

УДК 621.396.88

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА РАДИОМОНИТОРИНГА

© 2005 г. А.П. Дятлов¹

Данная работа посвящена изложению результатов научных исследований, посвященных разработке многофункциональных средств радиомониторинга (МСР). Отличительной особенностью предложенных МСР является использование при их построении одного класса алгоритмов (автокорреляционных алгоритмов), что позволяет реализовать эффективные МСР с однородной структурой, обладающие высокими техническими, экономическими и эксплуатационными характеристиками.

При проведении радиомониторинга (РМ) необходимо решать задачи, связанные со сбором, запоминанием и обновлением информации о компонентах радиообстановки. Начальным этапом РМ является режим экспресс-анализа (ЭА), обеспечивающий оперативное решение таких статистических задач, как обнаружение, классификация и оценивание энергетических и неэнергетических параметров сигналов.

Использование при построении МСР класса автокорреляционных алгоритмов обусловлено тем, что эти алгоритмы являются квазиоптимальными при обнаружении и оценивании параметров сигналов неизвестной формы на фоне гауссовой стационарной помехи.

Из числа корреляционных устройств, используемых при решении задач ЭА, наиболее широкое применение получили автокорреляционные устройства с квадратурной обработкой (АУКО) [1].

Проведем анализ и систематизацию функциональных возможностей АУКО при следующих исходных условиях:

– модель радиообстановки на входе АУКО предполагается двухкомпонентной: $y(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + n(t)$, $t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$, где $y(t)$ – аддитивная смесь; $S(t, l, \vec{\alpha})$ – сигнал с неизвестной формой; l – информативный параметр сигнала; $\vec{\alpha}$ – набор сопутствующих параметров сигнала; $n(t)$ – гауссова стационарная помеха с известной автокорреляционной функцией $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos(\omega_n \tau)$, $f_n = \omega_n / 2\pi$; σ_n^2 – дисперсия помехи $n(t)$; f_n , Δf_n – средняя частота и ширина спектра помехи; t_0 , T_c – момент начала и длительность сеанса РК;

– алгоритм обработки – мультипликативный;
– вариант реализации АУКО – одноканальный.

Структура АУКО приведена на рисунке 1. Принцип действия АУКО основан на вычислении квадратурных корреляционных интегралов $U_y(t, \tau)$ и $U_{y_{\perp}}(t, \tau)$ с последующей обработкой результатов в РУ.

Выражения для $U_y(t, \tau)$ и $U_{y_{\perp}}(t, \tau)$ имеют следующий вид:

$$U_y(t, \tau) = \int_{-\infty}^{t_1} h_{\Phi_2}(t - t_1) \cdot y_0(t) y_0(t - \tau) dt;$$

$$U_{y_{\perp}}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{t_1} h_{\Phi_2}(t - t_1) \cdot y_{0_{\perp}}(t) y_0(t - \tau) dt;$$

$$y_0(t) = \int_{-\infty}^{t_2} h_{\Phi_2}(t - t_2) \cdot y(t) dt;$$

$$h_{\Phi_1}(t) = 2\Delta f_n \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos(2\pi f_n \tau);$$

$$h_{\Phi_2}(t) = 2\Delta f_{\Phi} \text{sinc}(\pi \Delta f_{\Phi} \tau), \Delta f_{\Phi} \gg \Delta f_n,$$

где $h_{\Phi_1}(t)$, $h_{\Phi_2}(t)$ – импульсная реакция фильтров Φ_1 и Φ_2 ; Δf_n , Δf_{Φ} – полоса пропускания фильтров Φ_1 и Φ_2 ; f_n – средняя частота фильтра Φ_1 ; $y_0(t)$ – аддитивная смесь на выходе фильтра Φ_1 ; τ – временной сдвиг, вносимый ЛЗ.

АУКО может функционировать в двух режимах: 1) при фиксированных значениях частоты f_r и временного сдвига τ ; 2) при подстройке и адаптации частоты f_r и временного сдвига τ .

