормированные к величине  $g$ .

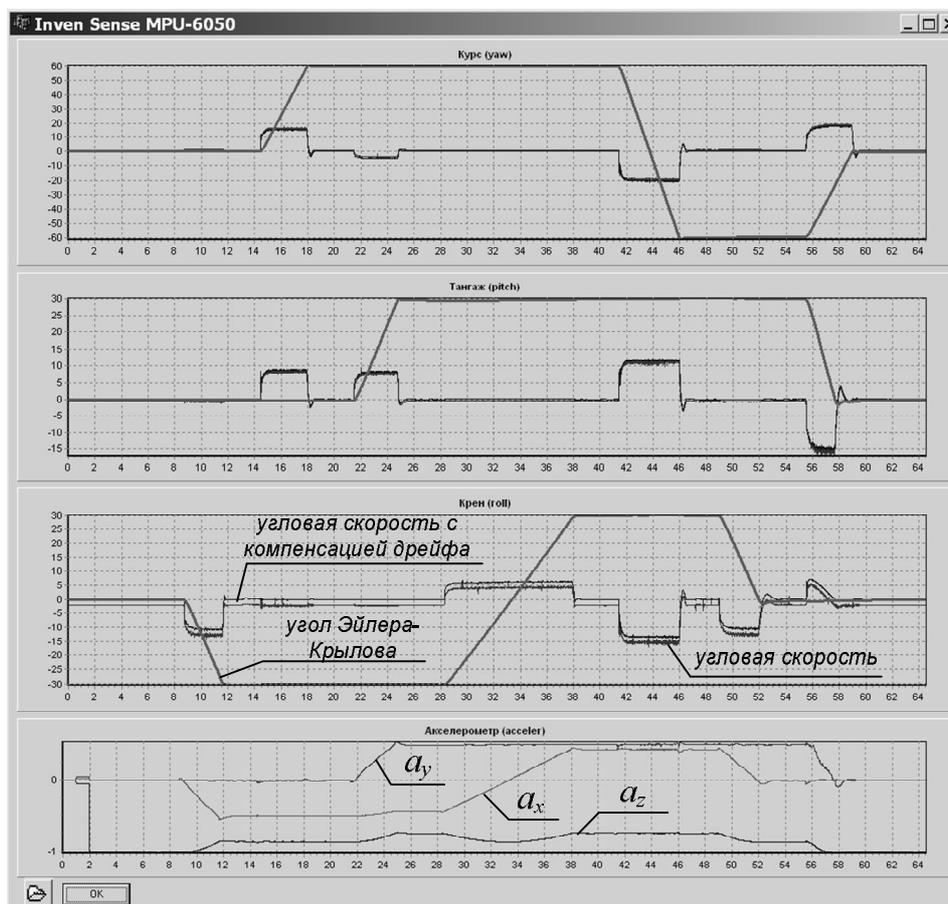


Рисунок 3

Результаты эксперимента при параметрах фильтров  $\alpha = 0,2$ ,  $\beta = 0,4$ ,  $\delta = 0,01$ , времени оценивания математического ожидания дрейфа 5 с и пороговом значении угловой скорости  $w_{\text{пор}} = 0,2^\circ/\text{с}$  позволяют сделать выводы, что применение предложенных алгоритмов обеспечивает:

1) в режиме покоя определение угловых

координат курса, крена и тангажа с погрешностью не более  $0,25^\circ$  и дрейфом не более  $0,04^\circ/\text{мин}$  (за 10 минут измерений);

2) в режиме скачкообразного изменения угловой скорости (как в одной плоскости, так и одновременно в нескольких плоскостях) погрешность определения курса – не более  $0,6^\circ$ , крена и тангажа – не более  $0,4^\circ$  за 60 с вращения при

максимальной задержке отфильтрованного сигнала не более 20 мс;

3) в режиме одновременного вращения по всем трем осям по гармоническому закону с частотой  $f \leq 0,3$  Гц погрешность определения курса – не более  $0,8^\circ$ , крена и тангажа – не более  $0,5^\circ$  за 60 с вращения при максимальной задержке не более 10 мс; увеличение погрешности по сравнению с режимом вращения с постоянной угловой скоростью вызвано ошибками, вносимыми нелинейным алгоритмом обработки при малой скорости вращения в крайних угловых положениях.

**Выводы.** Таким образом, разработанные алгоритмы фильтрации и численного интегрирования сигналов трехосных MEMS гироскопов и акселерометров позволяют в краткосрочном интервале времени (порядка минут) успешно решать задачу определения пространственной ориентации вращающегося объекта с погрешностью не более  $0,5 \dots 0,8^\circ$ , а использование комплементарного фильтра для комплексирования углов, вычисляемых по данным от акселерометра и гироскопа, обеспечивает компенсацию ошибок интегрирования для углов крена и тангажа.

#### **Библиографический список**

1. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. – М.: Машиностроение, 2007. – 400 с.
2. Barbour N.M., Schmidt G.T. Inertial Sensor Technology Trends // Proc. Of the 1998 Workshop on Autonomous Underwater Vehicles, 20-21 August 1998, Cambridge, M.A. – P. 55-62.
3. Челноков Ю.Н. Кватернионные и бикватернионные модели и методы механики твердого тела и их приложения. Геометрия и кинематика движения. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 512 с.

4. Лурье А.И. Аналитическая механика – М.: Физматгиз, 1961. – 824 с.

5. Матвеев В.В., Распопов В.Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.

6. Savage P.G. Strapdown Analytics – Part I, Strapdown Associates, Inc., 2000.

7. Холопов И.С., Штрунова Е.С. Программный имитатор сигналов трехосного MEMS гироскопа с цифровым выходом // Труды РНТОРЭС им. А.С.Попова. Серия: «Цифровая обработка сигналов и её применение». Выпуск XIV. Т. 1. – М., 2012. – С. 237-238.

8. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 551 с.

9. Kalman R.E. A new approach to linear filtering and prediction problems // Journal of Basic Eng., Trans. ASME, Ser. D, Vol. 82, No 1. 1960. – P. 35-45.

10. Фарина А., Стюдер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993. – 319 с.

11. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч. 2 / под. ред. В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2007. – 304 с.

12. Кошелев В.И., Галкин В.И., Белокуров В.А. и др. Улучшение характеристик микромеханических датчиков угловых скоростей // Цифровая обработка сигналов и ее применение: труды РНТОРЭС им. А.С.Попова. № XII-1. – М.: ИПУ РАН, 2010. – С. 59-61.

13. Di Li, René Jr. Landry, Philippe Lavoie. Low-cost MEMS Sensor-based Attitude Determination System by Integration of Magnetometers and GPS: A Real-Data Test and Performance Evaluation // IEEE ION Plans 2008, Monterey, CA, USA, 2008. – P. 1190-1198.

14. InvenSense MPU-6000/MPU-6050 Register Map and Descriptions // Document Number: RM-MPU-6000A-00. Revision: 3.2. Release Date: 11/14/2011.

УДК 621.372

**Л.К. Самойлов**

## **ОБОБЩЕННОЕ НЕРАВЕНСТВО БЕРНШТЕЙНА ДЛЯ СИГНАЛОВ С ПРОТЯЖЕННЫМ СПЕКТРОМ**

*Приводятся аналитические зависимости для получения максимальных производных аналоговых сигналов с протяженным спектром на основании обобщения известного неравенства Бернштейна.*

**Ключевые слова:** аналоговый сигнал; неравенство Бернштейна; частота дискретизации; погрешность восстановления; максимальная производная.

**Введение.** В современных информационных и управляющих системах всегда присутствуют

операции временной дискретизации входных аналоговых сигналов и восстановления выход-

ных цифровых сигналов [1].

Максимальные производные входных аналоговых сигналов таких систем определяют или методическую погрешность восстановления сигнала после временной дискретизации ( $\gamma_M$ ), или частоту дискретизации ( $f_\Delta$ ) по заданным восстанавливаемому полиному и  $\gamma_M$  [2]. В качестве примера приведем формулу для определения требуемой частоты дискретизации при восстановлении сигнала с помощью экстраполирующего полинома Лагранжа  $i$ -й степени [3]:

$$\gamma_M = \left| M_{i+1}^{max} \right| \left( \frac{1}{f_\Delta} \right)^{i+1}, \quad (1)$$

где  $M_{i+1}^{max}$  - максимальное значение  $(i+1)$ -й производной восстанавливаемого сигнала.

Для аналоговых сигналов с конечным (финитным) спектром наиболее распространенным является способ определения максимальных производных  $i$ -го порядка ( $M_i^{max}$ ) с помощью неравенства Бернштейна [2]:

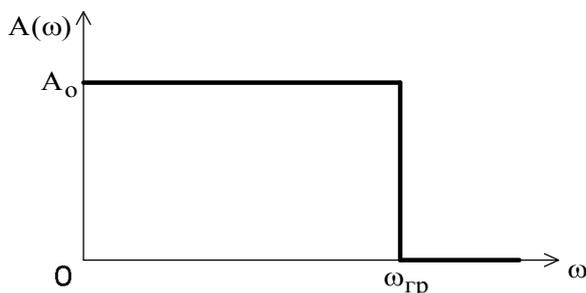
$$M_i^{max} \leq A_0 \omega_{gp}^i, \quad (2)$$

где  $A_0$  - максимальная амплитуда составляющих спектра;

$\omega_{gp}$  - граничная частота спектра сигнала;

$i$  - порядок производной.

Неравенство (2) соответствует идеализированному низкочастотному сигналу с финитным спектром. Огибающая спектральной плотности такого сигнала приведена на рисунке 1.



**Рисунок 1- График функции огибающей спектральной плотности низкочастотного сигнала с финитным спектром**

При проектировании цифровых систем максимальные производные являются необходимыми величинами для расчета частоты дискретизации или величины методической погрешности. Единственным инструментом получения  $M_i^{max}$  является неравенство (2).

Но огибающие спектральных плотностей

реальных сигналов бесконечны и имеют более сложный вид. Такие спектры не имеют граничных частот [4]. Это связано с тем, что для реального протяженного спектра теряет смысл само понятие граничной частоты. Фиксация частот функции спектральной плотности низкочастотного сигнала на уровнях 0,9; 0,707; 0,5; 0,1 и придания этим частотам статуса граничных не может быть логически строго обоснована. Отсутствие граничной частоты в функции спектральной плотности реального сигнала делает невозможным использование неравенства (2).

Нередко только для удовлетворения условиям неравенства Бернштейна (2) и получения обоснованного значения производной стараются приблизить спектр входного аналогового низкочастотного сигнала к идеализированному (рисунок 1). Для этого входные сигналы пропускаются через аналоговые фильтры нижних частот высокого порядка с большой крутизной спада. При этом огибающие спектральных плотностей сигналов на выходе фильтров будут определяться амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) фильтров.

Но аналоговые низкочастотные фильтры, особенно высокого порядка, вносят существенные погрешности в процесс преобразования сигнала [4]. Инструментальные погрешности аналоговых фильтров определяются стабильностью усилительных и избирательных цепей, а также неравномерностью АЧХ в полосе пропускания. Погрешности современных аналоговых фильтров часто превышают допустимые уровни погрешностей, которые определяются существующими системами управления и контроля. Кроме этого, аналоговые фильтры задерживают входной сигнал, что отрицательно сказывается на погрешностях систем управления.

Приведем типичные данные высококачественного аналогового фильтра в виде пленочной интегральной микросхемы частного применения:

порядок фильтра -  $n=8$ ;

динамический диапазон -  $D=90$  дБ;

коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma_{нел} = 1 \cdot 10^{-3};$$

нестабильность коэффициента усиления в диапазоне температур  $100^\circ C - 10^{-3}$ ;

неравномерность характеристики в полосе пропускания  $10^{-3}$ .

Эти характеристики позволяют оценить среднюю величину погрешности, вносимой фильтром ( $\gamma_\phi$ ), не менее  $2 \cdot 10^{-3}$ .

Используя специально изготовленные малошумящие операционные усилители, снижая максимальный уровень сигнала и диапазон рабочих температур, можно получить фильтры с  $\gamma_{\phi} \geq 1 \cdot 10^{-4}$ .

Такая ситуация приводит к тому, что современные аналого-цифровые микроконтроллеры [5] с разрядностью представления информации в 12 - 20 разрядов вообще не имеют фильтров перед устройствами, осуществляющими временную дискретизацию.

Отсутствие фильтров нижних частот, которые обеспечивали бы конечный спектр, затрудняет обоснование величины максимальной производной и соответственно частоты дискретизации входного сигнала или методической погрешности восстановления [6].

**Цель работы.** Целью настоящей работы является получение условий для выбора максимального значения  $i$ -ой производной для общего случая огибающей спектральной плотности входного низкочастотного сигнала.

Нетрудно показать, что неравенство Бернштейна (1) можно записать для общего случая в виде [2]:

$$M_i^{\max}(\omega) \leq \sup_{\omega} [\omega^i \cdot A(\omega)]. \quad (3)$$

В неравенстве (3)  $A(\omega)$  - функция, которая описывает огибающую спектральной плотности сигнала. Символ  $\sup_{\omega}$  означает, что берется максимальное значение величины в квадратных скобках.

Спектральные плотности аналоговых сигналов, которые подвергаются временной дискретизации, задаются аналитически, если сигнал снимается с выхода фильтра нижних частот, или определяются анализаторами спектров.

Существует две основные разновидности анализаторов спектра: с разверткой частоты и с реальным масштабом времени.

Анализаторы с разверткой распространены наиболее широко. Они обладают большой гибкостью в отношении частоты развертки, центральной частоты и ширины полосы пропускания. Обычно диапазон частот входных сигналов охватывает значения от герц до гигагерц, а избираемая полоса частот может иметь ширину от герц до мегагерц. Кроме того, современные анализаторы имеют возможности калибровки амплитуды сигналов, запоминания спектров, прецизионного измерения частот в спектре и выполнения усреднения сигнала. К недостаткам можно отнести то, что анализатор спектра в каждый момент времени рассматривает только одну частоту и генерирует полный спектр путем

развертки во времени. Кроме того, при работе с узкой полосой пропускания скорость развертки должна быть небольшой.

Дело в том, что в данном случае фактически используется табличное представление функции спектральной плотности, т.е. проводится дискретизация огибающей спектра, а при последующей обработке (интегрировании) производится его интерполяция по имеющимся отсчетам. Точный расчет погрешности табличного представления спектра и ее влияние на итоговую величину частоты дискретизации обосновать достаточно трудно. Поверочные расчеты дают дополнительную погрешность вычисления максимальной производной от долей до единиц процента в зависимости от конкретной ситуации. Для уменьшения этой погрешности необходимо описывать спектр сигнала с наименьшим шагом, который возможен технически.

Анализаторы спектра, работающие в реальном масштабе времени, строятся несколькими способами. В первом случае используется набор узкополосных фильтров, которые позволяют выделять различные частоты диапазона одновременно. Такие анализаторы имеют узкий диапазон частот входного сигнала и невысокую точность. Во втором случае используется аналого-цифровая система, в которой реализуются алгоритмы быстрого преобразования Фурье. Полоса пропускания таких систем не превышает 100 кГц (например, популярный анализатор Hewlett Packard 3561A работает на частотах от 125 мкГц до 100 кГц).

Таким образом, в настоящее время имеются технические возможности табличного описания огибающей спектра сигнала на уровне, удовлетворяющем требованиям расчета максимальной производной.

АЧХ фильтров, стоящих перед устройствами дискретизации, определяют огибающие спектральных плотностей сигналов. На практике чаще всего используются три типа фильтров: Баттерворта, Чебышева, Бесселя [4].

Для фильтра Баттерворта АЧХ записывается в виде:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{(1 + (\omega / \omega_s)^2)^{0.5}}, \quad (4)$$

где  $\omega_s$  - частота среза, которой соответствует перегиб характеристики на уровне 3дБ;  $n$  - порядок фильтра.

Для фильтра Чебышева

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{(1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega / \omega_s))^{0.5}}, \quad (5)$$

где  $C_n$  – полином Чебышева первого рода степени  $n$ ;

$\varepsilon$  – константа, определяющая неравномерность характеристики в полосе пропускания.

