

УДК 621.391.037

## **КЛАССИФИКАТОР СВЯЗНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ КОМБИНАЦИИ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ**

**А. П. Дятлов, А. Н. Шостак**

**Институт радиотехнических систем и управления инженерно-технологической  
академии Южного Федерального Университета**

Статья получена 27 марта 2014 г.

**Аннотация.** Исследованы алгоритм и структура классификатора связных сигналов, инвариантного к неопределенности о несущей частоте сигнала и обладающего расширенными функциональными возможностями. Исследованы особенности функционирования классификатора при использовании различных информативных признаков. Представлен стенд для моделирования процесса распознавания и оптимизации основных характеристик классификатора.

**Ключевые слова:** экспресс-анализ, радиомониторинг, классификатор, корреляционно-фильтровое устройство, параллельный спектроанализатор, вид модуляции, вероятность ошибочного решения, отношение сигнал/помеха.

**Abstract.** Structures and algorithms classifier communication signals, which is invariant to uncertainty about the carrier frequency signal and has advanced features, are investigated. Features of the functioning of the classifier using a variety of informative signs are investigated. A stand for modeling the recognition process and optimization of the basic characteristics of the classifier is presented.

**Keywords:** express analysis, radio monitoring, classifier, correlation-filtration device, parallel spectrum analyzer, modulation type, the probability of a wrong decision, signal-to-noise ratio.

Стремительное развитие электронных компонентов приводит к появлению новых, ранее недоступных радиоэлектронных систем (РЭС), которые, благодаря своей дешевизне и компактности, внедряются во многие сферы

человеческой деятельности. В свою очередь, это существенно усложняет радиоэлектронную обстановку (РО) и порождает проблемы с обеспечением электромагнитной совместимости (ЭМС).

Поэтому проведение радиочастотного мониторинга (РМ) в условиях наличия кратковременно работающих РЭС требует от экспресс-анализаторов (ЭА) высокого быстродействия и достоверности. Для увеличения эффективности обработки информации современные ЭА используют автоматические классификаторы сигналов.

Задача классификации вида модуляции сигнала относится к актуальным проблемам РМ и может решаться при использовании спектральных, корреляционных и комбинированных алгоритмов обработки информации. К недостаткам спектральных классификаторов следует отнести то обстоятельство, что они в основном применяются при классификации непрерывных сигналов [1], а к недостаткам корреляционных классификаторов следует отнести то обстоятельство, что они в основном применяются при классификации импульсных сигналов [1].

В данной статье исследуется алгоритм и структура классификатора связанных сигналов (КСС) независимого от априорной неопределённости об их несущей частоте и обеспечивающего оперативную классификацию широкого перечня как импульсных, так и непрерывных связанных сигналов с различными видами модуляции.

КСС помещается на выходе УПЧ в приёмной части ЭА.

Структурная схема КСС приводится на рис. 1, где КФУ – корреляционно-фильтровое устройство;  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_3$  – полосовые фильтры; ПЛЗ – перестраиваемая линия задержки; П – перемножитель; Г – гетеродин; ПСА – параллельный спектроанализатор; Упр – управитель; РУ – решающее устройство.

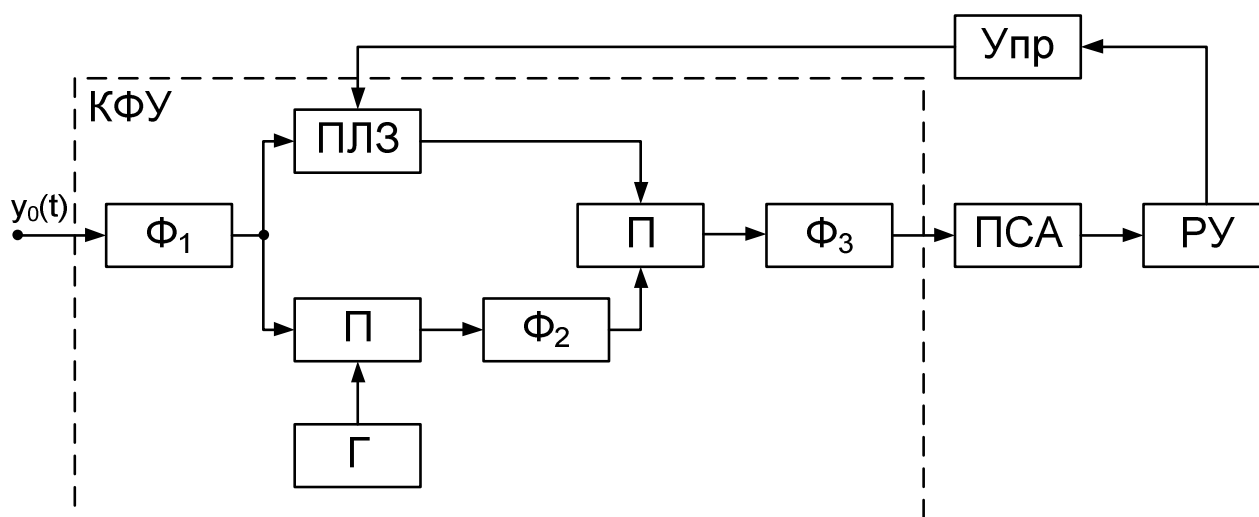


Рис. 1. Структурная схема КСС

Принцип действия КСС заключается в следующем. КФУ выполняет перенос входного сигнала на фиксированную частоту и осуществляет трансформацию его спектрального распределения, позволяющую ПСА выделить необходимые информативные признаки и принять решение о типе модуляции сигнала.

Для упрощения анализа будем полагать, что в процессе РМ будут использованы различные виды селекции (поляризационная, пространственная, частотная или временная), которые обеспечат сведение многокомпонентной РО к двухкомпонентной модели РО, чтобы на вход полосового фильтра  $\Phi_1$  подавался двухкомпонентный процесс

$$y_0(t) = S_{0i}(t, l_i, \vec{\alpha}) + n_0(t), \quad i \in [1, L],$$

где  $S_{0i}(t, l_i, \vec{\alpha})$  – сигнал с неизвестным видом модуляции  $l_i$  и совокупностью сопутствующих параметров  $\vec{\alpha} = \{\alpha_1, \dots, \alpha_m\}$ , характеризующими уровень априорной неопределённости, влияние мультипликативной помехи и т.д.;  $n_0(t)$  – гауссовая стационарная помеха с известной автокорреляционной функцией

$$R_{n_0} = \sigma_{n_0}^2 \text{sinc}(\Delta f_{\text{пч}} \tau) \cos \omega_{\text{пч}} \tau,$$

где  $\sigma_{n_0}^2$  – дисперсия  $n_0(t)$ ;  $\Delta f_{\text{пч}}$  – полоса пропускания УПЧ;  $f_{\text{пч}} = \frac{\omega_{\text{пч}}}{2\pi}$  – промежуточная частота;  $L$  – количество классифицируемых видов модуляции.

После принятых допущений рассмотрим подробнее процесс обработки сигнала  $S_{0i}(t, l_i, \vec{\alpha})$  в КФУ. Для этого проведём анализ напряжений на выходах его функциональных узлов (ФУ):

$$U_{2i}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\Phi_1}(t-x)S_{0i}(x)dx; h_{\Phi_1}(t) = 2\Delta f_1 \text{sinc}(\pi\Delta f_1 t) \cos\omega_1 t;$$

$$\Delta f_1 = \Delta f_{\text{пч}}; \omega_1 = \omega_{\text{пч}}; f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}; f_{\text{пч}} = \frac{\omega_{\text{пч}}}{2\pi}; U_{3i}(t) = K_{\text{лз}} U_{2i}(t - \tau_i);$$

$$U_{4i}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\Phi_2}(t-x)U_{2i}(x)U_{\Gamma}(x)dx; h_{\Phi_2}(t) = 2\Delta f_2 \text{sinc}(\pi\Delta f_2 t) \cos\omega_2 t;$$

$$\Delta f_2 = \Delta f_{\text{пч}}; \omega_2 = \omega_{\Gamma} + \omega_{\text{пч}}; f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}; U_{\Gamma}(t) = U_{m\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t); f_{\Gamma} = \frac{\omega_{\Gamma}}{2\pi},$$

где  $U_{2i}(t)$  – напряжение на выходе полосового фильтра  $\Phi_1$ ;  $U_{3i}(t)$  – напряжение на выходе ПЛЗ;  $U_{4i}(t)$  – напряжение на выходе полосового фильтра  $\Phi_2$ ;  $U_{\Gamma}(t)$  – напряжение гетеродина  $\Gamma$ ;  $K_{\text{лз}}$  – коэффициент передачи ПЛЗ по напряжению;  $\tau_i$  – величина задержки, вносимой ПЛЗ;  $h_{\Phi_1}(t), h_{\Phi_2}(t)$  – импульсная реакция фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ ;  $f_1, f_2$  – средняя частота фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ ;  $\Delta f_1, \Delta f_2$  – полоса пропускания фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ ;  $f_{\Gamma}$  – частота гетеродина  $\Gamma$ .