Прежде всего остановимся на анализе особенностей 1-го режима функционирования АУКО. В этом случае параметры АУКО выбираются из условий обеспечения: а) допустимых линейных

¹ Таганрогский государственный радиотехнический университет, г. Таганрог

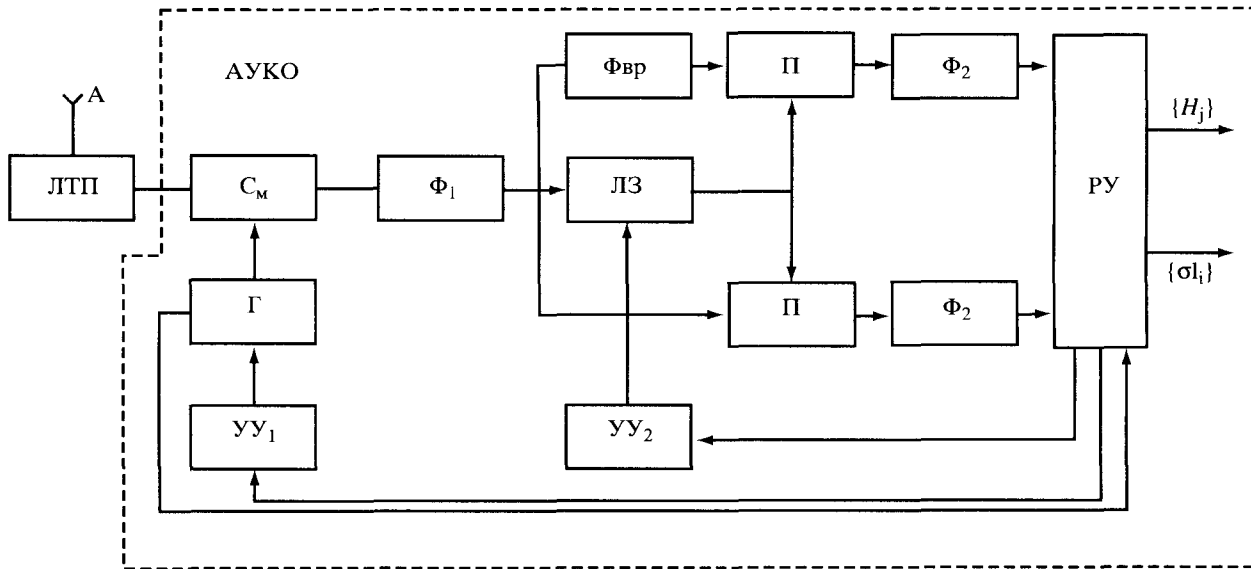


Рис. 1. Структура многофункционального автокорреляционного устройства:

А – антенна; ЛТП – линейный тракт приемника; См – смеситель; Г – гетеродин; Φ_1, Φ_2 – фильтры; $\Phi_{вр}$ – фазовращатель на $\pi/2$; ЛЗ – линия задержки; П – перемножитель; УУ₁, УУ₂ – устройства управления; РУ – решающее устройство.

искажений исследуемых сигналов в фильтре Φ_1 , т.е. $\Delta f_n > \Delta f_c$; б) однозначного отсчета частоты, т.е. $\tau \leq 1/2\Delta f_n$; в) согласованного по спектру выделения процессов $U_y(t, \tau)$ или $U_{y\perp}(t, \tau)$ на выходе фильтра Φ_2 , т.е. $\Delta f_\Phi \geq \Delta F_c$, где ΔF_c – ширина спектра процессов $U_y(t, \tau)$ и $U_{y\perp}(t, \tau)$.

Процессы $U_y(t, \tau)$ и $U_{y\perp}(t, \tau)$ состоят из постоянных составляющих, соответствующих математическим ожиданиям $M_1[U_y(t, \tau)]$, $M_1[U_{y\perp}(t, \tau)]$, а также переменных составляющих, соответствующих среднеквадратическим значениям $\sigma[U_y(t, \tau)]$, $\sigma[U_{y\perp}(t, \tau)]$.

В РУ для формирования информативных признаков сигналов и их функциональной обработки реализуются следующие алгоритмы [2]:

$$M_1[U_y(t, \tau)] = \frac{1}{T} \int_0^T U_y(t, \tau) d\tau;$$

$$M_1[U_{y\perp}(t, \tau)] = \frac{1}{T} \int_0^T U_{y\perp}(t, \tau) d\tau;$$

$$\sigma[U_y(t, \tau)] = \sqrt{M_2[U_y(t, \tau)] - M_1^2[U_y(t, \tau)]};$$

$$\sigma[U_{y\perp}(t, \tau)] = \sqrt{M_2[U_{y\perp}(t, \tau)] - M_1^2[U_{y\perp}(t, \tau)]}$$