Для фильтра Бесселя

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{d_0}{B_n(\omega)}, \quad (6)$$

где  $B_n(\omega) = \sum_{k=0}^n d_k \omega^k$

$$d_0 = \frac{(2n)!}{2^n - n!} \quad d_k = \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} \cdot k! \cdot (n-k)!} \quad k=0 \dots n.$$

Следует отметить, что с точки зрения рассматриваемого вопроса нет существенной разницы в результатах при использовании трех указанных типов фильтров.

Рассмотрим процесс получения максимальных производных для сигналов, огибающая спектра которых описывается АЧХ фильтра Баттерворта. Анализ этих результатов позволит сделать общие выводы.

На рисунке 2 приведена функция, описывающая АЧХ фильтра Баттерворта.

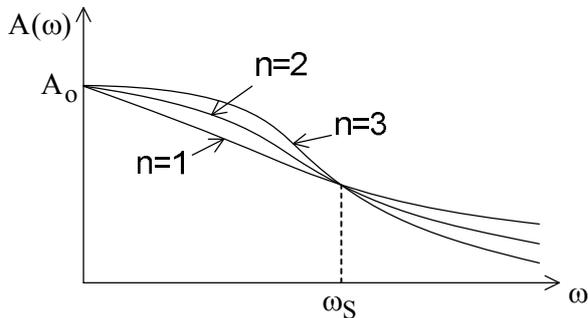


Рисунок 2 - Амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта

На рисунке 2  $n$  – порядок фильтра. При больших  $n$  функция рисунок 2 приближается к функции, изображенной на рисунке 1, если принять, что  $\omega_{2p} = \omega_s$ . Из (4) можно получить аналитическую запись огибающей спектра типа рисунок 2 в виде:

$$A(\omega) = A_0 \frac{\omega_s^n}{\sqrt{\omega_s^{2n} + \omega^{2n}}}. \quad (7)$$

Это позволяет записать:

$$F_i(\omega) = A(\omega) \omega^i = A_0 \frac{\omega_s^n \omega^i}{\sqrt{\omega_s^{2n} + \omega^{2n}}}. \quad (8)$$

Нетрудно увидеть, что условие неравенства

(3) будет выполняться при максимальном значении  $F_i(\omega)$ .

Взяв производную  $\frac{dF_i(\omega)}{d\omega}$  и приравняв ее к нулю, можно определить значение частоты, где производная  $i$ -го порядка для рассматриваемого сигнала будет максимальна:

$$\omega = \omega_s \left(\frac{i}{n-i}\right)^{\frac{1}{2n}}. \quad (9)$$

Тогда обобщенное выражение для неравенства Бернштейна может быть записано в виде

$$M_i^{max} \leq A_0 \omega_s^i \left(\frac{n-i}{n}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{i}{n-i}\right)^{\frac{i}{2n}}. \quad (10)$$

Анализ выражений (9), (10) позволяет сделать ряд выводов.

При увеличении  $n$  значение максимальной производной из (10) приближается к значению из (2), если принять, что  $\omega_{2p} = \omega_s$ , и отличается от него на коэффициент  $K_B$ :

$$K_B = \left(\frac{n-i}{n}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{i}{n-i}\right)^{\frac{i}{2n}}. \quad (11)$$

На рисунке 3 приведены графики зависимости  $K_B = F(n)$  для различных  $i$ .

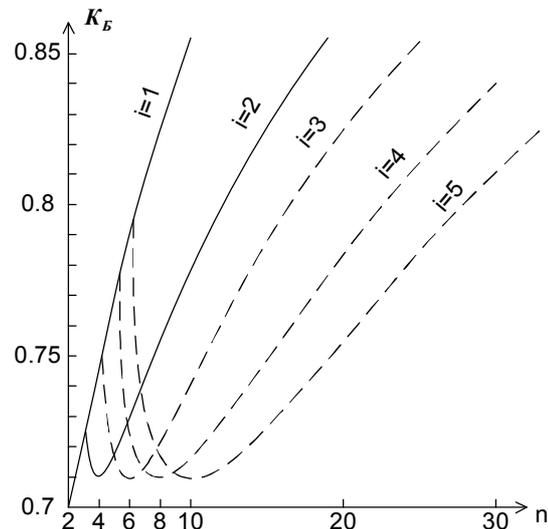


Рисунок 3- Зависимость коэффициента  $K_B$  от порядка фильтра Баттерворта ( $n$ ) и порядка производной ( $i$ )

Максимальные производные сигналов существуют только для  $i < n$ . Величина коэффициента  $K_B$  всегда меньше единицы, но больше 0,7. Этот несколько неожиданный вывод поз-

воляет утверждать, что крутизна спада огибающей спектральной плотности слабо влияет на величину максимальной производной.

Если в неравенстве Бернштейна (1) принять, что  $\omega_{зр} = \omega_s$ , то максимальная производная сигнала, даже с очень пологой огибающей спектральной плотности будет определяться этим обобщенным неравенством с запасом, который не превышает 30 %.

На рисунке 3 видна аномалия в поведении графиков коэффициентов  $K_B$ . При  $i = 1$  график имеет монотонный характер, а при  $i > 1$  их значения имеют минимумы, которые одинаковы для всех графиков и равны 0,707.

Начальные значения всех графиков для  $i > 1$  лежат на графике для  $i = 1$ .

На практике в реальной аппаратуре редко применяются восстанавливающие полиномы больше шестого порядка и фильтры с порядком  $n > 6$ . В соответствии с графиком рисунок 3 это позволяет утверждать, что коэффициент  $K_B$  всегда будет меньше 0,8.

Проведенные расчеты показали, что при использовании других типов фильтров отличие результатов несущественно (не более 1-3 %). Но использование фильтра Баттерворта дает аналитическое выражение для максимальной производной, что является несомненным преимуществом этого варианта описания огибающей спектральной плотности.

В случае табличного описания функции спектральной плотности необходимо вычислить значения

$$F_i(\omega_m) = A_m^T(\omega_m) \omega_m^i, \quad (12)$$

где  $m$  - номер столбца таблицы описания спектральной плотности сигнала;  
 $i$  - номер производной;

$\omega_m$  - значение частоты  $m$ -го столбца таблицы;

$A_m^T(\omega_m)$  - значение величины спектральной плотности  $m$ -го столбца таблицы. Среди  $m$  значений функции  $F_i(\omega_m)$  (12) необходимо выбрать максимальную величину.

**Выводы.** Предлагаемый способ оценки максимальных производных сигналов, спектры которых бесконечны и описываются огибающей фильтра Баттерворта, позволяет получать точные значения производных. Максимальные производные сигналов с протяженным спектром всегда меньше максимальных производных сигналов с конечным спектром при условии, что  $\omega_{зр} = \omega_s$ . Неравенство Бернштейна (1) всегда определяет производные с запасом, который в некоторых случаях достигает 30 %.

#### Библиографический список

1. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы: структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование.: учеб. пособие для вузов.- М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Самойлов Л.К. и др. Дискретизация сигналов по времени (практика, алгоритмы): монография. Таганрог: изд-во ТРТУ, 2000
3. Самойлов Л.К., Чернов А.М. Аналитическое представление восстанавливающего оператора при интерполяции по Лагранжу: Известия ЮФУ. Техн. науки. Таганрог: из-во ТТИ ЮФУ 2009 № 2(91).
4. Гарри Лэм. Аналоговые и цифровые фильтры. – М.: Мир, 1982.
5. Редькин П.П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2006. – 608 с.
6. Самойлов Л.К., Жуков А.В. Выбор частоты дискретизации реальных сигналов // Журнал “Приборы, Контроль, Управление”, № 1 2009.

УДК 62-192:52(031)

*Н.А. Смоляров*

## ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ РЕЗЕРВИРОВАННОЙ ВОССТАНАВЛИВАЕМОЙ СИСТЕМЫ СО СМЕШАННЫМ ПО НАГРУЗКЕ РЕЗЕРВОМ И ОБЩИМ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕМ

*Получены соотношения для оценки средней наработки до отказа и коэффициента готовности резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом с учетом ненадежности общего переключателя.*

**Ключевые слова:** надежность, резервированная восстанавливаемая система, смешанный по нагрузке резерв, общий переключатель.

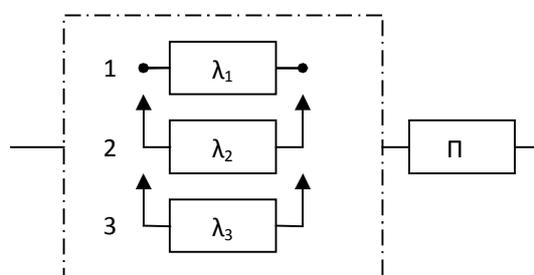
**Введение.** Резервирование с восстановлением является высокоэффективным способом повышения надежности технических систем. При этом более надежной системой является система с ненагруженным резервом, чем система с нагруженным или облегченным резервом. Однако применение ненагруженного резерва не всегда возможно на практике. Это связано с тем, что для включения в работу резервных элементов (подсистем) необходим предварительный прогрев или подготовка их к работе, например, в радиоэлектронных системах. При этом система должна непрерывно работать или допускаются кратковременные перерывы в ее работе на время переключения элементов при их отказе. В этом случае применяют нагруженный или облегченный резерв, однако эффективность от его использования может быть мала, так как все элементы расходуют свой ресурс с момента включения системы. Смешанный по нагрузке резерв позволяет уменьшить этот недостаток, а при одинаковой избыточности дает выигрыш в надежности. В этом случае резервные элементы имеют разную степень нагрузки от нагруженного до ненагруженного резерва, причем при отказе любого из элементов каждый из последующих переходит в режим работы предыдущего элемента. Для выполнения этих действий используется переключатель, который может быть общим или индивидуальным для каждого из элементов. Очевидно, что надежность системы в значительной мере зависит от надежности переключателя. Поэтому при расчете надежности таких систем необходимо учитывать надежность этого устройства.

Оценка надежности резервированных восстанавливаемых систем со смешанным по

нагрузке резервом приведена в работах [1, 2]. Так, в работе [1] рассмотрена надежность резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке скользящим резервом с абсолютно надежным общим переключателем. В работе [2] дана оценка надежности резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом с абсолютно надежными индивидуальными переключателями.

**Цель работы.** Упрощение расчёта надежности резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом с кратностью резервирования  $m = 2$  с учетом ненадежности общего переключателя.

**Постановка задачи.** Считаем, что отказ переключателя приводит к отказу всей системы. Схема расчета надежности системы показана на рисунке 1, где 1 – основная подсистема; 2, 3 – резервные подсистемы; П – переключатель;  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  – соответственно интенсивность отказов основной, первой и второй резервных подсистем.



**Рисунок 1 – Схема расчета надежности системы**

Пусть все подсистемы одинаковые и равнонадежные при одном и том же режиме работы. Условия эксплуатации одинаковые для всех подсистем. В исходном состоянии в зависимости

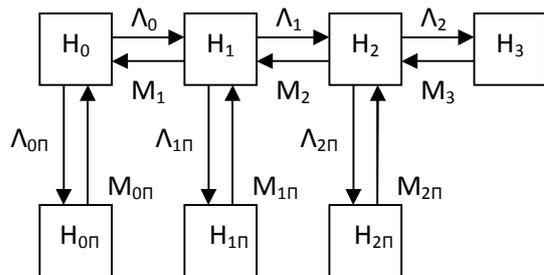
от режима работы резервных подсистем между их интенсивностями отказов могут быть следующие соотношения:

1)  $\lambda_1 = \lambda_2, \lambda_2 > \lambda_3$  – первая резервная подсистема находится в нагруженном, а вторая – в облегченном или ненагруженном резерве;

2)  $\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$  – первая резервная подсистема находится в облегченном, а вторая – в ненагруженном резерве.

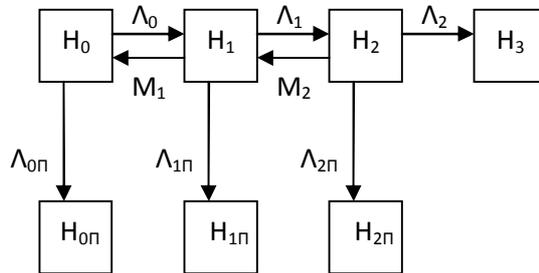
Считаем, что при отказе любой подсистемы происходит мгновенное переключение подсистем и их интенсивность отказов в момент замещения изменяется скачком. Например, если откажет основная подсистема, то  $\lambda_2 = \lambda_1$  и  $\lambda_3 = \lambda_2$ , или если откажет не основная, а первая резервная подсистема, то  $\lambda_3 = \lambda_2$ , т. е. у оставшихся работоспособных подсистем интенсивность отказов  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ . Также считаем, что интенсивность отказов переключателя  $\lambda_{п}$ . После возникновения отказа подсистема или переключатель сразу начинает восстанавливаться. Интенсивность восстановления одной подсистемы –  $\mu$ , а переключателя –  $\mu_{п}$ . После восстановления переключатель включается в работу, а подсистема – по мере необходимости. Поток отказов и восстановлений простейшие, восстановление неограниченное. Необходимо оценить среднюю наработку до отказа и коэффициент готовности рассматриваемой системы.

**Решение задачи.** Так как потоки отказов и восстановлений простейшие, то процесс, протекающий в системе, представляет собой марковский случайный процесс. Граф процесса переходов системы показан на рисунке 2. Здесь  $H_0, H_1, H_2, H_3, H_{0п}, H_{1п}, H_{2п}$  – состояния системы.  $H_0$  – все системы и переключатель работоспособны;  $H_1$  – отказала одна подсистема;  $H_2$  – отказали две подсистемы;  $H_3$  – отказали все подсистемы;  $H_{0п}$  – все подсистемы работоспособны, отказал переключатель;  $H_{1п}$  – отказали одна подсистема и переключатель;  $H_{2п}$  – отказали две подсистемы и переключатель.  $\Lambda_0, \Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_{0п}, \Lambda_{1п}, \Lambda_{2п}, M_1, M_2, M_3, M_{0п}, M_{1п}, M_{2п}$  – интенсивности переходов из одного состояния в другое.



**Рисунок 2 – Граф процесса переходов системы**  
Вначале определим среднюю наработку до

отказа системы. В этом случае она представляет собой систему с поглощающим экраном, т.е. интенсивности восстановления  $M_3, M_{0п}, M_{1п}, M_{2п}$  равны нулю. Граф процесса переходов системы принимает вид, показанный на рисунке 3.



**Рисунок 3 – Граф процесса переходов системы с поглощающим экраном**

Так как состояния  $H_3, H_{0п}, H_{1п}, H_{2п}$  являются неблагоприятными, а состояния  $H_0, H_1, H_2$  – несовместными благоприятными, вероятность безотказной работы системы за наработку  $t$

$$P_c(t) = P_0(t) + P_1(t) + P_2(t),$$

где  $P_0(t), P_1(t), P_2(t)$  – вероятности состояний системы  $H_0, H_1, H_2$  соответственно в момент времени  $t$ .

Средняя наработка до отказа системы

$$T_{cp.c} = \int_0^{\infty} P_c(t) dt = \int_0^{\infty} P_0(t) dt + \int_0^{\infty} P_1(t) dt + \int_0^{\infty} P_2(t) dt = T_{cp.0} + T_{cp.1} + T_{cp.2}. \quad (1)$$

Для оценки средней наработки до отказа необходимо составить и решить систему дифференциальных уравнений Колмогорова

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP_0(t)}{dt} &= -(\Lambda_0 + \Lambda_{0п})P_0(t) + M_1P_1(t), \\ \frac{dP_1(t)}{dt} &= -(\Lambda_1 + M_1 + \Lambda_{1п})P_1(t) + \Lambda_0P_0(t) + \\ &+ M_2P_2(t), \\ \frac{dP_2(t)}{dt} &= -(\Lambda_2 + M_2 + \Lambda_{2п})P_2(t) + \Lambda_1P_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Считаем, что начальные условия следующие:  $P_0(0) = 1$  и  $P_1(0) = P_2(0) = P_3(0) = P_{0п}(0) = P_{1п}(0) = P_{2п}(0) = 0$ , где  $P_3(0), P_{0п}(0), P_{1п}(0), P_{2п}(0)$  – вероятности состояний системы  $H_3, H_{0п}, H_{1п}, H_{2п}$  соответственно при  $t = 0$ .