На выходе КФУ после полосового фильтра  $\Phi_3$  получаем напряжение, представляющее трансформированное спектральное распределение сигнала

$$U_{\Phi_j}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\Phi_3}(t-x)U_{3i}(x)U_{4i}(x)dx; h_{\Phi_3}(t) = 2\Delta f_3 \text{sinc}(\pi\Delta f_3 t) \cos\omega_3 t;$$

$$\omega_3 = \omega_{\Gamma}; j \in [1,10],$$

где  $U_{\Phi_j}(t)$  – напряжение на выходе полосового фильтра  $\Phi_3$ , при приёме сигнала  $j$ -го класса;  $h_{\Phi_3}(t)$  – импульсная реакция фильтра  $\Phi_3$ ;  $\Delta f_3$  – полоса пропускания фильтра  $\Phi_3$ ;  $\omega_3$  – средняя частота фильтра  $\Phi_3$ ;  $j$  – номер класса сигнала.

Трансформированное спектральное распределение сигнала позволяет выявить в нём необходимые информативные признаки о виде модуляции. Для

этого выполним расчёт временного и спектрального представления напряжения  $U_{\phi j}(t)$  при приёме сигнала  $j$ -го класса. Полученные результаты приводятся в табл. 1 и 2. Описание перечня классифицируемых связанных сигналов приводится в табл. 1.

Анализ спектральных представлений, приведённых в табл. 2, указывает на то, что работа КФУ позволяет вскрывать и использовать в качестве информативных признаков ранее недоступные спектральные компоненты, а их уровень, значение частоты и ширина спектра зависят от величины временного сдвига  $\tau_i$ , вносимого ПЛЗ [2].

Поэтому, с целью оптимизации величины задержки  $\tau_i$  и повышения надёжности классификации, в КФУ выполняется вначале панорамная перестройка ПЛЗ в соответствии со следующим выражением:

$$\tau_i = \tau_n + (i - 1)\Delta\tau_{ш}; i \in [1, M_1]; M_1 = \frac{\tau_b - \tau_n}{\Delta\tau_{ш}}; \tau_n \geq \tau_{kn}; T_{ц} = M_1 T_{ш},$$

где  $\tau_n, \tau_b$  – нижняя и верхняя границы диапазона изменения задержки, вносимой ПЛЗ;  $\Delta\tau_{ш}$  – шаг перестройки ПЛЗ;  $M_1$  – количество шагов перестройки ПЛЗ;  $\tau_{kn}$  – интервал корреляции помехи;  $T_{ш}, T_{ц}$  – длительность шага и цикла перестройки ПЛЗ.

Таблица 1. Временное представление сигналов на входе и выходе КФУ

Класс сигнала	Входной процесс	Выходной процесс
1. ГС – гармонический сигнал	$S_1(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)$	$U_{\phi 1}(t) = \frac{K_{\pi} U_{ms}^2}{2} \cos(2\pi f_{\Gamma} t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i);$ $\tau_i \in [\tau_{\text{Н}}, \tau_{\text{В}}]$
2. АМС – амплитудномодулированный сигнал	$S_2(t) = U_{ms}(1 + m_a \cos 2\pi F_2 t) \cdot \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)$	$U_{\phi 2}(t) = \frac{K_{\pi} U_{ms}^2}{2} \sum_{i=1}^5 U_{ai}(t);$ $U_{a1}(t) = \left(1 + \frac{m_a^2}{2} \cos 2\pi F_2 \tau_i\right) \cos(2\pi f_{\Gamma} t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i);$ $U_{a2,3}(t) = \frac{m_a}{2} \cos[2\pi(f_{\Gamma} \pm F_2)t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i];$ $U_{a4,5}(t) = \frac{m_a^2}{4} \cos[2\pi(f_{\Gamma} \pm 2F_2)t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i]$
3. БМС – балансно-модулированный сигнал	$S_3(t) = U_{ms}(\cos 2\pi F_3 t) \cdot \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)$	$U_{\phi 3}(t) = \frac{K_{\pi} U_{ms}^2}{2} \sum_{i=1}^3 U_{6i}(t);$ $U_{61}(t) = \cos(2\pi F_3 \tau_i) \cos(2\pi f_{\Gamma} t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i);$ $U_{62,3}(t) = \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_{\Gamma} \pm 2F_3)(t + \tau_i) + \varphi_s]$
4. ЧМГ – частотно-модулированный сигнал с гармонической модуляцией	$S_4(t) = U_{ms} \cos[2\pi f_s t + m_f \cos(2\pi F_4 t) + \varphi_s];$ $\Delta f_{\text{д}} = m_f F_4$	$U_{\phi 4}(t) = U_{\phi 41}(t) + U_{\phi 42}(t);$ $U_{\phi 41}(t) = \frac{K_{\pi} U_{ms}^2}{2} J_0[m_f \sin(\pi F_4 \tau_i)] \cos[2\pi f_{\Gamma} t + \varphi_s];$ $U_{\phi 42}(t) = \frac{K_{\pi} U_{ms}^2}{2} \sum_{n=1}^m J_n[m_f \sin(\pi F_4 \tau_i)] \cos[2\pi(f_{\Gamma} \pm nF_4)t + \varphi_s]$
5. ФМС – фазоманипулированный сигнал	$S_5(t) = U_{ms} \Pi(t) \cos(2\pi f_s t + \varphi_s);$ $\Pi(t) = \sum_{j=1}^N a_j \text{rect}(t - t_j); a_j \in [-1, +1]; N = \frac{T_c}{T_3};$	$U_{\phi 5}(t) = \frac{K_{\pi} U_{ms}^2}{2} \sum_{i=1}^3 U_{\phi mi}(t);$ $U_{\phi m1}(t) = r_s(\tau_i) \cos(2\pi f_{\Gamma} t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i);$