$$M_2[U_y(t, \tau)] = \frac{1}{T} \int_0^T U_y^2(t, \tau) d\tau;$$

$$M_2[U_{y\perp}(t, \tau)] = \frac{1}{T} \int_0^T U_{y\perp}^2(t, \tau) d\tau;$$

$$U_{c1} = M_1[U_y(t, \tau)]; \quad U_{s1} = M_1[U_{y\perp}(t, \tau)];$$

$$U_{c2} = \sigma[U_y(t, \tau)]; \quad U_{s2} = \sigma[U_{y\perp}(t, \tau)],$$

где $M_2[U_y(t, \tau)]$, $M_2[U_{y\perp}(t, \tau)]$ – второй начальный момент напряжений на выходе синфазного и квадратурного каналов АУКО; U_{c1} , U_{s1} – постоянные составляющие процессов на выходе синфазного и квадратурного каналов АУКО; U_{c2} , U_{s2} – переменные составляющие процессов на выходе синфазного и квадратурного каналов АУКО.

При автокорреляционной обработке аддитивной смеси $y_0(t)$ эффект на выходе фильтров Φ_2 и РУ определяется тремя компонентами, обусловленными взаимодействиями типа: первая – “сигнал-сигнал”, вторая – “сигнал-помеха” и третья – “сигнал-шум” [3].

На этапе рассмотрения принципа действия АУКО при формировании информативных признаков сигналов и алгоритмов их обработки для описания напряжений U_{c1} , U_{s1} , U_{c2} , U_{s2} можно ограничиться использованием компоненты, обусловленной взаимодействием типа “сигнал-сигнал”.

В качестве примеров рассмотрим описание выходного эффекта при воздействии на АУКО:

– гармонического (ГС) сигнала

$$U_{ГС}(t) = U_m \cos(\omega_c t);$$

– амплитудно-модулированного (АМ) сигнала

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_m[1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega_c t);$$

– частотно-модулированного (ЧМ) сигнала

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_m \cos[\omega_c t + \beta \sin(\Omega t)], \beta = \Delta f_d / F,$$

где U_m , ω_c – амплитуда и круговая частота сигнала; β – индекс частотной модуляции; m – коэффициент амплитудной модуляции; F – модулирующая частота; Δf_d – девиация частоты.

При функционировании АУКО в 1-м режиме при фиксированной настройке частоты гетеродина f_r , когда $f_\phi = f_c - f_r \neq f_n$, $\tau = 1/2\Delta f_n$, $\Delta f_\phi \geq F$, $T = T_c$, $\Delta f_\phi T \gg 1$, где f_ϕ – частота сигнала после См, составляющие выходного эффекта описываются следующими соотношениями [2]:

$$\text{ГС: } \left\{ U_{c1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_1(\tau) \cos(\omega_\phi \tau); U_{c2} = 0; \right. \\ \left. U_{s1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_1(\tau) \sin(\omega_\phi \tau); U_{s2} = 0 \right\};$$

$$\text{АМ: } \left\{ U_{c1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_1(\tau) \cos(\omega_\phi \tau); \right. \\ U_{c2} = \frac{K_n U_m^2}{2} \sqrt{2m} \cos\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right) \cos(\omega_\phi \tau); \\ U_{s1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_2(\tau) \sin(\omega_\phi \tau); \\ \left. U_{s2} = \frac{K_n U_m^2}{2} \sqrt{2m} \cos\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right) \sin(\omega_\phi \tau) \right\};$$

$$\text{ЧМ: } \left\{ U_{c1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_3(\tau) \cos(\omega_\phi \tau); \right. \\ U_{c2} = \frac{K_n U_m^2}{2} \sqrt{2} J_1(\beta_3) \cos\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right) \sin(\omega_\phi \tau); \\ U_{s1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_3(\tau) \sin(\omega_\phi \tau); \\ \left. U_{s2} = \frac{K_n U_m^2}{2} \sqrt{2} J_1(\beta_3) \cos\left(\frac{\Omega \tau}{2}\right) \cos(\omega_\phi \tau) \right\};$$

$$r_1(\tau) = 1; r_2(\tau) = \frac{1 + \frac{m^2}{2} \cos \Omega \tau}{1 + \frac{m^2}{2}};$$

$$r_3(\tau) = J_0(\beta_3); \beta_3 = 2 \frac{\Delta f_d}{F} \sin(\pi F \tau), \beta_3 \leq 1,$$

где $r_1(\tau)$, $r_2(\tau)$, $r_3(\tau)$ – огибающая коэффициента автокорреляции для ГС, АМ, ЧМ; β_3 – индекс ча-

стотной модуляции после обработки ЧМ-сигнала в АУКО; $J_0(\beta_3)$, $J_1(\beta_3)$ – функции Бесселя нулевого и первого порядка; K_n – коэффициент пропорциональности с размерностью $1/V$.