Умножив обе части уравнений системы (2) на  $dt$  и проинтегрировав их в пределах от 0 до  $\infty$ , получим

$$\left. \begin{aligned} -1 &= -(\Lambda_0 + \Lambda_{0п})T_{cp.0} + M_1T_{cp.1}, \\ 0 &= -(\Lambda_1 + M_1 + \Lambda_{1п})T_{cp.1} + \Lambda_0T_{cp.0} + M_2T_{cp.2}, \\ 0 &= -(\Lambda_2 + M_2 + \Lambda_{2п})T_{cp.2} + \Lambda_1T_{cp.1}. \end{aligned} \right\}$$

Решая эту систему алгебраических уравнений, в результате получаем следующие выражения:

$$T_{cp.0} = [\Lambda_1 \Lambda_2 + (\Lambda_2 + M_2)(M_1 + \Lambda_{1II}) + (\Lambda_1 + M_1 + \Lambda_{1II})\Lambda_{2II}] \{ \Lambda_1(\Lambda_2 + \Lambda_{2II})(\Lambda_0 + \Lambda_{0II}) + (\Lambda_2 + M_2 + \Lambda_{2II})[\Lambda_0 \Lambda_{1II} + \Lambda_{0II}] \times (\Lambda_1 + \Lambda_{1II}) \}^{-1}, \quad (3)$$

$$T_{cp.1} = \frac{(\Lambda_0 + \Lambda_{0II})T_{cp.0} - 1}{M_1}, \quad (4)$$

$$T_{cp.2} = \frac{\Lambda_1}{\Lambda_2 + M_2 + \Lambda_{2II}} T_{cp.1}. \quad (5)$$

Подставляя соотношения (3) – (5) в формулу (1), определяем среднюю наработку до отказа резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом через интенсивности переходов.

При неограниченном восстановлении интенсивности переходов  $M_j = j\mu$ ,  $j = \overline{1,3}$ . Интенсивности переходов  $\Lambda_0 = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3$ ,  $\Lambda_1 = \lambda_1 + \lambda_2$ ,  $\Lambda_2 = \lambda_1$ ,  $\Lambda_{0II} = \Lambda_{1II} = \Lambda_{2II} = \lambda_{II}$ . Тогда на основании формул (3) – (5) получим

$$T_{cp.0} = [\lambda_1(\lambda_1 + \lambda_2) + (\lambda_1 + 2\mu)(\mu + \lambda_{II}) + \lambda_{II} \times (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_{II} + \mu)] [(\lambda_1 + \lambda_2)(\lambda_1 + \lambda_{II}) \times (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_{II}) + \lambda_{II}(\lambda_1 + \lambda_{II} + 2\mu) \times (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_{II} + \mu)]^{-1}, \quad (6)$$

$$T_{cp.1} = \frac{(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_{II})T_{cp.0} - 1}{\mu}, \quad (7)$$

$$T_{cp.2} = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_{II} + 2\mu} T_{cp.1}. \quad (8)$$

Подставляя выражения (6) – (8) в формулу (1), находим среднюю наработку до отказа системы с неограниченным восстановлением через интенсивности отказов и интенсивности восстановления подсистем и переключателя.

Определим коэффициент готовности системы. В этом случае она является системой с отражающим экраном, т.е. интенсивности восстановления  $M_3, M_{0II}, M_{1II}, M_{2II}$  не равны нулю. Граф процесса переходов системы имеет вид, показанный на рисунке 2.

Для оценки коэффициента готовности необходимо составить систему дифференциальных уравнений Колмогорова

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP_0(t)}{dt} &= -(\Lambda_0 + \Lambda_{0II})P_0(t) + M_1P_1(t) + M_{0II}P_{0II}(t), \\ \frac{dP_1(t)}{dt} &= -(\Lambda_1 + \Lambda_{1II} + M_1)P_1(t) + \Lambda_0P_0(t) + M_2P_2(t) + M_{1II}P_{1II}(t), \\ \frac{dP_3(t)}{dt} &= -M_3P_3(t) + \Lambda_2P_2(t), \\ \frac{dP_{0II}(t)}{dt} &= -M_{0II}P_{0II}(t) + \Lambda_{0II}P_0(t), \\ \frac{dP_{1II}(t)}{dt} &= -M_{1II}P_{1II}(t) + \Lambda_{1II}P_1(t), \\ \frac{dP_{2II}(t)}{dt} &= -M_{2II}P_{2II}(t) + \Lambda_{2II}P_2(t). \end{aligned} \right\} (9)$$

Вместо дифференциального уравнения для состояния  $H_2$  используем нормировочное условие

$$P_0(t) + P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) + P_{0II}(t) + P_{1II}(t) + P_{2II}(t) = 1. \quad (10)$$

Так как коэффициент готовности системы

$$K_{z.c} = \lim_{t \rightarrow \infty} K_{z.c}(t),$$

где  $K_{z.c}(t)$  – функция готовности системы, то при  $t \rightarrow \infty$  для вероятностей состояний  $H_i$ ,  $i = \overline{0,3}$ ,  $H_{jII}$ ,  $j = \overline{0,2}$ , когда отказали  $i$  подсистем и  $j$  подсистем с переключателем соответственно, в пределе получим

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} P_i(t) &= P_i = const, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} P_{jII}(t) &= P_{jII} = const, \end{aligned}$$

т.е. процессы отказов и восстановлений устанавливаются и

$$P'_i(t) = P'_{jII}(t) = 0.$$

Тогда система дифференциальных уравнений (9) превращается в систему алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} 0 &= -(\Lambda_0 + \Lambda_{0II})P_0 + M_1P_1 + M_{0II}P_{0II}, \\ 0 &= -(\Lambda_1 + \Lambda_{1II} + M_1)P_1 + \Lambda_0P_0 + M_2P_2 + M_{1II}P_{1II}, \\ 0 &= -M_3P_3 + \Lambda_2P_2, \\ 0 &= -M_{0II}P_{0II} + \Lambda_{0II}P_0, \\ 0 &= -M_{1II}P_{1II} + \Lambda_{1II}P_1, \\ 0 &= -M_{2II}P_{2II} + \Lambda_{2II}P_2, \end{aligned} \right\} (11)$$

и нормировочное условие (10) принимает вид

$$P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_{0II} + P_{1II} + P_{2II} = 1. \quad (12)$$

Решая систему уравнений (11), получаем

$$P_1 = \frac{\Lambda_0}{M_1} P_0, \quad (13)$$

$$P_2 = \frac{\Lambda_0 \Lambda_1}{M_1 M_2} P_0, \quad (14)$$

$$P_3 = \frac{\Lambda_0 \Lambda_1 \Lambda_2}{M_1 M_2 M_3} P_0, \quad (15)$$

$$P_{0II} = \frac{\Lambda_{0II}}{M_{0II}} P_0, \quad (16)$$

$$P_{1II} = \frac{\Lambda_{1II} \Lambda_0}{M_{1II} M_1} P_0, \quad (17)$$

$$P_{2II} = \frac{\Lambda_{2II} \Lambda_0 \Lambda_1}{M_{2II} M_1 M_2} P_0. \quad (18)$$

С учетом нормировочного условия (12) и выражений (13) – (18)

$$P_0 = \left( 1 + \frac{\Lambda_0}{M_1} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_1}{M_1 M_2} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_1 \Lambda_2}{M_1 M_2 M_3} + \frac{\Lambda_{0II}}{M_{0II}} + \frac{\Lambda_{1II} \Lambda_0}{M_{1II} M_1} + \frac{\Lambda_{2II} \Lambda_0 \Lambda_1}{M_{2II} M_1 M_2} \right)^{-1}. \quad (19)$$

Так как коэффициент готовности системы

$$K_{z.c} = P_0 + P_1 + P_2,$$

то, используя выражения (13), (14), получаем

$$K_{z.c} = \left( 1 + \frac{\Lambda_0}{M_1} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_1}{M_1 M_2} \right) P_0, \quad (20)$$

где вероятность  $P_0$  определяется из соотношения (19).

Таким образом, зная все интенсивности переходов и используя формулы (20), (19), можно оценить коэффициент готовности резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом.

При неограниченном восстановлении коэффициент готовности такой системы

$$K_{z.c} = \left[ 1 + \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}{\mu} + \frac{(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)(\lambda_1 + \lambda_2)}{2\mu^2} \right] \times \left[ 1 + \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}{\mu} + \frac{(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)(\lambda_1 + \lambda_2)}{2\mu^2} + \frac{(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)(\lambda_1 + \lambda_2)\lambda_1}{6\mu^3} + \frac{\lambda_{II}}{\mu_{II}} + \frac{\lambda_{II}(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)}{\mu_{II}\mu} + \frac{\lambda_{II}(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)(\lambda_1 + \lambda_2)}{2\mu_{II}\mu^2} \right]^{-1}, \quad (21)$$

т. е. для определения коэффициента готовности системы с неограниченным восстановлением необходимо знать интенсивности отказов и интенсивности восстановления подсистем и переключателя.

Из полученных выражений (1), (6) – (8), (21) следует, что повышение надежности рассматриваемой системы обеспечивается уменьшением  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_{II}$  и увеличением  $\mu$  и  $\mu_{II}$ .

Надо заметить, что при абсолютно надежном переключателе ( $\lambda_{II} = 0$ ) выражения (3) – (5), (1) с учетом (6) – (8), (21) и (20) с учетом (19) полностью совпадают с соответствующими выражениями в работе [2]. Также следует заметить, что полученные формулы (3) – (5) и (20), (19) справедливы при любом другом виде резерва по нагрузке, если выполняются принятые допущения. При этом для системы с нагруженным резервом интенсивность перехода  $\Lambda_0 = 3\lambda_1, \Lambda_1 = 2\lambda_1$ , а остальные интенсивности переходов те же, что и для системы со смешанным по нагрузке резервом. Для системы с облегченным резервом  $\Lambda_0 = \lambda_1 + 2\lambda_0$ , где  $\lambda_0$  – интенсивность отказов резервной подсистемы;  $\Lambda_1 = \lambda_1 + \lambda_0$ , а остальные интенсивности отказов те же, что и для системы со смешанным по нагрузке резервом.

Рассмотрим пример использования полученных выражений для оценки выигрыша в надежности по средней наработке до отказа и по коэффициенту вынужденного простоя от применения резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом по сравнению с резервированной восстанавливаемой системой с нагруженным резервом ( $m = 2$ ) при неограниченном восстановлении. При этом степень нагрузки первых резервных подсистем в данных системах одинакова – обе являются нагруженными резервными подсистемами, т. е.  $\lambda_1 = \lambda_2$ . Вторая резервная подсистема в системе со смешанным по нагрузке резервом находится в ненагруженном резерве,  $\lambda_3 \ll \lambda_1$ . Для упрощения считаем, что  $\lambda_3 = 0$  и общий переключатель абсолютно надежный,  $\lambda_{II} = 0$ .

На основании соотношений (1), (6) – (8) получим выражение для оценки средней наработки до отказа системы со смешанным по нагрузке резервом

$$T_{cp.c} = \frac{6\lambda_1^2 + (\lambda_1 + 2\mu)(2\lambda_1 + \mu)}{4\lambda_1^3}.$$

С учетом того, что  $\lambda_1 \ll \mu$ , в результате имеем

$$T_{cp.c} \approx \frac{\mu^2}{2\lambda_1^3}. \quad (22)$$

Для системы с нагруженным резервом интенсивности отказов всех подсистем одинаковы,  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$ . Тогда согласно формулам (1), (6) – (8) получим

$$T_{cp.c} = \frac{8\lambda_1^2 + (\lambda_1 + 2\mu)(3\lambda_1 + \mu)}{6\lambda_1^3} \approx \frac{\mu^2}{2\lambda_1^3}. \quad (23)$$

Выигрыш в надежности по средней наработке до отказа

$$G_T = \frac{T'_{cp.c}}{T''_{cp.c}}, \quad (24)$$

где  $T'_{cp.c}$ ,  $T''_{cp.c}$  – средняя наработка до отказа соответственно системы со смешанным по нагрузке резервом и системы с нагруженным резервом.

В результате подстановки выражений (22) и (23) в соотношение (24) получим  $G_T \approx 1,5$ .

Определим выигрыш в надежности по коэффициенту вынужденного простоя системы. На основании выражения (21) получим следующее соотношение для оценки коэффициента готовности системы со смешанным по нагрузке резервом:

$$K_{z.c} = \left(1 + \frac{2\lambda_1}{\mu} + \frac{2\lambda_1^2}{\mu^2}\right) \left(1 + \frac{2\lambda_1}{\mu} + \frac{2\lambda_1^2}{\mu^2} + \frac{2\lambda_1^3}{3\mu^3}\right)^{-1}.$$

Так как коэффициент вынужденного простоя системы

$$K_{в.н.с} = 1 - K_{z.c},$$

то

$$K_{в.н.с} = \frac{2\lambda_1^3}{3\mu^3} \left(1 + \frac{2\lambda_1}{\mu} + \frac{2\lambda_1^2}{\mu^2} + \frac{2\lambda_1^3}{3\mu^3}\right)^{-1} \approx \frac{2\lambda_1^3}{3\mu^3}. \quad (25)$$

Для системы с нагруженным резервом согласно формуле (21)

$$K_{z.c} = \left(1 + \frac{3\lambda_1}{\mu} + \frac{3\lambda_1^2}{\mu^2}\right) \left(1 + \frac{3\lambda_1}{\mu} + \frac{3\lambda_1^2}{\mu^2} + \frac{\lambda_1^3}{\mu^3}\right)^{-1}$$

и

$$K_{в.н.с} = \frac{\lambda_1^3}{\mu^3} \left(1 + \frac{3\lambda_1}{\mu} + \frac{3\lambda_1^2}{\mu^2} + \frac{\lambda_1^3}{\mu^3}\right)^{-1} \approx \frac{\lambda_1^3}{\mu^3}. \quad (26)$$

Выигрыш в надежности по коэффициенту вынужденного простоя системы

$$G_K = \frac{K''_{в.н.с}}{K'_{в.н.с}}, \quad (27)$$

где  $K'_{в.н.с}$ ,  $K''_{в.н.с}$  – коэффициент вынужденного простоя соответственно системы со смешанным по нагрузке резервом и системы с нагруженным резервом.

В результате подстановки формул (25) и (26) в выражение (27) получим  $G_K \approx 1,5$ .

**Выводы.** Итак, в идеальном случае, когда имеет место абсолютно надежный общий переключатель, выигрыш в надежности по средней наработке до отказа и по коэффициенту вынужденного простоя от использования системы со смешанным по нагрузке резервом приближенно равен 1,5 по сравнению с системой с нагруженным резервом. Реально общий переключатель имеет интенсивность отказов, отличную от нуля. Поэтому, чтобы выигрыш в надежности был близок к 1,5, необходимо в системе иметь высоконадежный переключатель. Аналогичный вывод можно сделать для рассматриваемой системы со смешанным по нагрузке резервом при других соотношениях между интенсивностями отказов  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ , и  $\lambda_3$ .

Таким образом, получены соотношения для оценки надежности резервированной восстанавливаемой системы со смешанным по нагрузке резервом с кратностью резервирования  $m = 2$  с учетом ненадежности общего переключателя. Эти соотношения также применимы при любом другом виде резерва по нагрузке и выполнении принятых допущений.

#### Библиографический список

1. Надежность технических систем: справочник/ Ю.К. Беляев, В.А. Богатырев, В.В. Болотин и др.; под ред. И.А. Ушакова. – М.: Радио и связь, 1985. – 608 с.
2. Надежность функционирования автоматизированных систем. Часть 2: учеб. пособие/ А.М. Смоляров; Рязан. гос. радиотехн. акад. – Рязань, 1996. – 68 с.

