

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ОДНОЭТАПНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНИВАНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПАССИВНЫМИ СИСТЕМАМИ

Дубровин А.В.

ЗАО «Радий ТН»
Тел. (095) 439-7051, факс (095) 439-7807, e-mail: radiytn@imep.ru

В [1] рассматривались проблемы синтеза и анализа одноэтапного алгоритма оценивания координат источника радиоизлучения (ИРИ) широкобазовой пассивной системой. Под широкобазовой понимается система, в которой расстояние между ближайшими приемными пунктами (ПП) много больше длины волны принимаемого сигнала и соизмеримо с дальностью до излучателя. Одноэтапным алгоритмом называется такой алгоритм, в котором оценивание координат ИРИ производится без промежуточной процедуры измерения задержек между сигналами, принимаемыми пространственно разнесенными ПП. На основании алгоритмов полученных в [1] для частотной области в данной работе предлагается способ реализации во временной области алгоритмов:

- (1) оптимального - $L(\mathbf{Z}, \mathbf{H}) = \max$ при $\mathbf{Z} = \widehat{\mathbf{Z}}^{(i)}$, $\mathbf{H} = \widehat{\mathbf{H}}$,
 (2) эвристического - $L(\mathbf{Z}) = \max$ при $\mathbf{Z} = \widehat{\mathbf{Z}}^{(z)}$,

где $L(\mathbf{Z}, \mathbf{H}) = \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=n+1}^N \cos 2\pi f_0 \chi_{nk} + \Phi_{nk}(\mathbf{Z}) |L_{nk}(\mathbf{Z})|$; $L(\mathbf{Z}) = \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=n+1}^N |L_{nk}(\mathbf{Z})|$; N – количество ПП;

$$|L_{nk}(\mathbf{Z})| = \sqrt{[\operatorname{Re} L_{nk}(\mathbf{Z})]^2 + [\operatorname{Im} L_{nk}(\mathbf{Z})]^2}; \quad \Phi_{nk}(\mathbf{Z}) = \arctg(\operatorname{Im}(L_{nk}(\mathbf{Z}))/\operatorname{Re}(L_{nk}(\mathbf{Z}))); \quad \operatorname{Re}(L_{nk}(\mathbf{Z})) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_k(t) x_n(t + \tau_{nk}(\mathbf{Z})) dt; \quad \operatorname{Im}(L_{nk}(\mathbf{Z})) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_k(t) x_n(t + \tau_{nk}(\mathbf{Z}) - \frac{1}{4f_0}) dt; \quad f_0 = (f_2 + f_1)/2$$

центральная частота; f_1 и f_2 - нижняя и верхняя границы частотного диапазона, в котором располагается полезный сигнал; $x_n(t) = F^{-1}(X_n(f))$; F^{-1} -оператор обратного преобразования

Фурье; $X_n(f) = U_n(f) Y_n(f)$; $U_n(f) = \frac{\alpha_n}{G_{\xi_n}(f)} \sqrt{\frac{G_s(f)}{1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i(f)}}$ - частотная характеристика входного

фильтра в n -ом канале ($n = \overline{1, N}$, $\alpha_1 = 1$); $\alpha_n(f) = \alpha_n^2 \frac{G_s(f)}{G_{\xi_n}(f)}$ - отношение сигнал/шум на входе n -го ПП;

$$Y_n(f) = S_n(f) + \Xi_n(f); \quad Y_n(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} y_n(t) \exp(-j2\pi f t) dt = F(y_n(t)); \quad y_n(t) = s_n(t) + \xi_n(t)$$

принимаемый n -м ПП; $S_n(f) = F(s_n(t))$; $\Xi_n(f) = F(\xi_n(t))$; F -оператор прямого преобразования Фурье;

$s_n(t) = \alpha_n s(t - D_n)$, $n = \overline{1, N}$ - полезный сигнал на входе n -го ПП; $\xi_n(t)$ - шум на входе n -го ПП; α_n - коэффициент затухания сигнала $s(t)$ при его прохождении от излучателя И до n -го ПП; $D_n = \tau_n(\mathbf{Z}) + \chi_n$ - время распространения сигнала $s(t)$ от И до n -го ПП ($\tau_n(\mathbf{Z}) = R_n(\mathbf{Z})/c$) плюс

погрешность синхронизации (χ_n); $R_n(\mathbf{Z}) = \sqrt{(\mathbf{Z}_n - \mathbf{Z})^T (\mathbf{Z}_n - \mathbf{Z})}$ - расстояние от излучателя до n -го

ПП; c - скорость распространения сигнала; $\mathbf{Z} = \|X_B, Y_B, Z_B\|^T$ - координаты излучателя;

$\mathbf{Z}_n = \|X_n, Y_n, Z_n\|^T$ - координаты n -го приемника; T - операция транспонирования; $G_s(f)$ и $G_{\xi_n}(f)$ - спектральные плотности мощности сигнала и шума; $\alpha_n = \alpha_n / \alpha_1$, ($\alpha_1 = 1$).