Для обеспечения инвариантности оценок информативных признаков исследуемых сигналов к частоте f_ϕ в РУ осуществляется квадратурная обработка

$$U_{A1} = \sqrt{U_{c1}^2 + U_{s1}^2}; U_{A2} = \sqrt{U_{c2}^2 + U_{s2}^2};$$

где U_{A1} – постоянная составляющая выходного эффекта в РУ; U_{A2} – переменная составляющая выходного эффекта в РУ.

При этом в РУ на основе приведенных выше информативных признаков могут быть реализованы следующие алгоритмы обнаружения, оценивания параметров сигналов:

$$U_{A1} \underset{H}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}}; P_c' = U_{A1}; m' = \frac{U_{A2}}{U_{A1}}; \beta_3' = \frac{U_{A2}}{U_{A1}}; \\ f_c' = f_r + f_\phi'; f_\phi' = \frac{1}{2\pi\tau} \arctg\left(\frac{U_{s1}}{U_{c1}}\right),$$

где H_1 , H_0 – гипотезы о наличии и отсутствии сигнала на входе АУКО; $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение; P_c' – оценка уровня сигнала; m' – оценка коэффициента амплитудной модуляции; β_3' – оценка коэффициента частотной модуляции; f_c' , f_ϕ' – оценка частоты сигнала на входе АУКО и выходе Φ_1 .

Для классификации исследуемых сигналов можно реализовать следующие алгоритмы:

$$H_{\text{ГС}}: \{U_{A1} > U_{\text{пор}}; U_{A2} < U_{\text{пор}}\}; \\ H_{\text{АМ}}: \{U_{A1} > U_{\text{пор}}; U_{A2} > U_{\text{пор}}\}; \\ H_{\text{ЧМ}}: \{U_{A1} > U_{\text{пор}}; U_{A2} > U_{\text{пор}}\},$$

где $H_{\text{ГС}}$, $H_{\text{АМ}}$, $H_{\text{ЧМ}}$ – гипотезы о приеме ГС-, АМ-, ЧМ-сигналов.

К недостаткам приведенных выше алгоритмов классификации следует отнести возможность перепутывания в АУКО АМ- и ЧМ-сигналов.

С целью устранения отмеченного недостатка, а также для расширения функциональных возможностей и повышения помехоустойчивости АУКО целесообразно использовать адаптацию по частоте f_c и временному сдвигу τ , что становится возможным при переходе ко 2-му режиму функционирования АУКО.

При этом в случае выполнения условий $f_\phi \tau = K$, $f_\phi = f_n$, где K – целое число, составляющие выходного эффекта при $\Omega \tau \ll 1$ преобразуются к сле-

дующему виду:

$$\text{ГС: } \left\{ U_{c1} = \frac{K_n U_m^2}{2}; U_{c2} = 0; U_{s1} = 0; U_{s2} = 0 \right\};$$

$$\text{АМ: } \left\{ U_{c1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_2(\tau); U_{c2} = \frac{K_n U_m^2}{\sqrt{2}} m; \right. \\ \left. U_{s1} = 0; U_{s2} = 0 \right\};$$

$$\text{ЧМ: } \left\{ U_{c1} = \frac{K_n U_m^2}{2} r_3(\tau); U_{c2} = 0; \right. \\ \left. U_{s1} = 0; U_{s2} = \frac{K_n U_m^2}{\sqrt{2}} J_1(\beta_s) \right\}; \\ \beta_s = 2\pi \Delta f_d \tau \leq 1.$$