УДК 681.3:519.2 + 621.315

**И.Е. Сырмолов, М.В. Карташова****ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ СХЕМЫ И СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАВ – ДАТЧИКА**

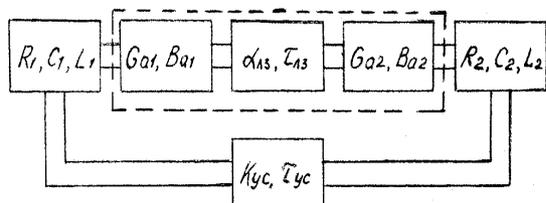
Представлен анализ частотных характеристик ПАВ – датчика при использовании эквивалентной электрической схемы ВШП. Рассмотрены параметры эквивалентных схем. Определен наклон ФЧХ ВШП и наклон ФЧХ согласующего контура. Установлено, что максимальное изменение частоты при воздействии измеряемого параметра получается в генераторе с широкополосным услителем и низкодобротными согласующими цепями.

**Ключевые слова:** датчик на ПАВ линии задержки, электронные цепи, согласующие цепи.

**Введение.** Разработка датчиков физических величин: ускорения, давления, силы, температуры, влажности на основе генератора с частотоподающим элементом в виде линии задержки поверхностных акустических волн (ПАВ) является актуальной задачей. Малые габариты чувствительного элемента – кварцевой пластины, на которой размещена тонкопленочная интегральная структура из встречно-штыревых преобразователей (ВШП) с периодом (1-10) мкм, образующих линию задержки, и высокая стабильность частоты ПАВ – генератора позволяют создавать датчики с хорошими метрологическими характеристиками.

**Теоретическая часть.** Цель работы – проанализировать влияние электронной схемы и согласующих цепей на характеристики ПАВ-датчика.

Структурная схема датчика, являющегося частотоподающим элементом и состоящего из линии задержки на ПАВ и усилителя, представлена на рисунке 1 [1].



**Рисунок 1 – Структурная схема генератора датчика на ПАВ линии задержки**

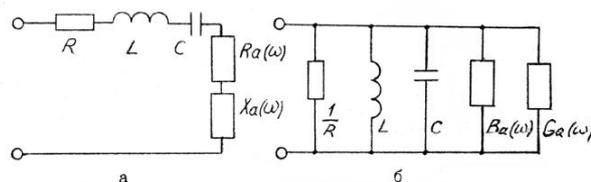
Условие генерации записывается в виде баланса фаз:

$$\varphi + \varphi_{n1} + \varphi_{n2} + \varphi_y + \varphi_{c1} + \varphi_{c2} = 2\pi n, \quad (1)$$

где  $\varphi = \varphi T$  – сдвиг фазы сигнала в

звукопроводе;  $T$  – время задержки;  $\varphi_{n1} = \frac{\pi N_1 \omega}{\omega_0}$ ,  $\varphi_{n2} = \frac{\pi N_2 \omega}{\omega_0}$  – ФЧХ преобразователей;  $N_1, N_2$  – число пар штырей ВШП;  $\omega_0$  – частота акустического синхронизма;  $\varphi_y, \varphi_{c1}, \varphi_{c2}$  – ФЧХ усилителя и согласующих цепей. Из уравнения (1) следует, что изменение выходного сигнала происходит за счет изменения времени задержки акустического сигнала в звукопроводе при его деформации, а также ФЧХ ВШП и согласующих цепей усилителя. Кроме того, коэффициент усиления усилителя не должен быть меньше величины потерь в частотоподающем элементе.

При анализе фазовых соотношений ПАВ-датчиков необходимо учитывать нелинейности ФЧХ электронной части и особенно искажения АЧХ и ФЧХ линии задержки, связанные с эффектами второго порядка: электромагнитной наводкой между ВШП, эхо-сигналами, генерацией объемных волн и переотражения от границ звукопровода. Используя эквивалентные электрические схемы ВШП, представленные на рисунке 2 [4], проведем анализ частотных характеристик.



**Рисунок 2 – Эквивалентная схема ВШП с цепями согласования: а – последовательная, б – параллельная**

Параметры эквивалентных схем [3,4]:

$$R_a(\omega) = \widetilde{R}_0 \frac{\sin x^2}{x^2},$$

$$X_a(\omega) = \widetilde{R}_0 \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}, \quad \widetilde{R}_0 = \frac{4k^2 N}{\pi \omega_0 C},$$

$$G_a(\omega) = \widetilde{G}_0 \frac{\sin x^2}{x^2}, \quad (2)$$

$$B_a(\omega) = \widetilde{G}_0 \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}, \quad \widetilde{G}_0 = \frac{4}{\pi} k^2 \omega_0 C N,$$

где  $R_a(\omega)$ ,  $X_a(\omega)$  – активная и реактивная составляющие акустического сопротивления;  $G_a(\omega)$ ,  $B_a(\omega)$  – активная и реактивная составляющие акустической проводимости;  $x = N\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$  – частотный параметр;  $\omega$  – частота ПАВ – генератора;  $\omega_0$  – частота акустического синхронизма;  $k^2$  – коэффициент электромеханической связи;  $N$  – количество пар электронов ВШП;  $C$  – электростатическая емкость ВШП.

Для последовательной схемы, приведенной на рисунке 2,а, коэффициент передачи:

$$K_{пер} = \frac{R_a(\omega)}{R + R_a(\omega) + j \left[ X_a(\omega) + \omega L - \frac{1}{\omega C} \right]} \quad (3)$$

ФЧХ ВШП – есть арктангенс отношения реактивной части полного сопротивления к активной [1,3]:

$$\varphi = \arctg \frac{Ra - \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) b}{\widetilde{R}_0 (a^2 + b^2) + Rb + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) a}, \quad (4)$$

где  $a = \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}$ ,  $b = \frac{\sin x^2}{x^2}$ .

Аналогично для параллельной схемы замещения получим:

$$\varphi = \arctg \left[ \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L} + a \left( b + \frac{1}{R\widetilde{G}_0} \right)}{\widetilde{G}_0 b + \frac{1}{R\widetilde{G}_0}} \right], \quad (5)$$

где  $a = \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}$ ,  $b = \frac{\sin x^2}{x^2}$ .

Если  $L \rightarrow \infty$ ,  $R \rightarrow 0$ ,  $\omega = \omega_0$  то  $\varphi = \arctg \frac{\pi}{4k^2 N}$ .

Таким образом, наклон ФЧХ ВШП

определяется количеством электродов и растет с увеличением  $N$ . Для  $k^2 N \ll 1$  в рассогласованном режиме:

$$\varphi = \arctg \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}. \quad (6)$$

ФЧХ (6) представлена на рисунке 3. Частотные зависимости акустических проводимостей показаны на рисунке 4.

Наклон ФЧХ ВШП определяется по формуле:

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{1+y^2} \frac{x \sin 2x - 2(\sin x)^2}{x(x - \sin 2x) + (\sin x)^2} \frac{N\pi}{\omega_0}, \quad (7)$$

где  $y = \frac{(\sin 2x - 2x)}{2(\sin x)^2}$ .

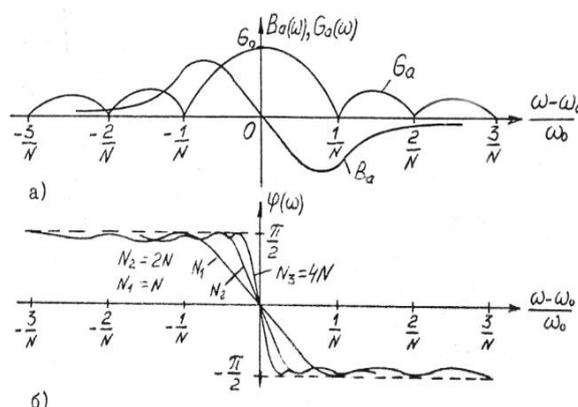


Рисунок 3 – Частотные характеристики ВШП: а – амплитудная, б – фазовая

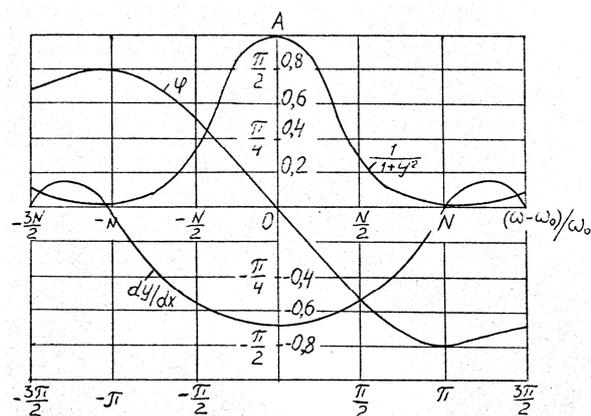


Рисунок 4 – Частотные зависимости акустических проводимостей ВШП

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_0} \frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{2 N \pi}{3 \omega_0} = \frac{\tau_{ВШП}}{3}, \quad (8)$$

где  $N = \frac{L_{ВШП}}{\lambda} = f_0 \cdot \tau_{ВШП}$ ;  $L_{ВШП}$ ,  $\tau_{ВШП}$  – длина ВШП, время прохождения сигнала вдоль ВШП

соответственно. Значения функций  $\frac{d\varphi}{dy} = \frac{1}{(1+y^2)}$ ,  $\frac{dy}{dx}$  приведены на рисунке 4.

Цепь согласования ВШП представляет собой резонансный контур последовательного или параллельного типа, для которого фазовый сдвиг определяется по формуле:

$$\varphi_{ВШП} = \arctg Q\varphi, \tag{9}$$

где Q – добротность согласующего контура;  $\varphi = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}$  – обобщенная расстройка. Тогда наклон ФЧХ согласующего контура:

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{1 + 4Q_c^2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)^2} \frac{2Q_c}{\omega_0}. \tag{10}$$

Обозначив  $\frac{2Q_c}{\omega_0} = \tau_{c\varphi}$ , запишем:

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau_{c\varphi} \frac{1}{1 + \tau^2(\omega - \omega_0)^2}. \tag{11}$$

Расстройка согласующего контура в небольших пределах резко изменяет наклон ФЧХ, например для  $\omega = \omega_0(1 + 0,03)$ ,  $Q_c = 50$ ,  $\frac{d\varphi}{d\omega} \approx 0,1\tau_{c\varphi}$ . Для  $f_0 = 30$  МГц,  $\tau_{c\varphi} = 0,5$  мкс, для  $Q_c = 10$ ,  $\tau_{c\varphi} = 0,1$  мкс. Причиной рассогласования может стать изменение согласующей индуктивности или емкости ВШП. После преобразований равенство (1) принимает вид:

$$\omega T_3 + \arctg 2Q_c \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} + \arctg 2Q_{yc} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = 2\pi n. \tag{12}$$

Раскладывая обратные тригонометрические функции в степенной ряд и пренебрегая членами второго порядка малости, получаем:

$$\omega T_3 + 2Q_c \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} + 2Q_{yc} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = 2\pi n. \tag{13}$$

Опуская промежуточные преобразования и полагая  $n = 0$ , запишем:

$$\omega = \frac{2(Q_c + Q_{yc})}{T_3 + \tau_c + \tau_{yc}}, \tag{14}$$

$$\tau_c = \frac{2Q_c}{\omega_0}, \quad \tau_{yc} = \frac{2Q_{yc}}{\omega_0}.$$

Если вследствие нагружения звукопровода время задержки получает приращение, то разложив (14) в ряд Тейлора, получим:

$$\delta\omega = \frac{-\delta T_3}{1 + \delta T_3 + (\tau_c + \tau_{yc})/T_3}. \tag{15}$$

Таким образом, на изменение частоты ПАВ–генератора большое влияние оказывает крутизна фазовых характеристик согласующих цепей и усилителя. Максимальное изменение частоты при воздействии измеряемого параметра получается в генераторе с широкополосным усилителем ( $\tau_{yc} \rightarrow 0$ ) и низкодобротными согласующими цепями.

Для снижения добротности необходимы расстройка контуров, уменьшение их добротности за счет включения добавочного сопротивления или использования низкодобротных катушек индуктивности.

**Экспериментальная часть.** Для проверки расчетных соотношений по влиянию электронной части датчика силы и согласующих цепей на выходные характеристики прибора проведен ряд экспериментальных исследований. Были получены следующие результаты. При уменьшении полосы пропускания согласующих контуров за счет подключения добавочных сопротивлений ( $R_{доб} = 300$  Ом) чувствительность увеличивается не менее чем на 10 % (таблица 1). Степень влияния добавочного сопротивления тем меньше, чем больше время задержки (крутизна фазовой характеристики) в частотообразующем элементе.

Таблица 1 – Влияние расположения ВШП, времени задержки и добавочного сопротивления на девиацию частоты при нагружении

	Расстояние до центра ЛЗ, мм			Время задержки, мкс	
	6,5	26,5		$T_3 = 2,5$	$T_3 = 7,5$
	$\delta f, 10^{-3}$			$\delta f, 10^{-3}$	
$F_H = 5$ Н $R_{доб} = 0$	0,3668	0,1292	$F_H = 2$ Н $R_{доб} = 0$	0,172	0,134
$F_H = 5$ Н $R_{доб} = 330$ Ом	0,3997	0,1674	$F_H = 2$ Н $R_{доб} = 330$ Ом	0,182	0,138

Аналогичное влияние оказывает и рассогласование контуров за счет изменения величины индуктивности. В несогласованном режиме чувствительность примерно на 7 % выше (таблица 2).

*Примечание:* положение линии задержки и место приложения нагрузки не изменились.

С уменьшением полосы пропускания резонансного усилителя с 2,5 МГц до 400 кГц чувствительность уменьшается на 15 % для

линии со временем задержки 2,5 мкс и на 7 % при времени задержки 4,3 мкс (таблица 3).

**Таблица 2 – Влияние режима согласования на девиацию частоты**

	$f_0$ , МГц	$f_n$ , кГц	$\Delta f$ , кГц	$\delta f$ , $10^{-3}$	$T_3$ , мкс
Согласованный режим	31,85209	0,5	9,69	0,304	4,33
Несогласованный режим	31,76968	0,5	10,22	0,322	4,33

**Таблица 3 – Влияние полосы пропускания усилителя и времени задержки на девиацию частоты**

$T_3 = 2,5$		$T_3 = 7,5$	
Широкая полоса ( $\Delta f \geq 2,5$ МГц)	Узкая полоса ( $\Delta f \approx 400$ кГц)	Широкая полоса ( $\Delta f \geq 2,5$ МГц)	Узкая полоса ( $\Delta f \approx 400$ кГц)
$\delta f = 0,27 \cdot 10^{-3}$ $f_0 = 31,40$ МГц	$\delta f = 0,23 \cdot 10^{-3}$ $f_0 = 31,40$ МГц	$\delta f = 0,28 \cdot 10^{-3}$ $f_0 = 31,40$ МГц	$\delta f = 0,26 \cdot 10^{-3}$ $f_0 = 31,40$ МГц

*Примечание:* нагрузка во всех опытах  $F_H=5H$ , положение каждой линии и точки приложения груза оставались неизменными.

При использовании структурной схемы датчика с отдельным расположением УЧЭ и электронной части существенное влияние оказывает соединительный кабель. Изменение длины входного кабеля с 0,8 м до 1,6 м приводит к изменению частоты ПАВ – генератора на 14...35 кГц для  $T_3 = 4,3$  мкс или на 46...58 кГц для  $T_3 = 2,5$  мкс, что значительно превышает полезное изменение частоты (таблица 4).

**Таблица 4 – Влияние времени задержки и длины входного кабеля на частоту генерации**

Длина кабеля 80 см		Длина кабеля 160 см	
$T_3 = 2,5$ мкс	$T_3 = 4,3$ мкс	$T_3 = 2,5$ мкс	$T_3 = 4,3$ мкс
$f_0$ , МГц	$f_0$ , МГц	$f_0$ , МГц	$f_0$ , МГц
31,69273	31,48617	31,69227	31,48603
32,50283	31,94623	32,50341	31,94658

Ещё большее влияние оказывает изменение длины выходного кабеля: 111 кГц для  $T_3=4,3$  мкс и 234 кГц для  $T_3 = 2,5$  мкс (таблица 5).