	$\text{rect}(t - t_j) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (j - 1)T_3 \leq t_j \leq t_0 + jT_3 \\ 0 & \text{при других } t \end{cases}$	$U_{\phi M2}(t) = \frac{\tau_i}{T_3} \sum_{\substack{n \neq 0 \\ n = -\infty}}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{\pi n \tau_i}{T_3}\right) \cos\left[2\pi\left(f_r + \frac{n}{T_3}\right)t + \varphi_s + 2\pi f_s \tau_i\right]; F_5 = \frac{1}{T_3}$ $U_{\phi M3}(t) = \frac{\tau_i}{\sqrt{T_3}} \cos[2\pi f_r t + \Delta\varphi(t, \tau_i)]$
6. ЛЧМС <sub>1</sub> – импульсный линейночастотномодулированный сигнал с нарастающей или спадающей частотой	$S_6(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_n t \pm \pi \beta t^2 + \varphi_s)$ <p>при <math>t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_n</math>;  <math>\Delta f_s = \beta \tau_n = f_B - f_n</math></p>	$U_{\phi 6}(t) = \frac{K_n U_{ms}^2}{2} \cos[2\pi(f_r + \beta \tau_i)t + \varphi_s]; F_6 = \beta \tau_i$ <p>при <math>t_0 + \tau_i \leq t \leq t_0 + \tau_n</math></p>
7. ЛЧМС <sub>2</sub> – линейночастотномодулированный сигнал с несимметричным пилообразным законом изменения частоты	$S_7(t) = S_{71}(t) + S_{72}(t) \text{ при } N = 2;$ $S_{71}(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_n t + \pi \beta_1 t^2 + \varphi_s)$ <p>при <math>t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_{n1}</math>; <math>\Delta f_d = \beta_1 \tau_{n1}</math>;  <math>S_{72}(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_B t - \pi \beta_2 t^2 + \varphi_s)</math> <p>при <math>t_0 + \tau_{n1} \leq t \leq t_0 + \tau_{n1} + \tau_{n2}</math>; <math>f_B = f_n + \Delta f_d</math>;  <math>\beta_2 = \frac{\Delta f_d}{\tau_{n2}}</math></p> </p>	$U_{\phi 7}(t) = U_{\phi 71}(t) + U_{\phi 72}(t);$ $U_{\phi 71}(t) = \frac{K_n U_{ms}^2}{2} \cos[2\pi(f_r + \beta_1 \tau_i)t + \varphi_s]; F_6 = \beta_1 \tau_i$ <p>при <math>t_0 + \tau_i \leq t_j \leq t_0 + \tau_{n1}</math>; <math>\tau_i \ll \tau_{n1}</math>;  <math>U_{\phi 72}(t) = \frac{K_n U_{ms}^2}{2} \cos[2\pi(f_r - \beta_2 \tau_i)t + \varphi_s]; F_7 = \beta_2 \tau_i</math> <p>при <math>t_0 + \tau_{n1} + \tau_i \leq t \leq t_0 + \tau_{n1} + \tau_{n2}</math></p> </p>
8. ЛЧМС <sub>3</sub> – линейночастотномодулированный сигнал с симметричным пилообразным законом изменения частоты	$S_8(t) = S_{81}(t) + S_{82}(t) \text{ при } N = 2;$ $S_{81}(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_n t + \pi \beta t^2 + \varphi_s)$ <p>при <math>t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_{n1}</math>;  <math>S_{82}(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_B t - \pi \beta t^2 + \varphi_s); f_B = f_n + \Delta f_d</math>;  <math>\Delta f_d = \beta \tau_n</math>; при <math>t_0 + \tau_{n1} \leq t \leq t_0 + 2\tau_{n1}</math></p>	$U_{\phi 8}(t) = U_{\phi 81}(t) + U_{\phi 82}(t);$ $U_{\phi 81}(t) = \frac{K_n U_{ms}^2}{2} \cos[2\pi(f_r + \beta \tau_i)t + \varphi_s]$ <p>при <math>t_0 + \tau_i \leq t \leq t_0 + \tau_{n1}</math>; <math>\tau_i \ll \tau_{n1}</math>;  <math>U_{\phi 82}(t) = \frac{K_n U_{ms}^2}{2} \cos[2\pi(f_r - \beta \tau_i)t + \varphi_s]</math> <p>при <math>t_0 + \tau_{n1} + \tau_i \leq t \leq t_0 + 2\tau_{n1}</math></p> </p>
9. СППРЧ – сигнал с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты	$S_9(t) = U_{ms} \cos(2\pi[f_n + (l - 1)\Delta f]t + \varphi_s)$ <p>при <math>t_0 + (l - 1)T_3 \leq t_l \leq t_0 + lT_3</math>;  <math>l \in [1, M]; M = \frac{\Delta f_s}{\Delta f}; f_l = f_n + (l - 1)\Delta f</math></p>	$U_{\phi 9}(t) = U_{\phi 91}(t) + \sum_{j=1}^M U_{\phi 92j}(t);$ $U_{\phi 91}(t) = \frac{K_n U_{ms}^2}{2} \left(1 - \frac{\tau_i}{T_3}\right) \cos[2\pi f_r t + \varphi_s]$ <p>при <math>t_0 + (l - 1)T_3 + \tau_i \leq t_l \leq t_0 + lT_3</math>;</p>

		$U_{\phi 92}(t) = \frac{K_{\Pi} U_{ms}^2 \tau_i}{2 T_3} \cos[2\pi(f_r + F_l)t]$ <p>при <math>t_0 + (l - 1)T_3 + T_3 - \tau_i \leq t_l \leq t_0 + lT_3</math>;  <math>F_l = f_{l+1} - f_l</math>; <math>\tau_i \leq T_3</math>; <math>F_l \in [\Delta f; l\Delta f]</math></p>
10. ШС – шумовой сигнал	$S_{10}(t) = U(t) \cos[2\pi f_n t + \varphi(t)];$ $\sigma_s^2 = N_s \Delta f_s$	$U_{\phi 10}(t) = U_{\phi 101}(t) + U_{\phi 102}(t);$ $U_{\phi 101}(t) = K_{\Pi} \sigma_s^2 r_s(\tau_j) \cos 2\pi f_r t; r_s(\tau_j) = \text{sinc } \pi \Delta f_s \tau;$ $U_{\phi 102}(t) = K_{\Pi} \sigma_s^2 \sqrt{1 + r_s^2(\tau_i)} \cos[2\pi f_r t + \Delta \varphi(t, \tau_i)]$

Таблица 2. Спектральное представление сигналов на выходе КФУ

Класс сигналов	Энергетический спектр	Класс сигналов	Энергетический спектр
1. ГС	$G_1(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \text{sinc}^2[\pi(f - f_r)T_s]$ инвариантен к $\tau_i$	6. ЛЧМС <sub>1</sub>	$G_6(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} (\tau_{и1} - \tau_i)^2 \text{sinc}^2[\pi(f - f_r \pm \beta \tau_i)]$
2. АМС	$G_2(f) = G_{21}(f) + G_{22}(f) + G_{23}(f) + G_{24}(f) + G_{25}(f);$ $G_{21}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \left[ 1 + \frac{m_a^2}{2} \cos 2\pi F_2 \tau_i \right]^2 \text{sinc}^2[\pi(f - f_r)T_s];$ $G_{22}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \frac{m_a^2}{4} \text{sinc}^2[\pi(f - f_r + F_2)T_s];$ $G_{23}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \frac{m_a^2}{4} \text{sinc}^2[\pi(f - f_r - F_2)T_s];$ $G_{24}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \frac{m_a^2}{16} \text{sinc}^2[\pi(f - f_r + 2F_2)T_s];$ $G_{25}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \frac{m_a^2}{16} \text{sinc}^2[\pi(f - f_r - 2F_2)T_s]$	7. ЛЧМС <sub>2</sub>	$G_7(f) = G_{71}(f) + G_{72}(f);$ $G_{71}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} (\tau_{и1} - \tau_i)^2 \text{sinc}^2[\pi(f - f_r + \beta_1 \tau_i)];$ $G_{72}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} (\tau_{и2} - \tau_i)^2 \text{sinc}^2[\pi(f - f_r - \beta_2 \tau_i)]$
3. БМС	$G_3(f) = G_{31}(f) + G_{32}(f) + G_{33}(f);$ $G_{31}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \cos^2(2\pi F_3 \tau_i) \text{sinc}^2[\pi(f - f_r)T_s];$	8. ЛЧМС <sub>3</sub>	$G_8(f) = G_{81}(f) + G_{82}(f);$ $G_{81}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} (\tau_{и1} - \tau_i)^2 \text{sinc}^2[\pi(f - f_r + \beta_1 \tau_i)];$



	$G_{32}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r + 2F_3)T_s];$ $G_{33}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r - 2F_3)T_s]$		$G_{82}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} (\tau_{n1} - \tau_i)^2 \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r - \beta_1 \tau_i)]$
4. ЧМГ	$G_4(f) = G_{41}(f) + G_{42}(f);$ $G_{41}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s J_0^2[m_f \sin(\pi F_4 \tau_i)] \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r)T_s];$ $G_{42}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} T_s \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2[m_f \sin(\pi F_4 \tau_i)] \cos(2\pi n \tau_i) \times$ $\times \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r \pm nF_4)T_s]$	9. СППРЧ	$G_9(f) = G_{91}(f) + G_{92}(f);$ $G_{91}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} \left(1 - \frac{\tau_i}{T_3}\right)^2 \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r)(T_3 - \tau_i)];$ $G_{92}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} \frac{\tau_i^2}{T_3^2} \sum_{j=1}^M \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r \pm jF_i)\tau_i]$
5. ФМС	$G_5(f) = G_{51}(f) + G_{52}(f) + G_{53}(f);$ $G_{51}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} r_s^2(\tau_i) T_s \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r)T_s]; r_s^2(\tau_i) = 1 - \frac{\tau_i}{T_3};$ $G_{52}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} \frac{\tau_i^2}{T_3^2} \sum_{n \neq 0}^{\infty} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi n \tau_i}{T_3}\right) \operatorname{sinc}^2\left[\pi\left(f - f_r \pm \frac{n}{T_3}\right)\right];$ $G_{53}(f) = \frac{K_{\Pi}^4 U_{ms}^4}{4} \frac{\tau_i^2}{T_3^2} \operatorname{sinc}^2(\pi f \tau_i)$	10. ШС	$G_{10}(f) = G_{101}(f) + G_{102}(f);$ $G_{101}(f) = K_{\Pi}^2 \sigma_s^4 r_s^2(\tau_i) (\operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r)(T_s - \tau_i)] + \delta(f - f_r));$ $G_{102}(f) = \frac{K_{\Pi}^2 \sigma_s^4 [1 + r_s^2(\tau_i)]}{2\Delta f_s} \sum_{\substack{k \neq 0 \\ k = \frac{\Delta f_s}{2\Delta f_k} \\ k = -\frac{\Delta f_s}{2\Delta f_k}}} \operatorname{sinc}^2[\pi(f - f_r + f_k)(T_s - \tau_i)]$

Пояснения к табл.1 и 2:

$U_{ms}, f_s, \varphi_s$  – амплитуда, частота и начальная фаза сигнала;  $K_{\Pi}$  – коэффициент передачи размерностью 1/B;  $\tau_i$  – временной сдвиг, вносимый ПЛЗ, на  $i$ -м шаге перестройки ПЛЗ;  $m_a, m_f$  – индексы амплитудной и частотной модуляции;  $F \in [F_2 \div F_7]$  – модулирующая частота;  $\Delta f_d$  – девиация частоты;  $\Pi(t)$  – манипулирующая последовательность с длительностью элемента  $T_3$ , псевдослучайными коэффициентами  $a_j$ ;  $rect(x)$  – временное окно;  $r_s(\tau_i)$  – коэффициент корреляции сигнала при  $\tau_i$ ;  $\Delta\varphi(t, \tau_i)$  – псевдослучайная разность фаз;  $f_n, f_b$  – нижняя и верхняя границы ширины спектра сигнала;  $\beta, \tau_{\Pi}$  – скорость перестройки частоты и длительность элемента ЛЧМС;  $f_l, \Delta f, T_3$  – текущая частота, величина частотного скачка и элемента СППРЧ;  $T_s$  – длительность наблюдения за сигналом;  $M$  – количество частот в частотно-временной матрице СППРЧ;  $f_n, \Delta f_s, \varphi(t)$  – средняя частота, ширина спектра и фаза ШС;  $\sigma_s^2, N_s, r_s(\tau_i)$  – дисперсия, спектральная плотность, коэффициент корреляции ШС;  $F_l$  – разность текущих частот между соседними элементами частотно-временной матрицы СППРЧ;  $J_0(x), J_n(x)$  – функция Бесселя нулевого и  $n$ -го порядков.

После необходимых преобразований в КФУ, сигнал подаётся на вход ПСА, состоящего из  $n_k$  каналов, в которых осуществляется фильтрация спектральных компонентов напряжения  $U_{\Phi}(t)$  и их линейное детектирование согласно следующему соотношению:

$$U(T, f_k) = \frac{1}{T} \int_0^T \left| \int_{-\infty}^t h_k(t-x) U_{\Phi}(x) dx \right| dt; \quad h_k(t, f_k) = 2\Delta f_k \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_k t) \cos 2\pi f_k t,$$

где  $U(T, f_k)$  – напряжение на выходе канала ПСА с частотой  $f_k$ ;  $h_k(t, f_k)$  – импульсная реакция  $k$ -ого полосового фильтра с частотой  $f_k$ ;  $\Delta f_k$  – ширина полосовых фильтров в каналах ПСА;  $T$  – постоянная интегрирования на выходе каналов ПСА.

Напряжения  $U(T, f_k)$  со всех каналов ПСА поступают в РУ, где на каждом шаге перестройки ПЛЗ происходит обнаружение спектральных компонентов напряжения  $U_\phi(t)$ , а также оценка их амплитуды и частоты.

Информация, полученная в РУ, позволяет определить оптимальную величину задержки  $\tau_i$ , которая с помощью Упр устанавливается в ПЛЗ для осуществления классификации в режиме с фиксированной настройкой ПЛЗ, что позволяет увеличить время накопления сигнала и, соответственно, достоверность классификации.

Величина полосы пропускания и постоянная интегрирования в каналах ПСА выбираются из следующих условий:  $\Delta f_k < F$ ;  $T \leq T_s$ ;  $\Delta f_k T = 1$ , а ширина рабочего частотного диапазона ПСА выбирается из условия  $\Delta f_a \leq \Delta f_n$ .

При приёме ГС алгоритм классификации имеет вид:

$$H_1: \{U(T, f_\Gamma) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_k \neq f_\Gamma)) < U_{\text{пор}}\} \text{ при } \tau_i \in [\tau_n, \tau_b],$$

где  $H_1$  – гипотеза о классификации ГС;  $U(T, f_\Gamma)$  – напряжение на выходе канала ПСА с  $f_k = f_\Gamma$ ;  $U(T, (f_k \neq f_\Gamma))$  – напряжение на выходе каналов ПСА с  $f_k \neq f_\Gamma$ ;  $U_{\text{пор}}$  – пороговое напряжение.

При приёме АМС алгоритм классификации имеет вид:

$$H_2: \{U(T, f_\Gamma) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_\Gamma + F_2)) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_\Gamma - F_2)) > U_{\text{пор}}; \\ U(T, f_\Gamma) > U(T, (f_\Gamma \pm F_2))\} \text{ при } \tau_i \in [0, \tau_b]; \tau_b < \frac{1}{4F_2},$$

где  $H_2$  – гипотеза о классификации АМС;  $U(T, (f_\Gamma + F_2)), U(T, (f_\Gamma - F_2))$  – напряжение на выходе каналов ПСА с  $f_k = f_\Gamma + F_2$  и  $f_k = f_\Gamma - F_2$ .

При приёме БМС алгоритм классификации имеет вид:

$$H_3: \left\{ U(T, f_\Gamma) < U_{\text{пор}} \text{ при } \cos(2\pi F_3 \tau_i) \rightarrow 0; U(T, (f_\Gamma \pm 2F_3)) > U_{\text{пор}} \text{ при } \tau_i = \frac{1}{4F_3} \right\},$$

где  $H_3$  – гипотеза о классификации БМС.

При приёме ЧМГ алгоритм классификации имеет вид:

$$H_4: \left\{ \begin{array}{l} U(T, f_\Gamma) > U_{\text{пор}} \text{ при } \tau_i = 0; \\ [U(T, f_\Gamma) < U_{\text{пор}}; U(T, (f_\Gamma \pm F_4)) > U_{\text{пор}}] \text{ при } m_f \sin(\pi F_4 \tau_i) = 2,4 \end{array} \right\},$$

где  $H_4$  – гипотеза о классификации ЧМС.

При приёме ФМС алгоритм классификации имеет вид:

$$H_5: \left\{ \begin{array}{l} \left[ U(T, f_r) > U_{\text{пор}}; U\left(T, \left(f_r \pm \frac{1}{T_3}\right)\right) > U_{\text{пор}} \right] \text{ при } \tau_i = \frac{T_3}{2}; \\ \left[ U(T, f_r) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_k \neq f_r)) > U_{\text{пор}} \right] \text{ при } \tau_i = T_3, \end{array} \right\}$$

где  $H_5$  – гипотеза о классификации ФМС;  $U\left(T, \left(f_r \pm \frac{1}{T_3}\right)\right)$  – напряжение на выходе каналов ПСА с  $f_r \pm \frac{1}{T_3}$ .

При приёме ЛЧМС<sub>1</sub> алгоритм классификации имеет вид:

$$\left. \begin{array}{l} H_{61}: U(T, (f_r + \beta\tau_i)) > U_{\text{пор}} \\ H_{62}: U(T, (f_r - \beta\tau_i)) > U_{\text{пор}} \end{array} \right\} \text{ при } \tau_i \in \left[ \frac{2\Delta f_k}{\beta}; \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right],$$

где  $H_{61}, H_{62}$  – гипотеза о классификации ЛЧМС<sub>1</sub> с нарастающим или спадающим законом изменения частоты;  $U(T, (f_r \pm \beta\tau_i))$  – набор напряжений на выходе каналов ПСА при различных значениях  $\tau_i$ .

При приёме ЛЧМС<sub>2</sub> алгоритм классификации имеет вид:

$$H_7: \{U(T, (f_r + \beta\tau_i)) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_r - \beta\tau_i)) > U_{\text{пор}}\} \text{ при } \tau_i \in \left[ \frac{2\Delta f_k}{\beta}; \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right],$$

где  $H_7$  – гипотеза о классификации ЛЧМС<sub>2</sub>.

При приёме ЛЧМС<sub>3</sub> алгоритм классификации имеет вид:

$$H_8: U(T, (f_r \pm \beta\tau_i)) > U_{\text{пор}} \text{ при } \tau_i \in \left[ \frac{2\Delta f_k}{\beta}; \frac{\tau_{\text{и}}}{2} \right],$$

где  $H_8$  – гипотеза о классификации ЛЧМС<sub>3</sub>.

При приёме СППРЧ алгоритм классификации имеет вид:

$$H_9: \{U(T, f_r) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_r \pm F_l)) > U_{\text{пор}}\} \text{ при } \tau_i = \frac{T_3}{2},$$

где  $H_9$  – гипотеза о классификации СППРЧ;  $U(T, (f_r \pm F_l))$  – набор напряжений на выходах каналов ПСА с частотами  $f_r \pm F_l$ .