На рис. 1 изображена структурная схема измерителя. Тонкими линиями изображены связи и устройства, не используемые в эвристическом измерителе. Аппаратно-программная часть аналого-цифровой обработки при использовании четырех ПП представлена на рис.2. Роль запоминающего устройства здесь выполняют два банка памяти ZBT SRAM (128K×32). Фильтрация временных процессов фильтрами с частотными характеристиками $U_n(f)$ осуществляется на ПЛИС Virtex-E XC52000 VG560. Обработанная выборка по шине CompactPCI поступает в ОЗУ ПЭВМ и обрабатывается далее Intel-совместимым центральным процессором с использованием библиотеки цифровой обработки сигналов фирмы Intel - SPL45.

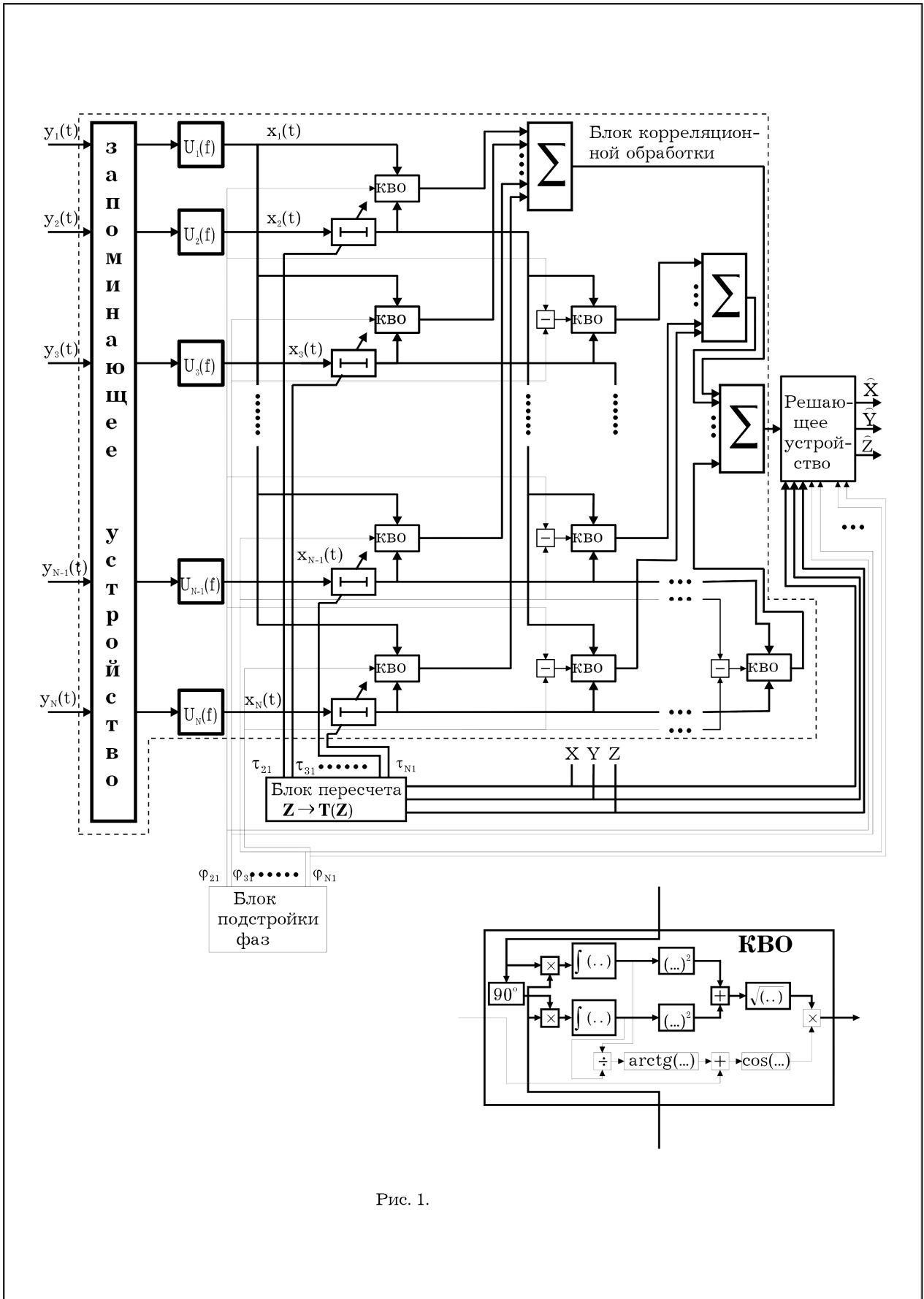


Рис. 1.

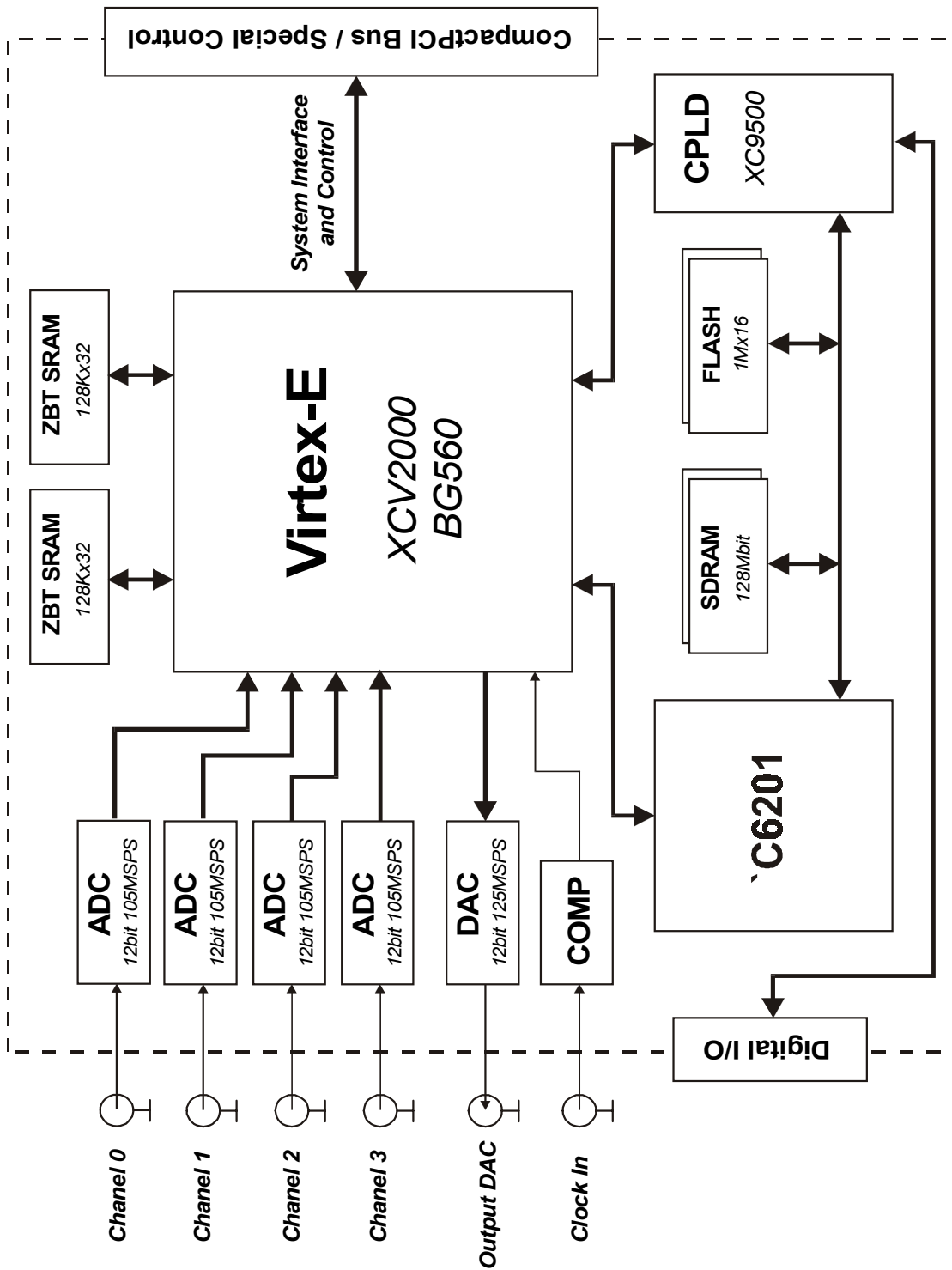


Рис. 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дубровин А.В., Сосулин Ю.Г. Одноэтапное оценивание местоположения источника радиоизлучения пассивной системой // Радиотехника и электроника, 1998, том 43, №12, с. 1486-1494.