**Таблица 5 – Влияние времени задержки и длины выходного кабеля на частоту генерации**

Длина кабеля 80 см		Длина кабеля 160 см	
$T_3 = 2,5$ мкс	$T_3 = 4,3$ мкс	$T_3 = 2,5$ мкс	$T_3 = 4,3$ мкс
$f_0$ , МГц	$f_0$ , МГц	$f_0$ , МГц	$f_0$ , МГц
31,69273	31,8617	31,69038	31,48506

При увеличении на 10 % величины согласующих индуктивностей на входе линии за-

держки происходит изменение частоты генерации на 26...100 кГц (таблица 6). Степень влияния согласующих индуктивностей уменьшается с увеличением времени задержки сигнала в частотообразующем элементе и уменьшением добротности согласующих контуров.

**Таблица 6 – Влияние изменения индуктивности и добавочного сопротивления на уход частоты**

$T_3 = 4,3$ мкс		$T_3 = 2,5$ мкс	
$R_d = 0$	$R_d = 300$ Ом	$R_d = 0$	$R_d = 500$ Ом
$L_{вх} = 1,1 \cdot L_0$			
$\Delta f = 100$ кГц	$\Delta f = 26$ кГц	$\Delta f = 66$ кГц	$\Delta f = 70$ кГц

Таким образом, за счет рационального выбора параметров согласующих цепей и схемы усилителя можно увеличивать чувствительность датчиков силы на ПАВ – линиях задержки в сумме на 15 – 20 %.

При разработке датчиков с отдельным расположением УЭ и электронной части следует учитывать влияние соединительных кабелей, которое выражается изменением частоты ПАВ–генератора на величину  $0,4...7,5 \cdot 10^{-3}$ .

Температурное изменение индуктивности согласующих катушек не позволяет проводить полную термокомпенсацию датчика при использовании дифференциальной схемы включения УЭ, т.к. коэффициент влияния согласующих цепей на частоту ПАВ–генератора достаточно высок и составляет в зависимости от времени задержки линии ПАВ до 0,02.

**Заключение.** В статье проведен анализ характеристик ПАВ–датчика при использовании эквивалентной электрической схемы ВШП. Определен наклон ФЧХ ВШП и наклон ФЧХ согласующего контура. Установлено, что для снижения добротности согласующих цепей необходима расстройка контуров, уменьшение их добротности с помощью включения добавочного сопротивления или использования низкодобротных катушек индуктивности.

Чувствительность ПАВ–датчиков можно увеличить на 7 – 15 % за счет использования согласующих цепей с низкодобротным LC–контуром и на 15 – 20 % в схеме с широкополосным усилителем. Линии задержки с большим временем задержки уменьшают степень влияния согласующих цепей и электронной части на кратковременную и температурную стабильность частоты датчиков механических величин.

Актуальность наших работ подтверждается рядом новых публикаций по ПАВ–датчикам, в частности [2], и защитой диссертаций в Новго-

роде (Г.В. Труфанова, 2005г), С. – Петербурге (Шевченко С.К., 2007г), Туле (Былинкин С.Ф., 2002 г), Арзамасе (Карасева Т.В., 2002 г).

#### **Библиографический список**

1. Жулев В.И., Сырмолотнов И.Е., Суслов Ю.М. Измерение параметров вибрации при воздействии градиента температур // Сб. научных трудов. Автоматизация измерений и испытаний.- Рязань, 1996.- С. 35 – 41.

2. Лукьянов Д.П., Филатов Ю.В., Шевчен-

ко С.Ю. Разработка и исследование микроакселерометра на поверхностных акустических волнах // Матер. XI Санкт-Петербургской междунар. конф. по интегрированным навигационным системам – СПб: ЦНИИ «Электронприбор», 2004. – С.181 – 188.

3. Сырмолотнов И.Е. Исследование акусто-электронных тензопреобразователей и разработка датчиков механических величин на их основе.: дис... канд. техн. наук // РГРТА. Рязань, 1988- 250с.

4. Речицкий В.Н. Акустоэлектронные радио-компоненты. – М.: Сов. радио, 1980.- 264с.

УДК 621.396.96

**В.М. Бердников**

## **АЛГОРИТМ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С НАИМЕНЬШЕЙ ВЕРОЯТНОСТЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ ВИДА МОДУЛЯЦИИ**

*Обоснован алгоритм синтеза внутрисимвольной кодовой последовательности ансамбля навигационных сигналов для спутниковой и наземной радионавигационных систем с низкой вероятностью классификации вида модуляции. Эффективность предложенного алгоритма проверялась на примере семейства ВОС-сигналов, причем режекция узкополосных помех составила 4,5 дБ для полосы 4 МГц (полоса помехи 200 кГц) и 3,2 дБ для полосы 8 МГц (полоса помехи 400 кГц). Кроме того, вероятность перепутывания синтезированного ансамбля НС с определенными ВОС-сигналами была близка к единице при классификации системой радиомониторинга противоборствующей стороны.*

**Ключевые слова:** автокорреляционный классификатор, вероятность классификации, многокритериальный синтез, наземная радионавигационная система, внутрисимвольная кодовая последовательность, узкополосная помеха.

**Введение.** Для спутниковой и наземной радионавигационных систем (СРНС/НРНС) в условиях радиоэлектронного противоборства станцией радиомониторинга противника на основе автокорреляционного классификатора могут быть определены вид и параметры модуляции навигационных сигналов (НС) и соответственно поставлена прицельная узкополосная помеха (УП) [1]. Следовательно, представляет интерес синтез внутрисимвольной кодовой последовательности (ВКП) ансамбля НС, обеспечивающего наименьшую вероятность правильной классификации вида модуляции, что позволит за счет различия в спектральной плотности мощности (СПМ) классифицированного и реального НС ослабить воздействие УП [2]. Кроме того, смена ВКП может осуществляться быстро, по команде с наземного пункта управления, не ухудшая при этом корреляционные характеристики ансамбля НС.

Возможны следующие пути решения данной задачи:

- достичь схождения автокорреляционной функции (АКФ) синтезированного сигнала и одного выбранного из заданного множества НС (далее просто множества), при этом обеспечив различия в СПМ. Но, так как АКФ и СПМ сигналов однозначно связаны между собой, то в результате можно получить лишь в определенной степени компромиссное решение;

- достичь схождения АКФ синтезированного ансамбля сигналов со всеми НС заданного множества (и тем самым как бы усреднив АКФ), обеспечив при этом различия в СПМ, что не является противоречивым требованием. Однако при наличии достаточно большого множества НС (как, например, семейство ВОС-сигналов) синтез ансамбля может привести к труднореализуемым или неэффективным решениям. Например, к очень широкому спектру частот, наличию

высокого уровня боковых лепестков (УБЛ) АКФ, форме АКФ, не обеспечивающей устойчивого слежения за сигналом и т.п.;

- достичь сходства АКФ синтезированного ансамбля сигналов с несколькими выбранными по определенному критерию НС из заданного множества, обеспечив при этом различия в СПМ. В данном случае есть вероятность устранить недостатки, присущие первым двум вариантам.

Исходя из вышеизложенного, остановимся на третьем варианте решения данной задачи, являющемся частным случаем второго при ограничении исходного множества НС.

Таким образом, во время антагонистического конфликта система радиомониторинга причислит синтезированный сигнал к одному из заданного множества НС или определит его как неизвестный вид, что в любом случае вынудит ее затратить больше энергетического и/или временного ресурса в дальнейшем радиоэлектронном противоборстве.

**Целью работы** является разработка алгоритма многокритериального синтеза НС, обеспечивающего подавление УП для СРНС/НРНС с наименьшей вероятностью классификации вида модуляции.

**Теоретическая часть.** Как было показано в [2], с помощью процедуры оптимизации порогов контрольных точек формы АКФ можно для заданного множества НС получить алгоритм определения вида модуляции на основе автокорреляционного классификатора, и тем самым обеспечить максимальную вероятность классификации обрабатываемого сигнала. Для этого целесообразно ввести показатель качества (ПК)  $I_{ACF}$ , определяющий меру сходства между АКФ синтезированного сигнала и НС, выбранными из множества на основе следующего выражения:

$$I_{ACF} = \sum_{i=1}^N \psi_i \cdot I_{acfi} = \sum_{i=1}^N R_{syn}(\tau) \cdot \psi_i R_{HCi}(\tau), \quad (1)$$

где  $R_{syn}(\tau)$  и  $R_{HCi}(\tau)$  – АКФ в пределе одного символа КП синтезируемого ансамбля сигналов и  $i$ -го НС, выбранного из множества соответственно,  $\psi_i$  – весовой коэффициент, определяющий степень влияния  $i$ -го НС из множества на данный ПК,  $N$  – количество НС заданного множества.

Выбор коэффициентов  $\psi_i$  связан с уровнем энергии соответствующего  $i$ -го НС, содержащимся в полосе  $\Delta f$ , в которой происходит синтез сигналов. Пусть  $E_0$  – требуемый пороговый (нижний) уровень энергии сигналов в

полосе  $\Delta f$ , тогда выбор  $i$ -х НС и соответствующих им коэффициентов  $\psi_i$  осуществляется следующим образом:

- выбор тех  $i$ -х НС из множества, уровень энергии которых  $E_{\Delta fi} \geq E_0$  в заданной полосе  $\Delta f$ ;

- для данных  $i$ -х НС рассчитываются коэффициенты  $\psi_i$  как  $\psi_i = E_{\Delta fi} / \sum_{i=1}^N E_{\Delta fi}$  при этом, если  $E_{\Delta fi} < E_0$ , то  $\psi_i = 0$ .

Также следует ввести ПК  $P$ , определяющий степень ослабления действия УП на синтезируемый ансамбль сигналов как

$$P = \sum_{i=1}^N \psi_i \cdot p_i = \sum_{i=1}^N \psi_i E_{\Delta f, syn}^{nb} / E_{\Delta fi}^{nb}, \quad (2)$$

где  $E_{\Delta f, syn}^{nb}$  и  $E_{\Delta fi}^{nb}$  – энергии синтезированного и  $i$ -го НС из множества в полосе действия УП  $\Delta f_{nb}$ .

Приводя векторный показатель качества к скалярному, представим функционал минимизации и решающее правило синтеза в виде:

$$F = \alpha / I_{ACF} + (1 - \alpha)P \rightarrow \min, \quad E_{\Delta f, syn} \geq E_0, \quad (3)$$

где  $\alpha = \overline{0,1}$

**Экспериментальная часть.** Проведем исследование эффективности предложенного алгоритма при следующих исходных данных:

- синтез ВКП проводился методом покоординатного спуска [3, 4];

- длина ВКП была выбрана равной  $K = 40$  элементов, исходя из результатов, полученных в [2];

- в качестве начальных сигналов использовался ансамбль КП Голда длиной  $L = 1023$  символа;

- длительность символа КП  $\tau_e = 1$  мкс, соответствующая стандартным сигналам СРНС;

- в качестве НС заданного множества использовалось семейство ВОС-сигналов с кратностью от 1 до 6, а также BPSK(1) сигнал;

- в качестве начального сигнала при синтезе использовался BPSK(1);

- ширина  $\Delta f$  полосы частот приемного тракта принималась  $\Delta f = 4$  МГц и  $\Delta f = 8$  МГц;

- полоса действия УП  $\Delta f_{nb} = 0.05\Delta f$  по центру главного лепестка СПМ НС;

- количество используемых НС из множества  $N_{used} = 2$  смежных по СПМ (как наиболее сложный случай), для полосы  $\Delta f = 4$  МГц – BPSK(1) и ВОС(1;1), а для  $\Delta f = 8$  МГц – ВОС(2;1) и ВОС(2,5;1);



АКФ двух других НС, как бы стараясь «затеряться», что должно привести к наибольшей вероятности перепутывания  $\bar{P}_M$  с большой степенью инвариантности к применяемому алгоритму классификации.

Далее были проведены исследования с целью определения вероятности перепутывания синтезированных сигналов и выбранных НС из множества ВОС-сигналов при различном отношении сигнал-шум (ОСШ)  $q$ .

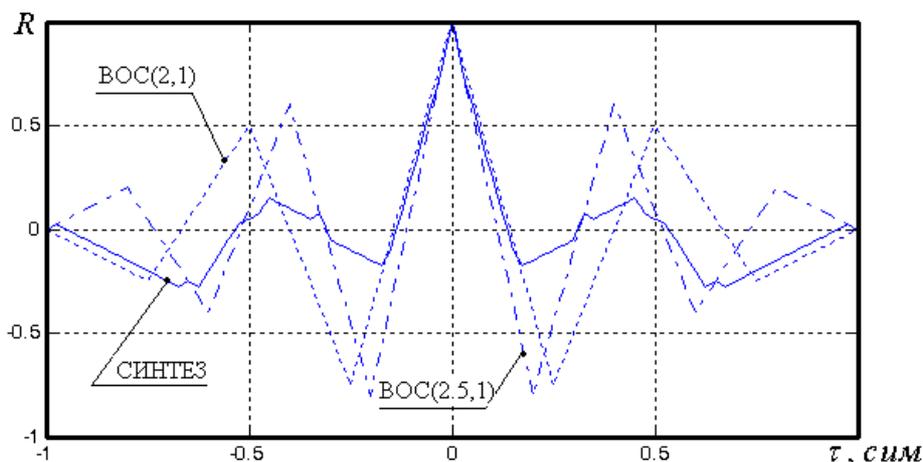


Рисунок 2 – Огибающие АКФ синтезированного ансамбля НС при  $\Delta f = 8$  МГц

В результате исследования алгоритма классификации для синтезированного ансамбля НС при  $\Delta f = 4$  МГц с наибольшими вероятностями были определены:

- при ОСШ  $q = -20 \dots -16$  дБ – БГШ ( $\bar{P}_M = 1$ );
- при ОСШ  $q = -15 \dots -12$  дБ – ВОС(5;1) ( $\bar{P}_M = 0,79$ );
- при ОСШ  $q = -11 \dots -7$  дБ – ВОС(2;1) ( $\bar{P}_M = 0,85$ );
- при ОСШ  $q = -6 \dots 0$  дБ – ВОС(1;1) ( $\bar{P}_M = 0,9$ ).

При  $\Delta f = 8$  МГц:

- при ОСШ  $q = -20 \dots -16$  дБ – БГШ ( $\bar{P}_M = 0,98$ );
- при ОСШ  $q = -15 \dots -9$  дБ – ВОС(5;1) ( $\bar{P}_M = 0,83$ );
- при ОСШ  $q = -8 \dots 0$  дБ – ВОС(2;1) ( $\bar{P}_M = 1$ ).

**Заключение.** Из анализа полученных результатов можно сделать следующие выводы:

- при высоком отношении сигнал-шум  $q > -8$  дБ происходит практически 100 % перепутывание синтезированных сигналов с одной из выбранных пар НС, так, для случая  $\Delta f = 4$  МГц с ВОС(1;1) сигналом, а для  $\Delta f = 8$  МГц - с ВОС(2;1) сигналом;
- при более низком отношении сигнал-шум  $q < -8$  дБ перепутывание может произойти с любым из множества, но, как правило, для

определенных диапазонов  $q$  присутствует один, реже - два доминантных (в смысле вероятности классификации) сигнала. Так, для  $\Delta f = 4$  МГц – это ВОС(5;1) и ВОС(2;1) сигналы, а для  $\Delta f = 8$  МГц – ВОС(5;1). Данные НС имеют слабую корреляцию (порядка 0,003 и 0,12 для  $\Delta f = 4$  МГц и 0,018 - для  $\Delta f = 8$  МГц соответственно) с синтезированными сигналами в области главных лепестков СПМ, что позволяет практически полностью устранить негативное влияние прицельных помех;

- режекция УП составила 4,5 дБ для полосы 4 МГц (полоса УП 200 кГц) и 3,2 дБ для полосы 8 МГц (полоса УП 400 кГц).