При приёме ШС алгоритм классификации имеет вид:

$$H_{10}: \{U(T, f_r) > U_{\text{пор}}; U(T, (f_k \neq f_r)) < U_{\text{пор}}\} \text{ при } \tau_i > \tau_{ks},$$

где  $H_{10}$  – гипотеза о классификации ШС;  $\tau_{ks}$  – интервал корреляции ШС.

Достоверность классификации сигналов зависит от таких характеристик, как отношения сигнал/помеха на входе АКС  $g_{вх}$ , выходе КФУ  $g_k$  и выходе каналов ПСА  $g$ , при которых обеспечивается допустимая вероятность ошибочной классификации  $P_{ош}$ .

Анализ достоверности классификации является предметом дальнейших исследований.

Для проверки результатов исследования и выполнения оптимизации параметров классификатора, воспользуемся программой системного проектирования SystemVue 6.0. Полученная функциональная схема КСС и параметры ФУ приводится на рис. 2.

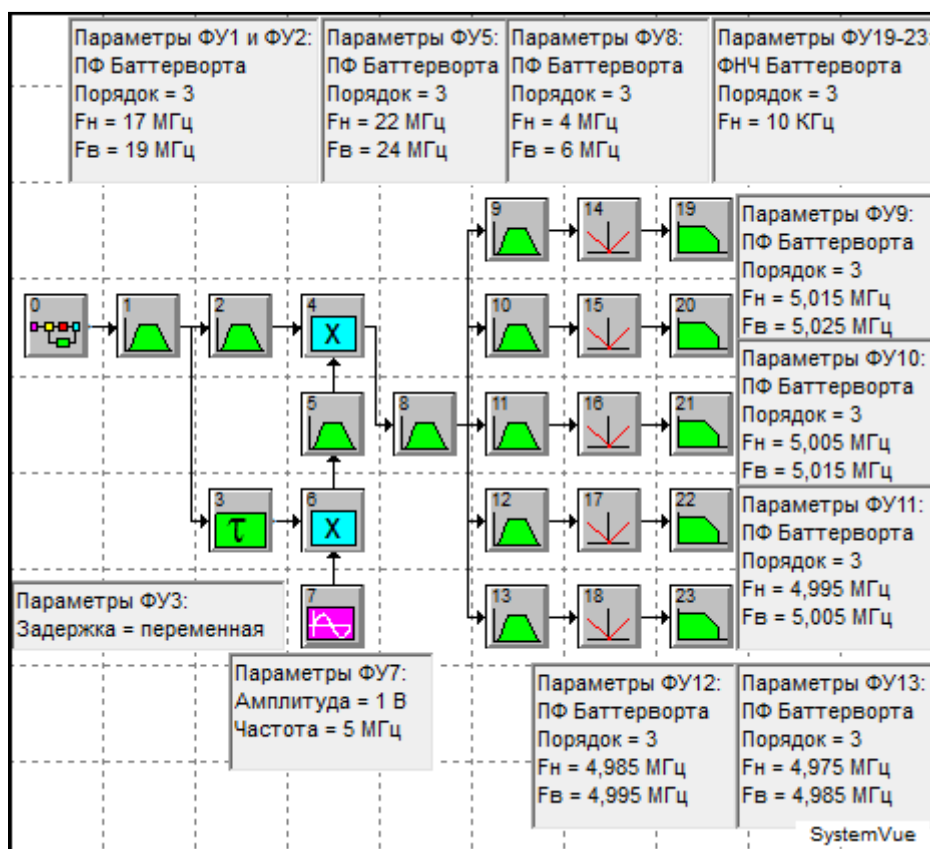


Рис. 2. Функциональная схема КСС

Функциональная схема на рис. 2 включает в себя:

ФУ 0 – метасистема, объединяющая генераторы связанных сигналов; ФУ 1-8 – КФУ; ФУ 9-23 – 5-ти канальный ПСА.

В КФУ добавлен дополнительный ПФ (ФУ2) для компенсации задержки вносимой ПФ (ФУ5), а для упрощения процесса моделирования и уменьшения нагрузки на ЭВМ, количество каналов в ПСА уменьшено до пяти.

На рис. 3 изображена функциональная схема метасистемы, в которой представлены генераторы связных сигналов и параметры их ФУ.

Функциональная схема на рис. 3 включает в себя:

ФУ 0 – генератор ГС; ФУ 1-5 – генератор АМС; ФУ 6-8 – генератор БМС; ФУ 9,10 – генератор ЧМС; ФУ 11-13 генератор ФМС; ФУ 14-16 – генератор ЛЧМС<sub>1</sub>; ФУ 17-20 – генератор ЛЧМС<sub>2</sub>; ФУ 21-24 – генератор ЛЧМС<sub>3</sub>; ФУ 25,26 – генератор СППРЧ; ФУ 27,28 – генератор ШС; ФУ 30-39 – выходы метасистемы.

Моделирование обеспечивает проверку принципа действия КСС и оптимизацию параметров входящих в него функциональных узлов. Для каждого класса исследуемых сигналов обеспечивается снятие временных, спектральных и корреляционных характеристик процессов в контрольных точках на выходах ФУ и после анализа полученных результатов принимается решение о варьировании параметров с целью оптимизации функционирования КСС.

В данной работе для компактного представления результатов моделирования на рис. 4 приводятся эпюры спектральных распределений полезных эффектов на выходе каналов ПСА, реализованного в пятиканальном варианте, при различных значениях временного сдвига, вносимого линией задержки.

На основе анализа спектрограмм, приведённых на рис. 4, можно сделать следующие выводы.

При классификации ГС (рис. 4а) информативный признак представляет собой однокомпонентный процесс  $G_1(f)$  на частоте  $f_T$ , интенсивность которого инвариантна к величине временного сдвига  $\tau_i$ .

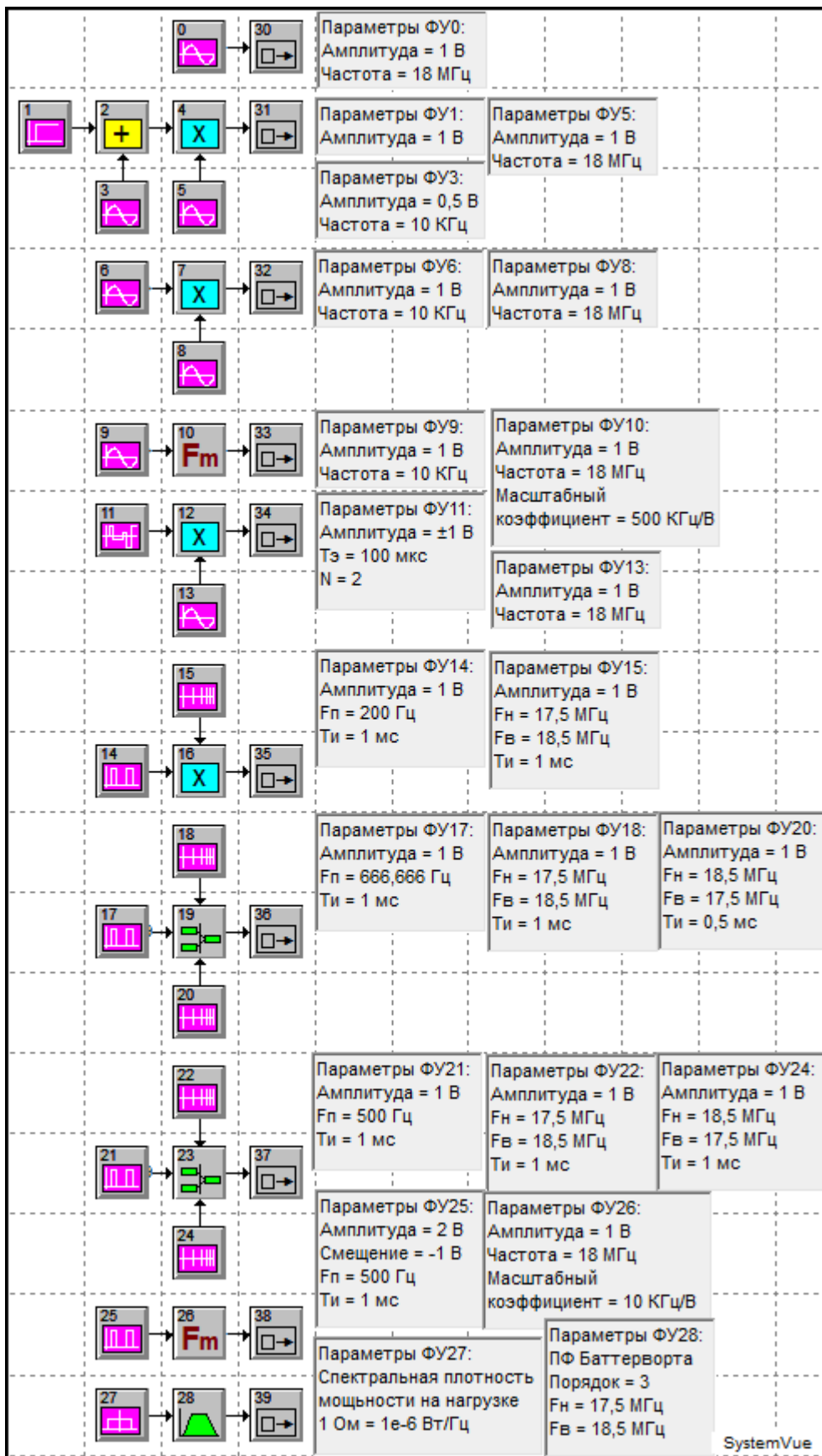
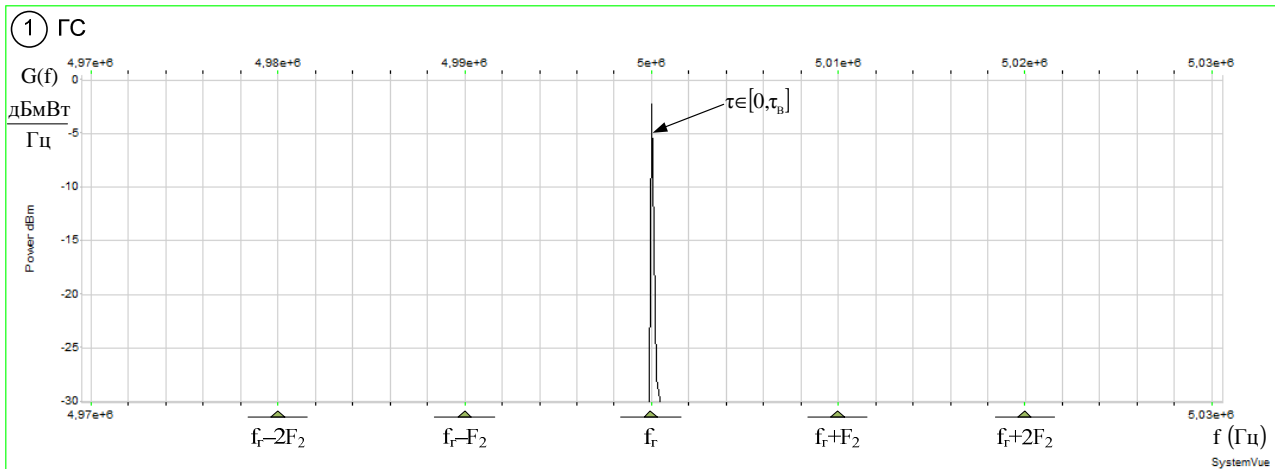