Перечисленные выше, при описании 1-го режима функционирования АУКО, алгоритмы обнаружения и оценивания параметров сигналов в этом случае преобразуются к следующему виду [3]:

$$U_{c1} \stackrel{H_1}{\geq} U_{\text{пор}}; \beta_c = U_{c1}; \beta_s = \sqrt{2} \frac{U_{c2}}{U_{c1}}; \beta_s = 2\sqrt{2} \frac{U_{s2}}{U_{c1}}; \\ \Delta f_d = 2\sqrt{2} \frac{U_{s2}}{U_{c1}}; f_c = f_r + f_\phi; \\ f_\phi = \frac{1}{2\pi\tau} \arctg\left(\frac{U_{s1}}{U_{c1}}\right).$$

Кроме того, при перестройке ЛЗ по линейному закону АУКО обеспечивает снятие коррелограмм $R_c[\tau(t)]$ исследуемых сигналов и оценивание интервала корреляции сигнала $\tau_{\text{кс}}$ на основе алгоритма

$$\frac{U_{c1}[\tau(t) = \tau_{\text{кс}}]}{U_{c1}[\tau = 0]} = K_0; K_0 = 0,1,$$

где K_0 – нормированный уровень фиксации $\tau_{\text{кс}}$.

Алгоритмы классификации исследуемых сигналов для 2-го режима функционирования АУКО имеют вид:

$$H_{\text{ГС}}: \{U_{c1} > U_{\text{пор}}; U_{c2} < U_{\text{пор}}; U_{s1} = 0; U_{s2} = 0\};$$

$$H_{\text{АМ}}: \{U_{c1} > U_{\text{пор}}; U_{c2} > U_{\text{пор}}; U_{s1} = 0; U_{s2} = 0\};$$

$$H_{\text{ЧМ}}: \{U_{c1} > U_{\text{пор}}; U_{c2} < U_{\text{пор}}; U_{s1} = 0; U_{s2} > U_{\text{пор}}\}.$$

Использование различных наборов информативных признаков при классификации АМ- и ЧМ-сигналов позволяет устранить их перепутывание.

При приеме ГС- и ЧМ-сигналов АУКО может обеспечить также оценивание выходного отношения сигнал/помеха по напряжению g' на основе следующего алгоритма:

$$g' = U_{c1}/U_{c2}.$$

При использовании адаптации по временному сдвигу ($\tau = T_n$, где T_n – длительность посылки) и по частоте ($f_\phi \tau = K$, где K – целое число) АУКО обеспечивает демодуляцию фазоманипулированных (ФМ-2) сигналов. При этом квадратурный канал АУКО используется в кольце частотной автоподстройки ГС, а выделение манипулирующей функции ФМ-2 осуществляется в синфазном канале АУКО.

Методика и результаты анализа помехоустойчивости АУКО при решении задач обнаружения, классификации и оценивания параметров сигналов приведены в работах [1–3].

Сравнительный анализ алгоритмов, рассмотренных в работе средств РМ, показывает их однотипность, что позволяет реализовать МСР в виде модулей с однородной структурой.

Выполненные исследования обеспечивают возможность реализации МСР в различных участках частотного диапазона в виде унифицированных модулей, что позволяет при построении перспективных комплексов РМ, наряду с высокой помехоустойчивостью и быстродействием, снизить их стоимость, массу и габариты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дятлов А.П. Автокорреляционные частотные дискриминаторы. Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1988. 60 с.
2. Дятлов А.П. // Радиотехника, 1994. № 7. С. 61–64.
3. Дятлов А.П. Обнаружители и измерители параметров сигналов в радиоконтроле. Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1993. 85 с.

MULTIPURPOSE MEANS OF RADIO MONITORING

A.P. Dyatlov

The present work deals with introduction of the results of researches on the development of multifunctional means of radio-monitoring (MMR). The distinctive feature of the considered MMR is the usage of algorithms of the same class (auto-correlative algorithms) while their designing, the fact that lets implement effective MMR with homogeneous structure, possessing high technical, economic and maintenance characteristics.

REFERENCES

1. Dyatlov A.P. 1988. *Avtokorrelyatsionnye chastotnye diskriminatory*. [*Autocorrelative frequency discriminators*]. Taganrog, TRTU [TSURE] Publ.: 60 p. (In Russian).
2. Dyatlov A.P. 1994. *Radiotekhnika*. (7): 61–64. (In Russian).
3. Dyatlov A.P. 1993. *Obnaruzhiteli i izmeriteli parametrov signalov v radiokontrole*. [*Detectors and meters parameters of radio signals*]. Taganrog, TRTI Publ.: 85 p. (In Russian).