Таким образом, в результате был предложен алгоритм синтеза навигационных сигналов для СРНС/НРНС с наименьшей вероятностью классификации вида модуляции, обеспечивающий высокую вероятность перепутывания с заданным множеством НС, а также за счет различия в СПМ классифицированного и реального НС, позволяющий существенно ослабить воздействие прицельных УП на 4,5 дБ и 3,2 дБ для полос 4 МГц и 8 МГц соответственно.

#### Библиографический список

1. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем: монография / А.П. Дятлов, Б.Х. Кульбикаян. – М.: Радио и связь, 2006. – 270 с.: ил.
2. Кириллов С.Н., Бердников В.М. Анализ возможности определения вида и параметров модуляции навигационных сигналов на основе автокорреляционного классификатора. // 15-я всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых уче-

ных и специалистов. Новые информационные технологии в научных исследованиях и в образовании. РГРТУ. Рязань 2010. – С. 31-34.

3. Васильев Ф.П. Методы оптимизации. – М: Факториал Пресс, 2002. – 824 с.

4. Кириллов С.Н., Бакке А.В., Бодров О.А. Численный алгоритм оптимизации системы фазоманипулированных сигналов // Радиотехника. 1997. № 10. – С. 49-52.

УДК 621.373

*А.С. Слесарев, Д.С. Семин*

## **ФОРМИРОВАТЕЛЬ РАДИОСИГНАЛОВ УНИФИЦИРОВАННЫХ СРЕДСТВ КОНТРОЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ**

*Обоснована структурная схема формирователя радиосигналов унифицированных средств контроля на основе синтезаторов прямого цифрового синтеза и ФАПЧ, делителя частоты, квадратурного модулятора и широкополосного усилителя. Показано, что обеспечиваются широкий диапазон изменения частоты (несколько октав), малый шаг перестройки частоты (единицы Гц), возможность реализации различных видов модуляции (BPSK, QPSK, APSK и др.) при символьной скорости порядка 100 Мбод. Проведены экспериментальные исследования потенциальных характеристик предложенной схемы с помощью макетирования на основе оценочных плат интегральных схем.*

**Ключевые слова:** цифровой синтез, цифровой вычислительный синтезатор, фазовая автоподстройка частоты, квадратурный модулятор.

**Введение.** В настоящее время актуальной задачей является повышение степени унификации аппаратно-программных модулей при разработке средств контроля радиотехнической аппаратуры. Это позволит осуществлять построение аппаратуры контроля радиотехнических систем различного назначения на основе стандартных блоков, что обеспечит существенное снижение временных и финансовых затрат на их ввод в эксплуатацию, обслуживание и модернизацию [1].

Одним из ключевых элементов рассматриваемых средств контроля является формирователь радиосигналов. К модулям формирования сигналов ряда перспективных систем контроля предъявляются следующие требования: широкий диапазон изменения и высокая точность установки несущей частоты, быстрое изменение типа и параметров модуляции, низкий уровень побочных гармонических и негармонических спектральных составляющих в режиме синтеза немодулированного радиосигнала, ограниченные массогабаритные показатели и относительно невысокая стоимость [2].

Цель работы – обоснование структуры формирователя радиосигналов перспективных унифицированных средств контроля, удовлетворяющего перечисленным требованиям, а также макетирование формирователя на основе совре-

менной электронной компонентной базы с целью экспериментальной оценки потенциальных характеристик предложенной структуры.

### **Обоснование структуры формирователя.**

В настоящее время основными методами формирования радиосигналов являются прямой аналоговый синтез, прямой цифровой синтез и косвенный синтез частоты на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [3].

Прямой аналоговый синтез обеспечивает высокую спектральную чистоту сигнала и малое время перестройки выходной частоты [3]. Однако данный метод обладает существенными недостатками, затрудняющими его использование в рассматриваемых средствах контроля: сравнительно узкий диапазон рабочих частот и низкое разрешение по частоте, определяемые количеством генераторов базовых частот, а также высокие стоимость и массогабаритные показатели вследствие значительных аппаратных затрат.

Метод прямого цифрового синтеза (DDS) обеспечивает высокое разрешение по частоте – порядка мГц в современных цифровых вычислительных синтезаторах (ЦВС), малое время изменения параметров сигнала (порядка десятка наносекунд), очень широкий относительный диапазон изменения частоты (от долей Гц до нескольких сотен МГц) [4]. Основными недос-

татами DDS являются ограниченность верхней границы диапазона частот формируемых сигналов половиной тактовой частоты, достигающей 1 ГГц в современных ЦВС, а также относительно высокий уровень негармонических побочных спектральных составляющих [5].

Косвенный синтез на основе ФАПЧ позволяет достичь более высокой спектральной чистоты сигнала по отношению к DDS при существенно меньшей в сравнении с прямым аналоговым синтезом сложности [6, 7]. Основными недостатками данного метода являются значительное время перестройки частоты (порядка единиц миллисекунд), определяемое полосой пропускания контура ФАПЧ, относительно узкий диапазон перестройки частоты - обычно не более октавы для каждого генератора, управляемого напряжением (ГУН), а также повышенный уровень фазового шума и побочных спектральных составляющих в пределах полосы пропускания контура ФАПЧ.

С учетом вышеизложенного ни один из рассмотренных методов не обеспечивает построение модуля формирования радиосигналов с заданными характеристиками. Для достижения требуемых показателей необходимо совместное использование DDS и косвенного синтеза на основе ФАПЧ, что позволит достичь компромисса между спектральной чистотой сигнала, шириной частотного диапазона, скоростью переключения режимов формирователя, массогабаритными и стоимостными показателями.

Для этого проведен анализ следующих вариантов построения формирователя радиосигналов: на основе ЦВС и аналогового преобразования частоты; с использованием квадратурного ЦВС и квадратурного модулятора; синтезатора ФАПЧ и ЦВС в качестве источника опорной частоты; синтезатора ФАПЧ со смесителем в цепи обратной связи; синтезатора ФАПЧ и ЦВС в качестве петлевого делителя частоты, а также ряда других [3, 8, 9]. В результате была выбрана структурная схема, представленная на рисунке 1.

Генерирование модулированного радиосигнала производится следующим образом. «Квадратурный ЦВС» осуществляет формирование квадратурных составляющих сигнала  $I$  и  $Q$  на промежуточной частоте  $F_{IF}$ , которые затем пропускаются через фильтры низких частот («ФНЧ») для устранения зеркальной относительно тактовой частоты ЦВС спектральной компоненты [9]. Сигнал гетеродина с частотой  $F_{LO}$  формируется с помощью октавополосного «ГУН», стабилизируемого «Синтезатором

ФАПЧ» с целочисленным коэффициентом деления. Использование целочисленного коэффициента деления в петле ФАПЧ существенно снижает уровень побочных спектральных составляющих в пределах полосы пропускания контура по сравнению с дробным делением, однако при этом шаг изменения частоты выходного сигнала равен частоте сравнения, которая по ряду причин не может быть слишком низкой [6, 7].

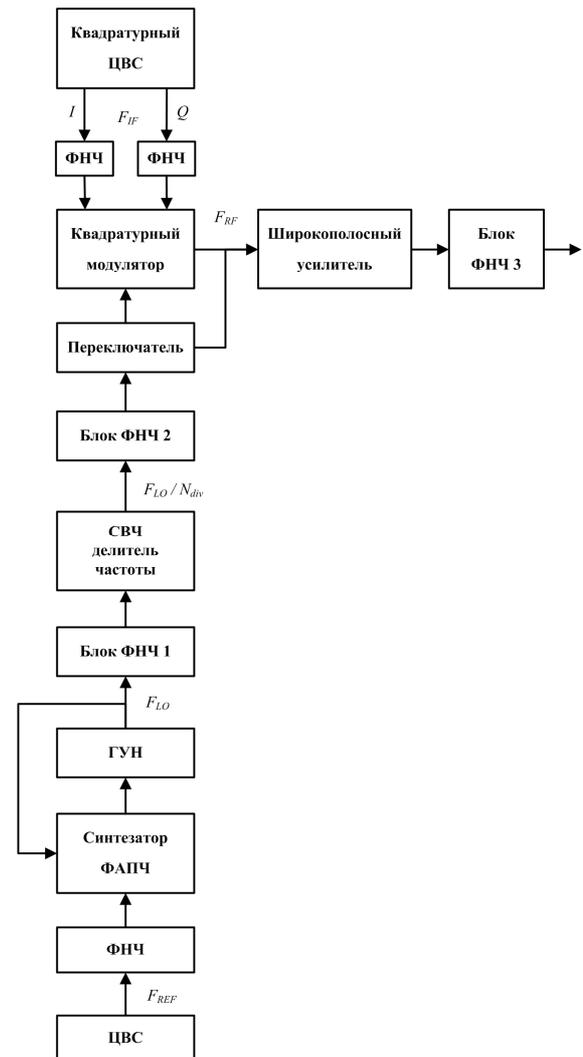


Рисунок 1 – Структурная схема формирователя радиосигналов

Для уменьшения шага перестройки частоты в качестве источника опорного колебания «Синтезатора ФАПЧ» применяется «ЦВС», реализующий точную подстройку опорной частоты  $F_{REF}$  в относительно небольших пределах [3]. «Блок ФНЧ 1» представляет собой набор из двух фильтров низких частот, осуществляющих эффективное подавление второй гармоники октавополосного «ГУН». «СВЧ делитель частоты» с программируемым коэффициентом деления позволяет в несколько раз

уменьшить значение нижней границы диапазона несущих частот радиосигналов, причем в случае использования октавополосного ГУН будет обеспечено непрерывное покрытие частотного диапазона. Наличие «Блока ФНЧ 2» обусловлено тем, что выходной сигнал большинства современных СВЧ делителей частоты представляет собой импульсную последовательность, скважность которой зависит от величины коэффициента деления. Поэтому для обеспечения требуемой спектральной чистоты радиосигнала необходимо подавление высших гармоник. «Переключатель» в режиме формирования модулированного колебания подает гетеродинный сигнал с частотой  $F_{LO}/N_{div}$  на «Квадратурный модулятор», где  $N_{div}$  - единица или четное число. «Квадратурный модулятор» осуществляет подавление нежелательной боковой полосы и сигнала гетеродина на 30..40 дБ относительно полезного сигнала с частотой  $F_{RF} = F_{LO}/N_{div} \pm F_{IF}$ , при этом выбор верхней или нижней боковой полосы может осуществляться перекоммутацией сигналов  $I$  и  $Q$  между входами «Квадратурного модулятора» [9]. «Широкополосный усилитель» служит для повышения мощности радиосигнала до величины порядка десяти милливатт во всем рабочем диапазоне частот. Подавление высших гармоник радиосигнала на выходе «Широкополосного усилителя» осуществляется с помощью «Блока ФНЧ 3», в состав которого должен входить как минимум один ФНЧ на каждую октаву рабочего диапазона частот формирователя.

Генерирование немодулированного радиосигнала осуществляется в целом аналогично, но при этом «Переключатель» направляет сигнал с «Блока ФНЧ 2» сразу на «Широкополосный усилитель», а «Квадратурный ЦВС» и «Квадратурный модулятор» не используются.

**Макетирование формирователя.** Для экспериментальной оценки потенциальных характеристик предложенной структуры формирователя радиосигналов при использовании современной электронной компонентной базы осуществлено макетирование на основе оценочных плат интегральных схем, выпускаемых производителями электронных компонентов.

В качестве «Квадратурного ЦВС» использована оценочная плата микросхемы AD9854 компании Analog Devices [10], позволяющая осуществить формирование квадратурных сигналов с частотой до 120 МГц. При этом возможно раздельное управление фазой и амплитудой в каждом из квадратурных каналов, а шаг

перестройки частоты составляет около 1 мкГц. Наличие скоростного параллельного интерфейса с тактовой частотой до 100 МГц позволяет осуществлять изменение амплитуды и фазы сигнала с частотой до 50 МГц, а перестройку частоты – со скоростью до 16 млн раз в секунду.

Для формирования опорного сигнала с частотой  $F_{REF}$  использована оценочная плата ЦВС AD9910 компании Analog Devices [10], позволяющая достичь шага перестройки опорной частоты  $\Delta F_{REF} = 0,23$  Гц даже при максимальной тактовой частоте, равной 1 ГГц. Шаг перестройки  $\Delta F_{LO}$  частоты синтезатора ФАПЧ определяется выражением [7]:

$$\Delta F_{LO} = \Delta F_{REF} \cdot N_{PLL},$$

где  $N_{PLL}$  - целочисленный коэффициент деления частоты в контуре ФАПЧ. Тогда для выходной частоты  $F_{LO} = 1$  ГГц и частоты сравнения 100 МГц шаг перестройки составит  $\Delta F_{LO} = 2,3$  Гц, что будет достаточным для рассматриваемого приложения.

В качестве синтезатора ФАПЧ использована оценочная плата микросхемы ADF4113HV компании Analog Devices [10] с установленным октавополосным ГУН VCO790-1500TY [11] компании Sirenza Microdevices с диапазоном перестройки частоты 1..2 ГГц.

Для расширения диапазона рабочих частот при макетировании использована оценочная плата СВЧ делителя частоты HMC394LP4, реализующего коэффициенты деления от 2 до 32 [12].

Перенос модулированного сигнала с промежуточной частоты  $F_{IF}$  на несущую  $F_{RF}$  осуществлялся в оценочной плате квадратурного модулятора ADL5385 компании Analog Devices [10]. Микросхема ADL5385 содержит блок деления частоты гетеродина на 2 перед расщеплением фазы, вследствие чего диапазон рабочих частот смещается вниз. Поскольку частота сигнала ГУН лежит в пределах  $F_{LO} = 1..2$  ГГц, а максимальное значение коэффициента деления микросхемы HMC394LP4 составляет 32, диапазон частот выходного сигнала определяется выражением

$$F_{RF} = F_{LO}/(2 \cdot N_{div \max}) \pm F_{IF} \dots F_{LO}/2 \pm F_{IF},$$

где  $N_{div \max} = 32$ .

Для повышения уровня мощности выходного сигнала применялась оценочная плата широкополосного усилителя ADL5542 компании Analog Devices [10], обеспечивающего усиление в пределах 13..20 дБ в полосе от 50 МГц до

6 ГГц. Это позволило использовать один усилитель во всем рабочем диапазоне частот модуля формирователя радиосигналов.

**Экспериментальные исследования.** С помощью представленного выше макета проведена экспериментальная оценка потенциальных характеристик формирователя радиосигналов. Для измерения параметров сигналов использованы цифровой запоминающий осциллограф RTO1024 и цифровой анализатор спектра FSV7 компании «Роде и Шварц» [13].

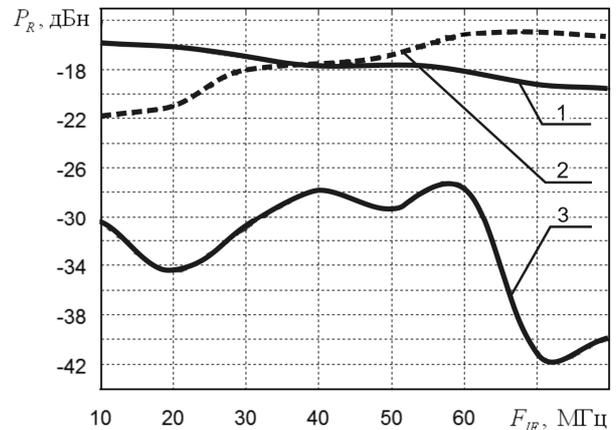
Показано, что мощность выходного сигнала в диапазоне частот 250..1000 МГц изменялась от 11 дБм до 7 дБм. При изменении промежуточной частоты  $F_{IF}$  мощность выходного сигнала колебалась не более чем на 1 дБ. Таким образом, современные широкополосные усилители способны обеспечить нормальное функционирование модуля формирования радиосигналов в широком диапазоне частот.