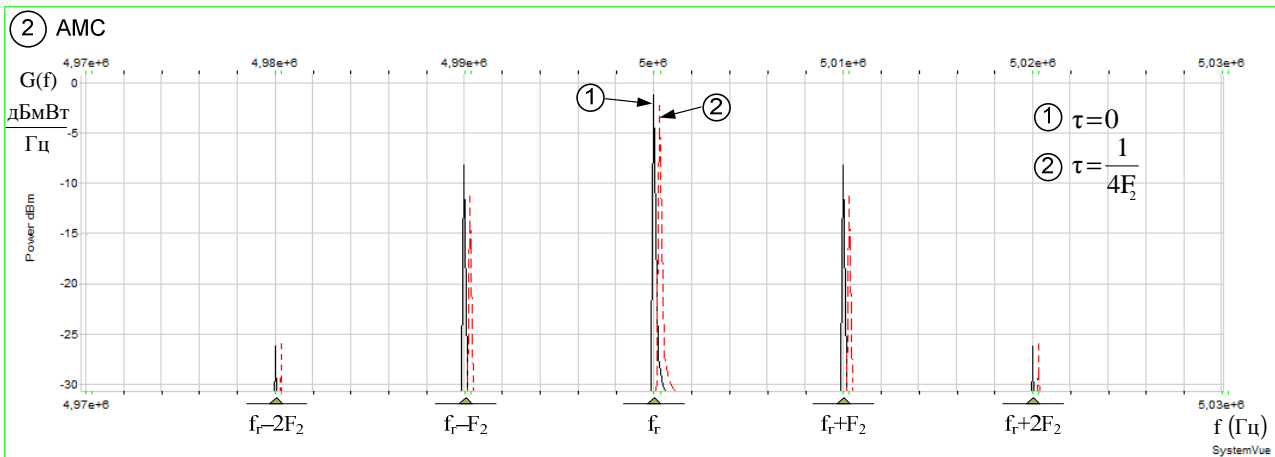
Рис. 3. Функциональная схема метасистемы

При классификации АМС (рис. 4б) информативный признак представлен в виде пятикомпонентного процесса  $G_2(f)$ , причём интенсивность компонентов

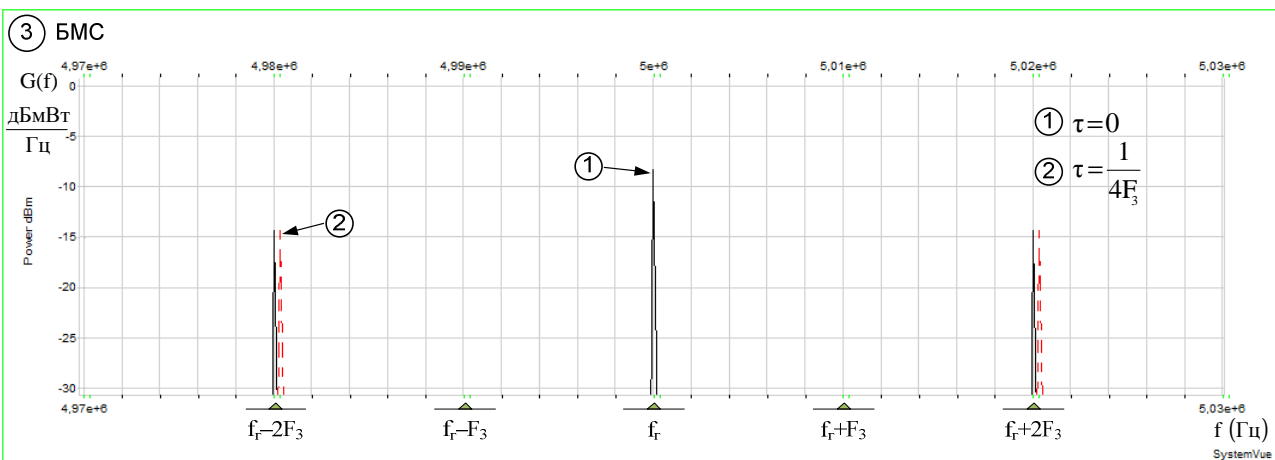
$G_{22}(f_{\Gamma} + F_2)$ ,  $G_{23}(f_{\Gamma} - F_2)$ ,  $G_{24}(f_{\Gamma} + 2F_2)$ ,  $G_{25}(f_{\Gamma} - 2F_2)$  инвариантна к величине временного сдвига  $\tau_i$ , а их уровень ниже интенсивности компонента  $G_{21}(f_{\Gamma})$  не менее чем на 12 дБ при  $m_a \leq 0,5$ .



a)

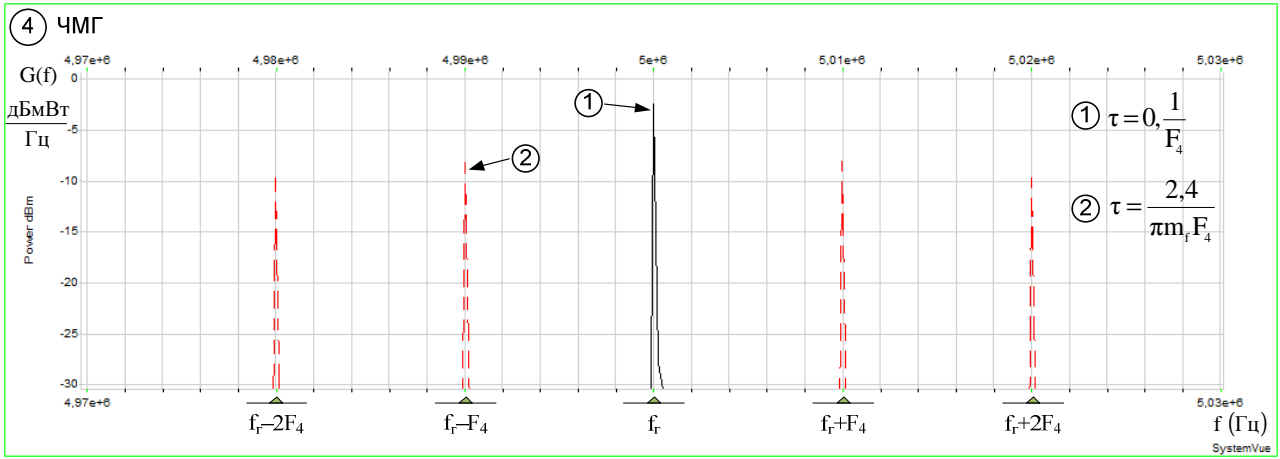


б)