USAGE OF MODERN DEVICES ANALOG-DIGITAL PROCESSING FOR REALISATION OF ONE-STAGE ESTIMATION OF THE LOCATION OF A RADIO SOURCE BY A PASSIVE SYSTEM

Dubrovin A.

In [1] the problems of analysis and implementation of the algorithm of one-stage estimation of the radiator location are considered. In this paper, we consider two time-domain algorithms:

(1) optimum - $L(Z,H)=\max$ при $Z=\widehat{Z}^{(i)}$, $H=\widehat{H}$,

(2) heuristics - $L(Z)=\max$ при $Z=\widehat{Z}^{(h)}$,

where $L(Z,H)=\sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=n+1}^N \cos 2\pi f_0 \chi_{nk} + \Phi_{nk}(Z) |L_{nk}(Z)|$; $L(Z)=\sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=n+1}^N |L_{nk}(Z)|$; N – number of

receivers (Rec); $|L_{nk}(Z)| = \sqrt{[\operatorname{Re} L_{nk}(Z)]^2 + [\operatorname{Im} L_{nk}(Z)]^2}$;

$\Phi_{nk}(Z) = \arctg\{\operatorname{Im}(L_{nk}(Z))/\operatorname{Re}(L_{nk}(Z))\}$; $\operatorname{Re}(L_{nk}(Z)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_k(t)x_n(t + \tau_{nk}(Z)) dt$;

$\operatorname{Im}(L_{nk}(Z)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_k(t)x_n(t + \tau_{nk}(Z) - \frac{1}{4f_0}) dt$; $f_0 = (f_2 + f_1)/2$ – center frequency; f_1 и f_2 – down and up

signal frequency domain; $x_n(t) = F^{-1}(X_n(f))$; F^{-1} -operator of the inverse Fourier

transform; $X_n(f) = U_n(f)Y_n(f)$; $U_n(f) = \frac{\alpha_n}{G_{\xi_n}(f)} \sqrt{\frac{G_s(f)}{1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i(f)}}$ – frequency characteristic of input filter

in nth channel ($n=\overline{1,N}$, $\alpha_1=1$); $\alpha_n(f) = \alpha_n^2 \frac{G_s(f)}{G_{\xi_n}(f)}$ – signal to noise ratio at the input of the nth Rec;

$Y_n(f) = S_n(f) + \Xi_n(f)$; $Y_n(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} y_n(t) \exp(-j2\pi f t) dt = F(y_n(t))$; $y_n(t) = s_n(t) + \xi_n(t)$ – input signal nth

Rec; $S_n(f) = F(s_n(t))$; $\Xi_n(f) = F(\xi_n(t))$; F- operator of the Fourier transform; $s_n(t) = \alpha_n s(t - D_n)$,

$n=\overline{1,N}$ – useful signal at the input of the nth Rec; $\xi_n(t)$ – noise at the input of the nth Rec; α_n – attenuator

factor of signal $s(t)$ that specifies the attenuation level when this signal passes from radiator to nth receiver;

$D_n = \tau_n(Z) + \chi_n$ – the propagation time of signal $s(t)$ from radiator to the nth receiver ($\tau_n(Z) = R_n(Z)/c$)

plus synchronization error (χ_n); $R_n(Z) = \sqrt{(Z_n - Z)^T (Z_n - Z)}$ – distance from radiator to the nth receiver;

c – the propagation speed of the signal; $Z = \|X_R, Y_R, Z_R\|^T$ – coordinates of the radiator;

$Z_n = \|X_n, Y_n, Z_n\|^T$ – coordinates of the nth receiver; T denotes the transposition; $G_s(f)$ и $G_{\xi_n}(f)$ –

spectral densities of the signal and noise; $\alpha_n = \alpha_n / \alpha_1$, ($\alpha_1=1$).

REFERENCES

1. Dubrovin, Sosulin. One-Stage Estimation of the Location of a Radio Source by a Passive System // Radiotekhnika i Elektronika, 1998, vol 43, No 12, pp. 1486-1494.