Проведены исследования зависимости относительного уровня нежелательной боковой составляющей от величин промежуточной  $F_{IF}$  и несущей  $F_{RF}$  частот без использования блоков ФНЧ. Показано, что наименьший уровень данной составляющей, равный -40..-30 дБн, достигается в диапазоне выходных частот  $F_{RF} = 750..1000$  МГц, когда величина второй гармоники ГУН VCO790-1500ТУ относительно мала. При частотах  $F_{RF} < 750$  МГц уровень нежелательной боковой составляющей резко возрастал до величины -20..-15 дБн. Таким образом, для повышения спектральной чистоты сигнала и уменьшения сложности блоков ФНЧ формирователя целесообразно использование октавополосного ГУН с низким уровнем гармоник во всем диапазоне частот или перекрытие октавного диапазона с помощью нескольких ГУН.

Известно [4], что уровень побочных спектральных составляющих ЦВС существенно растет с повышением частоты выходного сигнала. В связи с этим проведены исследования зависимости уровня побочных спектральных составляющих выходного сигнала формирователя вблизи несущей частоты от промежуточной частоты  $F_{IF}$ . Установлено, что при значениях  $F_{IF} > 50$  МГц происходит резкое повышение уровня побочных спектральных составляющих с величины -70 дБн до -50 дБн и выше.

Кроме того, экспериментально показано, что величина промежуточной частоты  $F_{IF}$  существенно влияет на уровень нежелательной боковой составляющей. На рисунке 2 представлены

экспериментальные зависимости относительного уровня нежелательной боковой составляющей выходного сигнала формирователя от величины промежуточной частоты сигнала «Квадратурного ЦВС».



**Рисунок 2 – Зависимости относительного уровня нежелательной боковой составляющей от промежуточной частоты**

Здесь использованы следующие обозначения: 1 - график для  $F_{RF} = 500$  МГц, 2 -  $F_{RF} = 700$  МГц, 3 -  $F_{RF} = 800$  МГц. Из анализа представленных зависимостей можно сделать вывод о том, что при формировании радиосигнала с определенной частотой  $F_{RF}$  целесообразно осуществлять выбор сочетания частот  $F_{IF}$  и  $F_{LO}/N_{div}$ , обеспечивающего минимальный уровень нежелательной боковой составляющей.

Проведены исследования погрешности формирования модулированных сигналов BPSK, QPSK, APSK и ряда других. Показано, что погрешность задания моментов изменения параметров сигнала составляет порядка единиц наносекунд и определяется тактовой частотой «Квадратурного ЦВС» AD9854.

**Заключение.** Таким образом, обоснована структурная схема формирователя радиосигналов унифицированных средств контроля на основе ЦВС, синтезатора ФАПЧ, октавополосного ГУН, СВЧ делителя частоты, квадратурного модулятора и широкополосного усилителя.

Проведено макетирование формирователя с использованием оценочных плат интегральных схем ведущих мировых производителей электронных компонентов. Осуществлена экспериментальная оценка потенциальных характеристик выбранной схемы формирователя.

Показано, что представленная структура обеспечивает диапазон рабочих частот от 15 МГц до 1 ГГц (несколько октав), шаг перестройки несущей частоты около 2,3 Гц, низкий

уровень побочных спектральных составляющих в режиме генерирования немодулированного сигнала (порядка -60 дБн), а также возможность реализации различных видов модуляции (BPSK, QPSK, APSK и др.) при высокой символьной скорости (порядка 100 Мбод).

Доказано, что можно обеспечить относительный уровень нежелательной боковой составляющей радиосигнала не более -40...-30 дБ за счет выбора соответствующего сочетания промежуточной частоты квадратурного ЦВС и частоты гетеродина.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы (контракт №16.740.11.0269 от 24 сентября 2010 г., Соглашения № 14.B37.21.0466 и № 14.B37.21.0466) при поддержке гранта Президента РФ МК-343.2012.9 (договор № 16.120.11.343-МК).

#### **Библиографический список**

1. Гоев Н.В. Синтез автоматизированных систем контроля на основе аппаратно-программных модулей // Вестник РГРТУ. - 2010. - №2 (выпуск 32). - С. 98-102.

2. Разработка генераторов высокочастотных сигналов на основе методов цифровой обработки сигналов для унифицированных средств контроля нового поколения: отчет о НИР / РГРТУ; рук. Кириллов С.Н. – Рязань, 2010. – 139 с. - № ГР 01201067435.

3. Ченакин А. Частотный синтез: текущие реше-

ния и новые тенденции // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. - № 1. – С. 92-97.

4. Fundamentals of Direct Digital Synthesis. URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-085.pdf> (дата обращения 21.06.2012)

5. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. URL:

[http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS\\_Tutorial\\_rev12-2-99.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf) (дата обращения 21.06.2012)

6. Gardner F.M. Phase-Locked Techniques. – John Wiley & Sons, Inc. - 425 p.

7. Best R.E. Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications. – McGraw-Hill. – 421 p.

8. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications. URL:

<http://lib.tkk.fi/Diss/2000/isbn9512253186/isbn9512253186.pdf> (дата обращения 21.06.2012)

9. Single-Sideband Upconversion of Quadrature DDS Signals to the 800-to-2500-MHz Band. URL: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/34-03/upconversion/index.html> (дата обращения 21.06.2012)

10. Компания “Analog Devices” [сайт]. URL: <http://www.analog.com> (дата обращения 21.06.2012)

11. Спецификация ГУН VCO790-1500TY. URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/267403/SIRENZA/VCO790-1500TY.html> (дата обращения 21.06.2012)

12. Компания «Hittite Microwave Corporation» : [сайт]. URL: <http://www.hittite.com> (дата обращения 21.06.2012)

13. Компания «Роде и Шварц РУС» [сайт]. URL: <http://www.rohde-schwarz.ru> (дата обращения 21.06.2012)

УДК 615.47

**А.Н. Варнавский**

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПСИХОЭМОЦИОНАЛЬНОЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ОПЕРАТОРА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ**

*Описывается способ определения значений показателей, характеризующих психоэмоциональное состояние оператора, во временной области на основе нелинейного интегрального анализа электрокардиосигнала. Предложено для повышения достоверности определения временных параметров отсчетов динамически формировать пороговый уровень, учитывая величину коэффициента вариации сигнала в окне анализа. Показано, что рассматриваемый способ позволяет повысить точность анализа в 1,33 и помехоустойчивость в 2 раза по сравнению с традиционными методами.*

**Ключевые слова:** психоэмоциональная напряженность, электрокардиосигнал, показатели variability сердечного ритма, нелинейные интегральные преобразования, окно анализа, экстрасистола, коэффициент вариации.

**Введение.** Определение показателей психоэмоциональной напряженности человека-оператора при эксплуатации транспортных и энергетических систем является важной задачей поддержания работоспособности человека, повышения безопасности и снижения рисков работы таких систем. Некоторые катастрофы, в том числе и техногенные, произошли по вине операторов из-за высокого уровня психологического воздействия на них. Предотвращение подобных катастроф возможно при динамическом определении степени адаптации оператора к случайным или постоянно действующим нагрузкам [1].

Психоэмоциональная напряженность – состояние, формирующееся в результате чрезмерного возрастания психоэмоционального напряжения и характеризующееся временным понижением устойчивости психических и психомоторных функций, выраженными соматовегетативными реакциями и снижением профессиональной работоспособности. Стресс – один из механизмов адаптации в организме человека в ответ на стрессорное воздействие любой природы, в том числе и психологической.

Методы исследования функциональных состояний человека можно разделить на три группы: 1) физиологические; 2) психологические; 3) субъективной оценки состояний [1].

Выбор способа определения параметров психоэмоциональной напряженности оператора транспортных и промышленных систем в первую очередь определяется требованиями и критериями безопасности, подвижности, информативности, чувствительности и реализуемости. Исходя из этих критериев, для определения параметров психоэмоциональной напряженности оператора, как правило, используют анализ электрокардиосигнала, по результатам которого определяется степень адаптации сердечно-сосудистой системы к случайным или постоянно действующим нагрузкам и ряд показателей: ИВР – индекс вегетативного равновесия, ВПР – вегетативный показатель ритма, ПАПР – показатель адекватности процессов регуляции, ИНРС – индекс напряжения регуляторных систем.

Для определения показателей variability сердечного ритма, ИВР, ВПР, ПАПР, ИНРС формируют начало отсчета каждого цикла сердечных сокращений или так называемые опорные точки на основании детектирования QRS-комплекса, после чего определяют длительности каждого кардиоцикла (RR-интервала) как расстояние между двумя опорными точками. Полученную кардиоинтервалограмму (зависимость длительностей интервалов RR от времени)

обрабатывают с помощью статистических показателей [2].

Недостатками такого подхода является невозможность измерения некоторых параметров variability сердечного ритма в режиме реального времени, а также уменьшение достоверности выделения QRS-комплекса при его формах, отличающихся от стандартной, и высоких значениях частоты сердечных сокращений.

**Цель работы:** разработка способа определения значений параметров психоэмоциональной напряженности оператора во временной области в режиме реального времени.

**Нелинейный интегральный анализ электрокардиосигнала.** Для повышения достоверности определения параметров variability сердечного ритма и показателей психоэмоциональной напряженности оператора в режиме реального времени возможно применение нелинейного интегрального анализа ЭКС [3]. В этом случае используются функции  $\alpha(x)$ ,  $\beta(x)$ , применяемые к амплитудно-временным параметрам отсчетов и определенные на временном участке электрокардиосигнала длительностью  $N$  отсчетов. Результат преобразования ЭКС на каждом шаге  $k$  будет определяться по формуле [3]:

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} (\alpha(|x_{k-n}|) \cdot \beta(t_{k-n}^*)), \quad (1)$$

где  $x_k$  – амплитуда  $k$ -го отсчета,  $t_k^*$  – время  $k$ -го отсчета относительно начала соответствующего зубца. Принцип выбора функций  $\alpha(x)$  и  $\beta(x)$ , числа отсчетов  $N$  – формирование результата преобразования ЭКС в виде уровня значения преобразования  $y_{кц}$  одного кардиоцикла, относительно которого при отличии длительности кардиоцикла от ширины окна анализа наблюдается образование пиков. Полученный таким образом сигнал может быть проанализирован путем сравнения с пороговыми уровнями [4]

$$\Delta_{1,2} = (1 \pm 0,5) y_{кц}, \quad (2)$$

позволяющими определить ширину пиков. В качестве функций  $\alpha(x)$ ,  $\beta(x)$  можно использовать произведение двух сигмоидальных функций [3].

Определить  $y_{кц}$  можно на этапе преданализа в течение  $J$  отсчетов по формуле [5]

$$y_{кц} = \frac{\sum_{i=1}^J (\alpha(|x_i|) \cdot \beta(t_i^*))}{J} N. \quad (3)$$

Для анализа ЭКС в широком диапазоне ЧСС при выборе ширины окна необходимо придерживаться правила, что  $N$  должно быть больше числа отсчетов QT-сегмента, но меньше

удвоенного числа отсчетов RR-интервала:  
 $N_{QT} < N < 2N_{RR}$ .

Учитывая зависимости  $N_{QT}$  и  $N_{RR}$  от величины ЧСС, можно получить [4]

$$\frac{3.1}{\Delta t \sqrt{\text{ЧСС}}} < N < \frac{120}{\Delta t \cdot \text{ЧСС}},$$

где  $\Delta t$  - период дискретизации.

Для анализа ЭКС с частотой дискретизации 250 отс/с ( $\Delta t=0.004$  мс), диапазон ЧСС которых составляет от 40 до 240 уд/мин, значение  $N$  может быть выбрано равным 125 отсчетам.

Анализируя массив ширины пиков, полученных в результате нелинейного интегрального анализа ЭКС, можно определить параметры ВСР и показатели психоэмоциональной напряженности оператора.

**Повышение достоверности нелинейного интегрального анализа электрокардосигнала.** Увеличение достоверности нелинейного интегрального анализа электрокардосигнала возможно при повышении точности определения амплитудно-временных параметров отсчетов, в частности  $t_k^*$  - времени  $k$ -го отсчета относительно начала соответствующего зубца. Для определения этого времени предлагается сравнивать отсчеты сигнала с двумя пороговыми уровнями  $\pm\Delta_t$ , расположенными выше по модулю отсчетов шума сегментов. В случае превышения пороговых уровней отсчетами сигнала  $u_k$  необходимо осуществлять формирование значений времени  $t_k$  таких отсчетов по правилу [6]:

$$t_k = \begin{cases} 0, & \text{если } |u_k| \leq \Delta_t, \\ t_{k-1} + \Delta t, & \text{если } |u_k| > \Delta_t. \end{cases} \quad (4)$$

Для формирования пороговых уровней оценки  $t_k^*$  предлагается использовать интегральный анализ по определению коэффициента вариации совокупности отсчетов ЭКС.

Рассмотрим  $n$  отсчетов  $u_k$  флуктуационного шума в диапазоне  $[-1; 1]$ . Определим основные статистические характеристики такого сигнала: математическое ожидание  $M$ , дисперсию  $S^2$  и коэффициент вариации  $v$ :

$$M = \frac{1}{n} \sum_{n=0}^{n-1} u_n, \quad S^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{n=0}^{n-1} (u_n - M)^2,$$

$$v = S/M.$$

Сместим на значение  $a$  рассматриваемые отсчеты шума  $u_k$  и определим характеристики  $M$ ,  $S^2$  и  $v$  полученного сигнала. График зависимости  $v(a)$  представлен на рисунке 1.

Очевидно, что коэффициент вариации приобретает достаточно большое значение в

случае отсутствия смещения сигнала. Чем больше величина смещения  $a$ , тем меньше значение  $v$ .

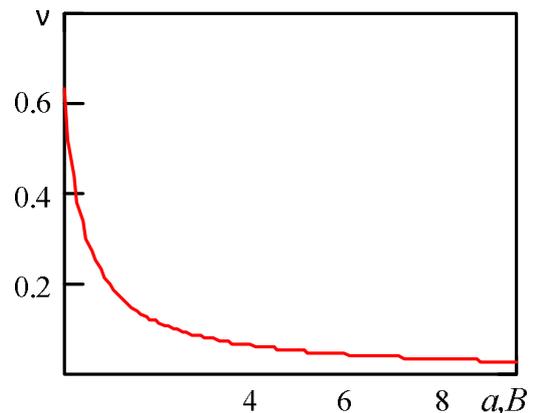


Рисунок 1 – Различия в значениях коэффициента вариации при разных уровнях сигналов

Таким образом, рассматривая значение коэффициента вариации на ограниченной совокупности отсчетов ЭКС, можно сделать вывод о том, какой элемент представляет данная совокупность отсчетов: при большом значении  $v$  совокупность отсчетов представляет собой интервал, при малом – зубец.

В кардиоцикле электрокардосигнала человека-оператора, занимающегося нормальной деятельностью, ТР-сегмент имеет наибольшую длительность среди других элементов. Значения амплитуд отсчетов на этом участке могут использоваться для формирования пороговых уровней определения  $t_k$  [7]. В этом случае ширина окна анализа может быть выбрана равной 0,4 с.

Рассмотрим ЭКС  $u_k$  (рисунок 2), частота дискретизации которого 250 отс/с. Сформируем окно анализа длительностью  $N1=100$  (0,4 с), в котором будем определять математическое ожидание  $u_k$

$$M_k = \frac{1}{N1} \sum_{i=k-N1}^k |u_i|,$$

дисперсию относительно математического ожидания  $M_k$  в окне

$$S1_k^2 = \frac{1}{N1-1} \sum_{i=k-N1}^k (u_i - M_k)^2,$$

дисперсию относительно математического ожидания  $M_i$  каждого шага  $i$  движения окна

$$S2_k^2 = \frac{1}{N1-1} \sum_{i=k-N1}^k (u_i - M_i)^2.$$

Определим коэффициенты вариации при расчете дисперсий разными способами:

$$v1_k = S1/M_k \text{ и}$$

$$v_{2k} = S2/M_k$$

и найдем разность полученных значений:

$$v_k = v_{1k} - v_{2k}.$$

Полученный сигнал  $v_k$  представляет собой нулевой уровень, относительно которого в области ТР-сегмента образуются пики. Используя этот сигнал и пороговый уровень, равный 2-м, можно выделить точки, соответствующие интервалу ТР.