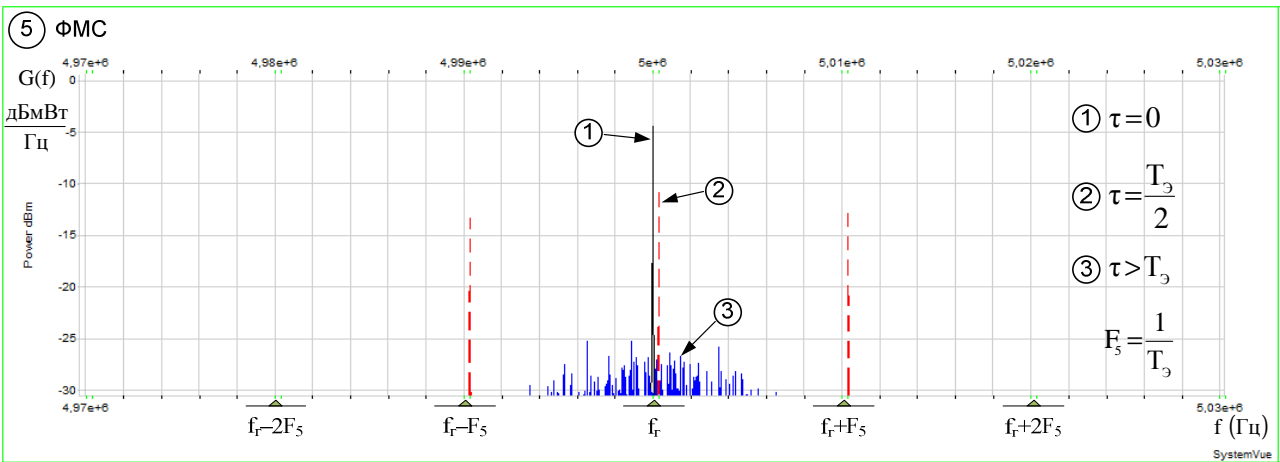


в)

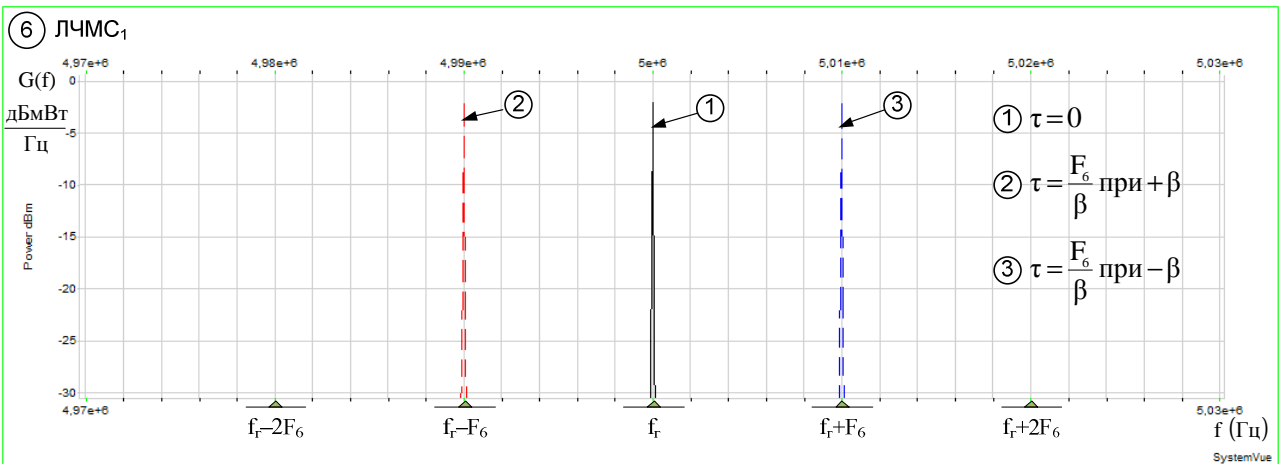




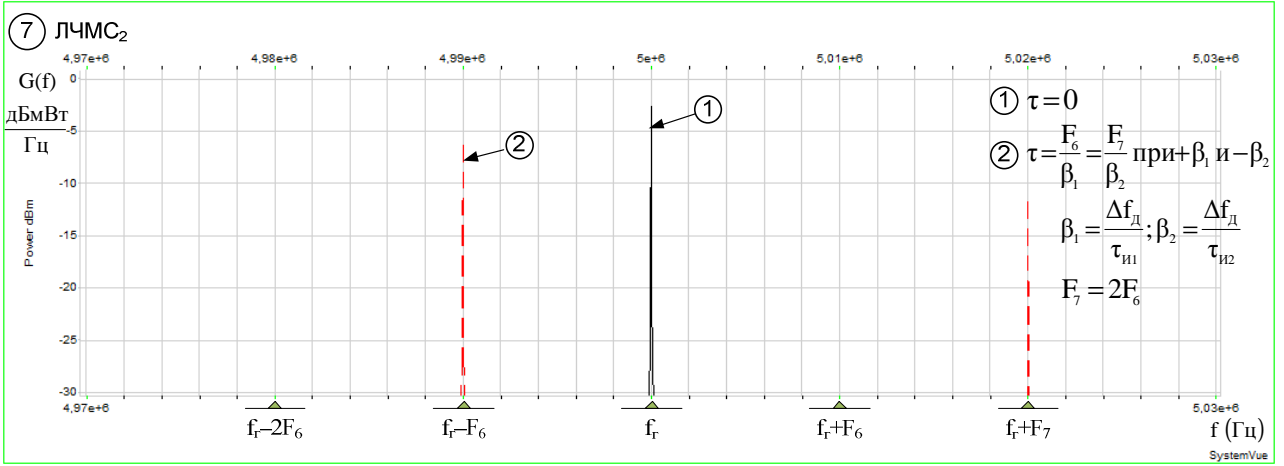
Г)



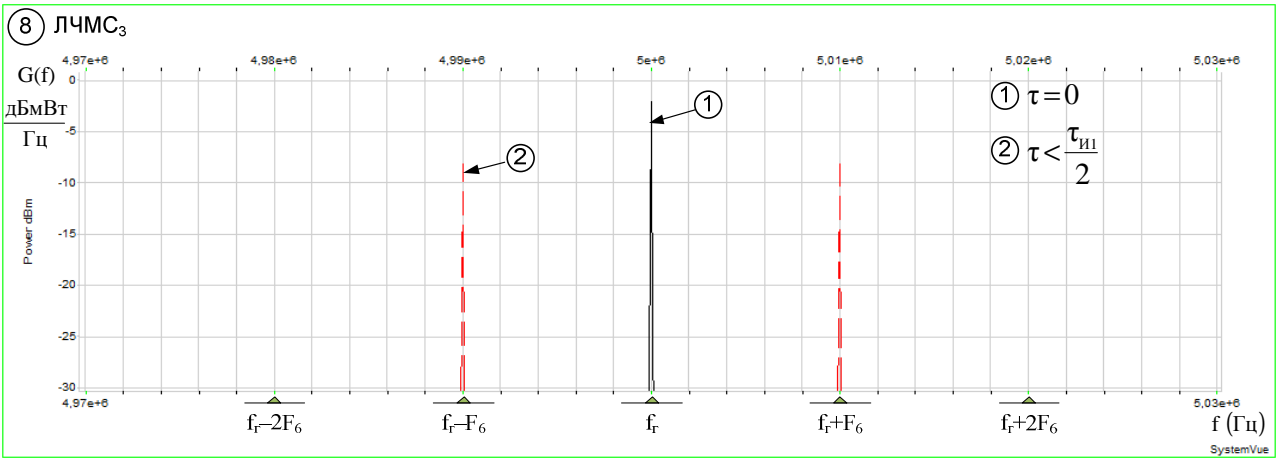
Д)



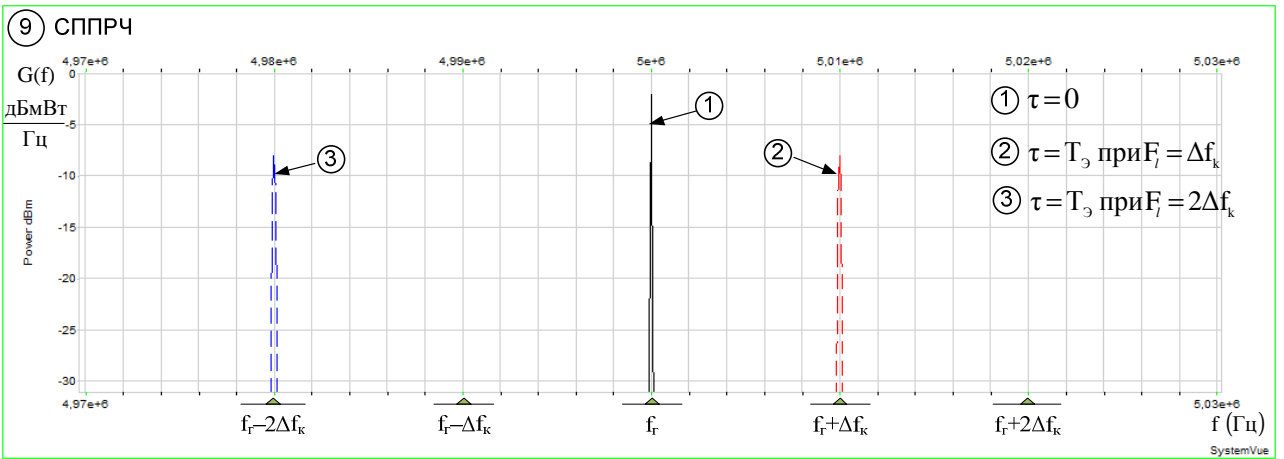
е)



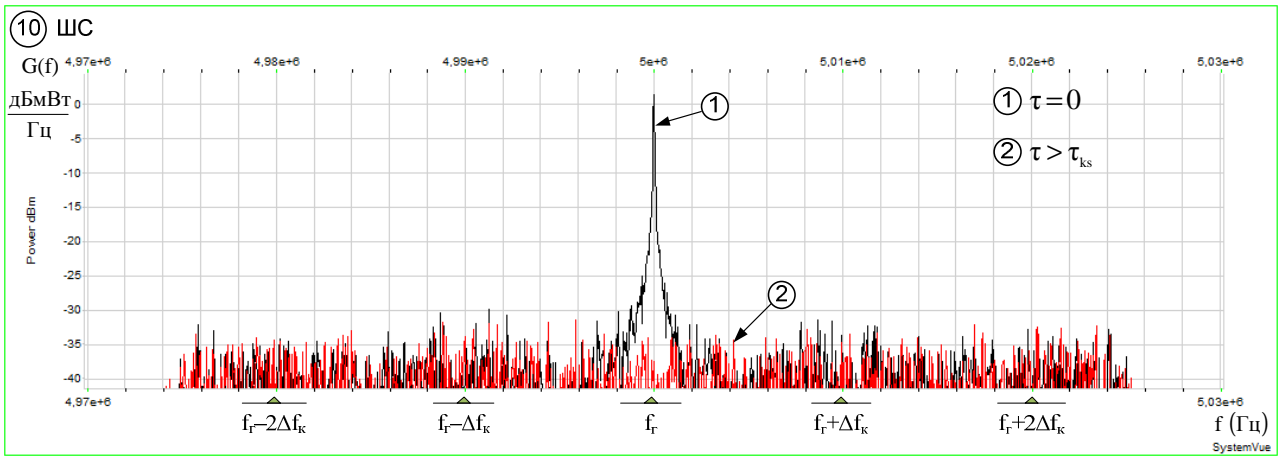
ж)



з)



и)



к)

Рис. 4. Спектрограммы классифицируемых сигналов на выходе ПСА

При классификации БМС (рис. 4в) состав и интенсивность информативного признака  $G_3(f)$  зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$ . Так при  $\tau_i = 0$  информативный признак является трёхкомпонентным  $G_3(f) = G_{31}(f_r) + G_{32}(f_r + 2F_3) + G_{33}(f_r - 2F_3)$ , а при  $\tau_i = \frac{1}{4F_3}$  трансформируется в двухкомпонентный  $G_{32}(f_r + 2F_3)$  и  $G_{33}(f_r - 2F_3)$ .

При классификации ЧМГ (рис. 4г) состав и интенсивность информативного признака  $G_4(f)$  зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$ . Так при  $\tau_i = 0$  имеем  $G_{41}(f_r)$ , а при выполнении условия  $m_f \sin(\pi F_4 \tau_i) \geq 2,4$  имеем компонент  $G_{42}(f)$ , который состоит из спектральных составляющих  $G(f_r \pm nF_4)$ , интенсивность которых неинвариантна к величине временного сдвига  $\tau_i$ .

При классификации ФМС (рис. 4д) состав и интенсивность информативного признака  $G_5(f)$  зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$ . Так при  $\tau_i = 0$  имеем  $G_{51}(f_r)$ , при  $\tau_i = \frac{T_3}{2}$  информативный признак становится трёхкомпонентным  $G_5(f) = G_{51}(f_r) + G_{52}(f_r + F_5) + G_{53}(f_r - F_5)$ , а при  $\tau_i \geq T_3$  информативный признак представляет собой компонент с непрерывным спектральным распределением  $G_5(f)$ .

При классификации ЛЧМС<sub>1</sub> (рис. 4е) информативный признак соответствует компоненту  $G_{61}(f_r + F_6)$  при нарастающей частоте сигнала, и

компоненту  $G_{62}(f_{\Gamma} - F_6)$  при спадающей частоте, частотное расположение которого зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$  и знака  $\beta$ .

При классификации ЛЧМС<sub>2</sub> (рис. 4ж) информативный признак является двухкомпонентным  $G_{71}(f_{\Gamma} - F_6)$  и  $G_{72}(f_{\Gamma} + F_7)$  при  $F_6 = \beta_1\tau_i$  и  $F_7 = -\beta_2\tau_i$ , частотное расположение которых несимметрично относительно  $f_{\Gamma}$  и зависит от величины  $\beta_1, \beta_2$  и временного сдвига  $\tau_i$ .

При классификации ЛЧМС<sub>3</sub> (рис. 4з) состав и интенсивность информативного признака зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$ . Так при  $\tau_i = 0$  имеем  $G_8(f_{\Gamma})$ , а при  $\tau_i \leq \frac{\tau_{и1}}{2}$  информативный признак становится двухкомпонентным  $G_{81}(f_{\Gamma} + F_6)$  и  $G_{81}(f_{\Gamma} - F_6)$ , составляющие которого симметрично расположены относительно  $f_{\Gamma}$ , а величина  $F_6$  неинвариантна, относительно временного сдвига  $\tau_i$ .

При классификации СППРЧ (рис. 4и) состав и интенсивность информативного признака зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$ . Так при  $\tau_i = 0$  имеем  $G_{91}(f_{\Gamma})$ , а при  $\tau_i = T_3$  имеем  $G_{92}(f_{\Gamma} \pm F_l)$  при  $F_l \in [-j\Delta f, j\Delta f]$ ,  $j \in [1, \frac{M}{2}]$ . При времени наблюдения  $T_s = jT_3$  информативный признак состоит из  $j$  компонент с различными частотами  $F_l$ .

При классификации ШС (рис. 4к) состав и интенсивность информативного признака зависит от величины временного сдвига  $\tau_i$ . Так при  $\tau_i = 0$  имеем  $G_{101}(f)$ , при этом компонент  $G_{101}(f_{\Gamma})$  превосходит по интенсивности компоненты  $G_{101}(f_{\Gamma} \pm n\Delta f_k)$  пропорционально коэффициенту фильтрации  $K_{\phi} = \Delta f_s T$ , где  $\Delta f_s$  – ширина спектра ШС,  $T$  – постоянная интегрирования в ПСА. При  $\tau_i > \tau_{ks}$ , где  $\tau_{ks}$  – интервал корреляции ШС, имеем компонент  $G_{102}(f)$ , который имеет непрерывное распределение, причём интенсивность  $G_{102}(f_{\Gamma} \pm n\Delta f_k)$  меньше интенсивности  $G_{101}(f_{\Gamma})$  пропорционально  $K_{\phi} = \Delta f_s T$ .

Результаты моделирования подтверждают теоретические исследования.

Материалы данной работы могут быть использованы при проектировании автоматических многофункциональных комплексов радиомониторинга.

## **Литература**

1. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики. – М.: Солон-Пресс; 2009. – 248 с.
2. Патент РФ №2353050. Адаптивное многофункциональное корреляционно-фильтровое устройство. БИ №11, 2009