Дисперсия сигнала  $S1_k^2$  на участке ТР-сегмента  $S1_{ТР}$  соответствует дисперсии шума на этом участке, поэтому значение порогового уровня для определения времени  $t_k^*$  отсчетов для каждого следующего кардиоцикла может быть выбрано равным [7]:

$$\Delta_t = 2S1_{ТР}.$$

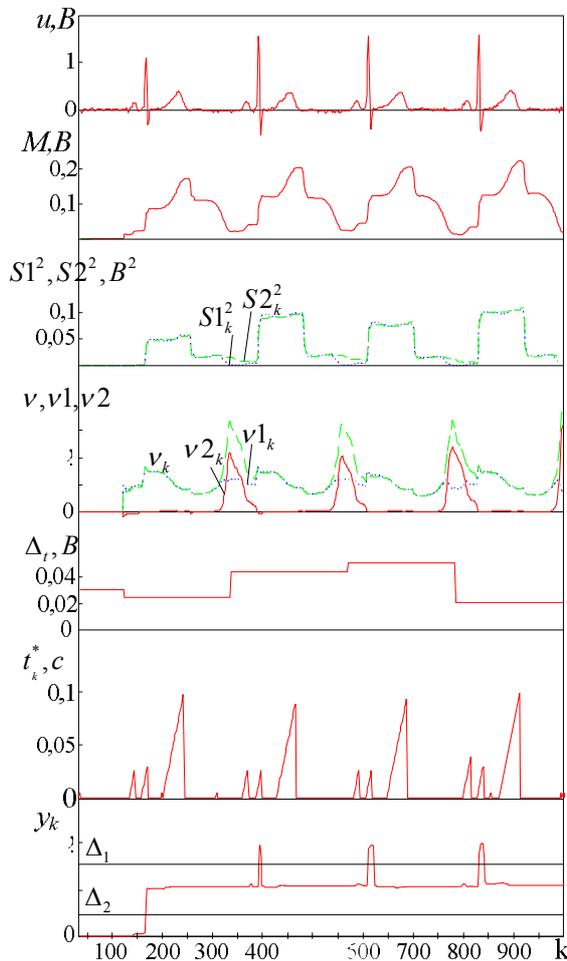


Рисунок 2 – Пример анализа ЭКС

Значение  $t_k^*$  может быть рассчитано по формуле (4).

Используя нелинейные функции [4]

$$\alpha(x) = \frac{1}{(1 + e^{-6(x-0,8)})}$$
 и

$$\beta(x) = \frac{1}{(1 + e^{-400(x-0,01)})(1 + e^{200(x-0,05)})}$$

и задавая  $N=125$ , по формуле (1) сформируем результат нелинейных интегральных преобразований  $y_k$ . Используя формулы (2) и (3), в течение 2500 отсчетов определяют значения  $y_{kCI}$  и  $\Delta_{1,2}$ . На каждом шаге  $y_k$  сравнивается  $\Delta_{1,2}$ , определяется ширина (число отсчетов)  $\Delta N_i$  каждого пика, выходящего за пороговые уровни, и число всех пиков  $q$ . На основе совокупности этих значений рассчитываются параметры ВСР и показатели психоэмоциональной напряженности оператора [8]:

$$\overline{NK} = N + \frac{\sum_{i=1}^q (\pm \Delta N_i)}{q},$$

$$SD = \frac{1}{q-1} \left( q(N - \overline{NK})^2 + 2(N - \overline{NK}) \sum_{i=1}^q (\pm \Delta N_i) + \sum_{i=1}^q (\Delta N_i)^2 \right),$$

$$ИВР = AMo^* / \Delta Y^*,$$

$$ВПР = 1 / (AMo^* \cdot \Delta Y^*),$$

$$ПАПР = AMo^* / Mo^*,$$

$$ИНРС = AMo^* / (2\Delta Y^* \cdot Mo^*),$$

где  $\overline{NK}$  - среднее значение длительности кардиоциклов;

$SD$  - дисперсия длительностей кардиоциклов;

$Mo^*$  - наиболее часто встречаемое значение ширины пиков;

$AMo^*$  - доля пиков с наиболее часто встречающейся шириной;

$\Delta Y^*$  - разность между длительностями самого широкого и самого узкого пиков.

**Обнаружение экстрасистолических комплексов.** Обнаружение экстрасистолических комплексов в задаче определения параметров психоэмоциональной напряженности является необходимым этапом, поскольку, во первых, появление экстрасистолических комплексов свидетельствует об эмоциональных перегрузках, во вторых, экстрасистолические интервалы должны быть исключены из массива длительностей кардиоциклов при расчете параметров variability сердечного ритма и ИВР, ВПР, ПАПР, ИНРС.

Существуют признаки наличия экстрасистолии, к которым относят преждевременное внеочередное сокращение сердца с уменьшением длительности экстрасистолического RR-интервала выше 10 % от средней длительности кардиоцикла и наличие неполной или полной компенсаторной паузы: ТР-сегмент расширен.

Экстрасистолический желудочковый комплекс отличается от обычного систолического комплекса наличием деформации: увеличены амплитуда и длительность такого комплекса [9].

Определить наличие экстрасистолического желудочкового комплекса можно, используя нелинейный интегральный анализ ЭКС. Для этого, принимая тот факт, что амплитуда такого комплекса, как правило, больше 1 мВ, а длительность – больше 0,11 с, необходимо использовать следующие нелинейные функции [3]:

$$\alpha e(x) = \frac{1}{(1 + e^{-6(x-1)})}$$

$$\beta e(x) = \frac{1}{(1 + e^{-600(x-0,1)})(1 + e^{600(x-0,14)})}$$

а длительность окна анализа установить равной  $N$ . В этом случае результат преобразования имеет пик, амплитуда которого превышает 0,3.

Рассмотрим электрокардиосигнал, содержащий желудочковый QRS-комплекс (рисунок 3), амплитуда и ширина которого больше нормальных QRS-комплексов, а также полную компенсаторную паузу.

Проведем нелинейный интегральный анализ по описанному выше способу, определяя разность двух коэффициентов вариаций  $v_k$ , времени отсчетов  $t_k^*$ , результат преобразований  $y_k$ .

$y_k$  представляет собой постоянный уровень, относительно которого образуются пики, причем в области экстрасистолического QRS-комплекса пик широкий как за счет большей амплитуды такого комплекса, так и за счет сокращения длительности экстрасистолического RR-интервала. Образование следующего за ним широкого пика, направленного вниз с амплитудой, близкой к нулю, свидетельствует о полной компенсаторной паузе.

Если использовать нелинейные преобразования с использованием функций  $\alpha e(x)$  и  $\beta e(x)$ , то результат преобразований будет представлять собой уровень, близкий к нулю, относительно которого в области желудочкового экстрасистолического комплекса образуется пик, определить который можно путем сравнения сигнала с пороговым уровнем  $\Delta_3=0,4$ .

**Оценка погрешности нелинейных интегральных преобразований.** Для оценки эффективности использования нелинейных интегральных преобразований и определения параметров психоэмоциональной напряженности необходимо оценить погрешность таких преобразований, а также сравнить ее с погрешностью

в стандартных методиках, в частности основанных на методе Пана-Томпкинса [10].

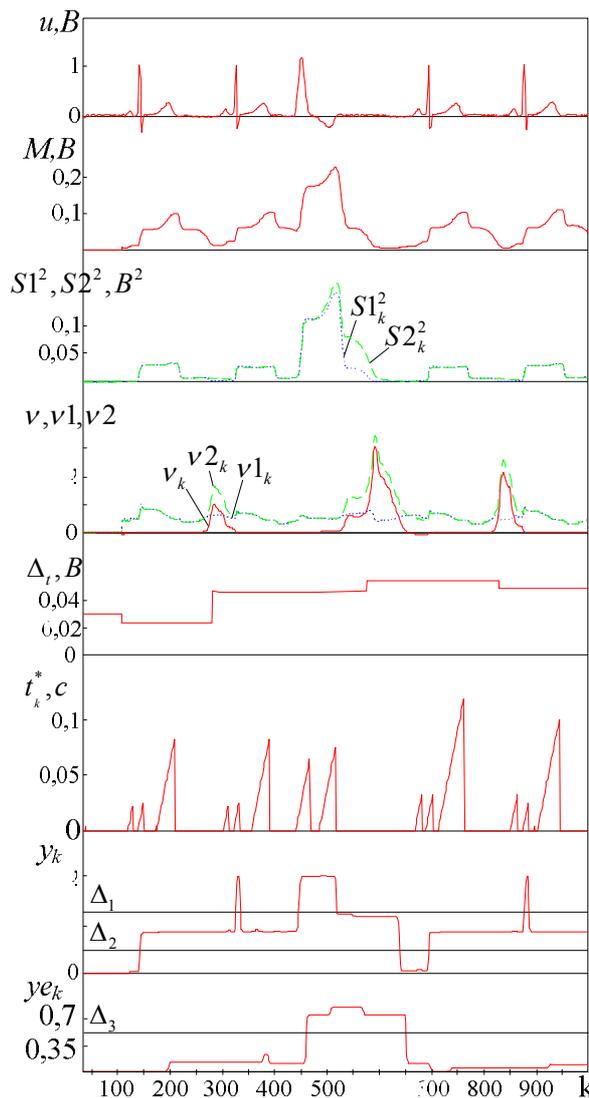


Рисунок 3 – Пример анализа ЭКС с экстрасистолой

Погрешность в определении значений показателей может возникнуть в случае, если за счет погрешности в результате преобразования, сформированного по формуле (1), неточно определится значение  $\Delta N_i$ . Относительная погрешность  $\delta y$  результата преобразования ЭКС может быть оценена с использованием производной [11]:

$$\Delta y_x = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \frac{d(\alpha(x)\beta(t))}{dx} \right)_n \Delta x$$

Поскольку максимальное значение функции  $\beta(x)$  равно 1, а максимальное значение производной  $\alpha(x)$  -  $\max(|\alpha'(x)|) = |-6|/4 = 1,5$ , то максимальное значение абсолютной погрешности:

$$\Delta y_{\max_x} = 1,5N\Delta x$$

Максимальное значение относительной погрешности  $\delta y_{\max_x}$  будет определяться как

$$\delta y_{\max_x} = \frac{\Delta y_{\max_x}}{y_{\max} - y_{\min}},$$

где  $y_{\max}$  и  $y_{\min}$  - максимальное и минимальное значения, которые может принимать результат преобразования. Очевидно, что  $y_{\max}=N$  и  $y_{\min}=0$ , тогда

$$\delta y_{\max_x} = 1,5\Delta x.$$

Для метода Пана-Томпкинса, основанного на анализе ЭКС окном в  $N'=30$  отсчетов (при частоте дискретизации 250 отс/с) с определением энергии сигнала, аналогичные вычисления дают следующие результаты:

$$\Delta y'_x = \sum_{n=0}^{N'-1} \left( \frac{d(x^2)}{dx} \right)_n \Delta x = 2 \sum_{n=0}^{N'-1} x_n \Delta x,$$

$$\Delta y'_{\max_x} = 2N'\Delta x, \quad \delta y'_{\max_x} = 2\Delta x,$$

причем величина  $\Delta y'_{\max_x}$  в отличие от  $\Delta y_{\max_x}$  может возрасти при увеличении амплитуды R-зубца более 1 мВ.

Оценим повышение помехоустойчивости результата преобразования по сравнению с результатом интегрирования ЭКС методом Пана-Томпкинса. При частоте дискретизации 250 отс/с и частоте среза фильтра  $F > 40$  Гц согласно формуле [12]

$$\tau_0 = 1/(2F)$$

отсчеты шума являются независимыми, где  $\tau_0$  - интервал корреляции отсчетов. Тогда отношение сигнал-шум результата преобразования увеличится в  $\sqrt{N/N'} = \sqrt{125/30} \approx 2$  раза.

Таким образом, для рассматриваемого нелинейного интегрального анализа погрешность результата преобразования уменьшается, а отношение сигнал-шум увеличивается по сравнению со стандартными методами Пана-Томпкинса в 2 раза.

**Экспериментальные исследования.** Для апробации предложенного способа определения параметров психоэмоциональной напряженности оператора были проведены экспериментальные исследования в программе MathCad на реальных электрокардиосигналах из стандартной базы ЭКГ-данных MIT-BIH Массачусетского технологического института США. Всего в тестировании из упомянутой базы ЭКГ-данных использовано 30 записей ЭКС с циклом кардиоциклов 30 в каждой. Апробация показала высокую эффективность разработанного способа определения параметров психоэмоциональной напряженности. В частности, для ЭКС, часть

которого показана на рисунке 2, по результатам испытаний были получены следующие значения: ИВР=157,3; ВПР=0,31; ПАПР=46,8; ИНРС=103,4.

**Заключение.** В работе рассмотрено применение нелинейного интегрального анализа электрокардиосигнала для определения параметров психоэмоциональной напряженности оператора. За счет того, что такой анализ осуществляется во временной области, определять требуемые параметры можно в режиме реального времени. Показана возможность повышения достоверности способа за счет определения в окне анализа коэффициентов вариации и динамического формирования уровня для определения текущего времени отсчета зубца. В результате погрешность результата преобразования уменьшается, а отношение сигнал-шум увеличивается по сравнению со стандартными методами Пана-Томпкинса в 2 раза.

Использование рассмотренного способа в блоке контроля состояния оператора человеко-машинных систем позволит определить и оперативно отреагировать на изменение состояния оператора, тем самым снизив риски работы автоматизированных систем от «человеческого фактора».

Работа проводилась при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» (госконтракт №14.740.11.1108).

#### Библиографический список

1. Панченко Л.Л. Диагностика стресса: учеб. пособие. Владивосток: Мор. гос. ун-т, 2005. 35 с.
2. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ /А.Л. Барановский, А.Н. Калиниченко, Л.А. Манило и др.: под ред. А.Л. Барановского и А.П. Немирко. М.: Радио и связь, 1993. 248 с.
3. Варнавский А.Н. Применение нелинейных преобразований электрокардиосигнала для выявления нарушений ритма сердца в режиме реального времени //Материалы всероссийской конференции «Биомедсистемы – 2008». Рязань. 2008. С. 1-5.
4. Варнавский А.Н., Мельник О.В. Энергетический подход к выявлению аритмии электрокардиосигнала //Медицинская техника. 2007. №6. С. 12-15.
5. Варнавский А.Н. Обнаружение аритмий сердца в режиме реального времени //Материалы всероссийской конференции «Биомедсистемы – 2007». Рязань. 2007. С. 223-227.
6. Варнавский А.Н. Использование параметрического цифрового фильтра для выделения временных параметров элементов ЭКС //Физика полупроводников. Микроэлектроника. Радиоэлектронные устройства: межвуз. сб. науч. тр. Рязань. 2007. С. 33-38.
7. Варнавский А.Н., Мельник О.В., Михеев А.А.

Метод выделения опорной точки в каждом кардиоцикле //Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2005. №1-2. С. 36-39.

8. *Варнавский А.Н.* Возможность определения параметров variability сердечного ритма оператора в условиях реальной трудовой деятельности //Физика полупроводников. Микроэлектроника. Радиоэлектронные устройства: межвуз. сб. науч. тр. Рязань. 2009. С. 25-29.

9. *Мурашко В.В., Струтынский А.В.* Электрокардиография: учеб. пособие. М.: ООО «МЕДпресс»,

1998. 313 с.

10. *Нагин В.А., Селищев С.В.* Особенности реализации алгоритмов выделения QRS-комплексов для ЭКГ-систем реального времени //Медицинская техника. 2001. №6. С. 18 – 23.

11. *Соренков Э.И., Телига А.И., Шаталов А.С.* Точность вычислительных устройств и алгоритмов. М.: Машиностроение, 1979. 200 с.

12. *Харкевич А.А.* Борьба с помехами. М.: Наука, 1965. 276 с.