

57

57

ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ СССР РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ТОМ XXIV, № 3

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

КИЕВ — 1981

УДК 621.391.161

А. П. ТРИФОНОВ, В. И. ФЕДОРОВ

ПРЕДЕЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ И ИХ ПРОИЗВОДНЫХ ИСТОЧНИКА СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА

Найдена корреляционная матрица совместных оценок координат и их производных источника случайного сигнала при пространственно-временной обработке в общем случае, включающем расположение источника как в дальней зоне, так и в зоне Френеля приемной антенны. Полученные формулы учитывают влияние несущественных параметров функции корреляции излучаемого сигнала и справедливы для антенны любой практически используемой размерности.

Совместная оценка координат и их производных источника сигнала, расположенного в зоне Френеля приемной антенны, рассматривалась в ряде работ [1—4] и др. При этом как правило предполагалось, что источник излучает сигнал, форма которого задана с точностью до конечного числа неизвестных параметров. В то же время в пассивной радиолокации, радиоастрономии, тепलोкации, гидролокации и др. локалируемые источники часто излучают сигналы неизвестной формы, которые целесообразно описывать реализациями случайных процессов. Рассмотрим здесь оценку координат и их производных точечного источника узкополосного гауссовского случайного сигнала. Полагаем, что форма функции корреляции (или спектральной плотности) случайного сигнала известна с точностью до конечного числа неизвестных параметров.

Пусть $\{l_1, l_2, l_3\}$ — координаты источника в выбранной системе координат, связанной с приемной антенной. Будем считать, что в течение времени наблюдения $[0; T]$ движение источника близко к равномерному, так что без существенной погрешности можно считать $l_k(t) = l_k + l_k' t$, $k=1, 2, 3$. Обозначим $\vec{\rho}$ — вектор, соединяющий источник с точкой антенны, координаты которой $\vec{r} \in V$, V — область пространства, занятая антенной. Тогда принимаемый сигнал можно записать как

$$s(t, \vec{r}, \vec{l}, \vec{q}) = \beta \xi(t - \rho/c)/\rho, \quad (1)$$

где $\rho = |\vec{\rho}|$; β — характеризует затухание сигнала при распространении; c — скорость распространения электромагнитных колебаний; $\vec{l} = \{l_1, \dots, l_6\}$ — шесть оцениваемых параметров: координаты цели и их производные $l_i = dl_{i-3}/dt$ ($i=4, 5, 6$) при $t=0$, $\xi(t)$ — реализация централизованного узкополосного гауссовского случайного процесса с функцией корреляции [5]

$$K_{\xi}(\tau, \vec{q}) = B_{\xi}(\tau, \vec{q}) \cos[\omega_0 \tau + \varphi(\tau, \vec{q})]. \quad (2)$$

Здесь $B_{\xi}(\tau, \vec{q})$ — огибающая функции корреляции; ω_0 — центральная частота; $\vec{q} = \{q_1, \dots, q_p\}$ — p — неизвестных параметров функции корреляции излучаемого сигнала, в оценке которых нет необходимости (несущественные параметры). Если спектральная плотность излучаемого сигнала $\tilde{\xi}(t)$ симметрична относительно центральной частоты ω_0 , то $\varphi(\tau, \vec{q}) \equiv 0$ [5]. Поскольку, обычно дальность до источника $|\rho| \gg \lambda$ ($\lambda = 2\pi c/\omega_0$ — длина волны принимаемого сигнала), то можно пренебречь зависимостью амплитудного множителя β/ρ в (1) от координат

источника [2]. Будем считать перемещение источника за время наблюдения малым по сравнению с расстоянием до антенны и малым по сравнению с пространственной протяженностью огибающей функции корреляции излучаемого сигнала. Учитывая также узкополосность принимаемого сигнала, его функцию корреляции можем записать в виде

$$K_s(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) = B_s(t_1 - t_2, \vec{q}) \cos[\omega_0(t_1 - t_2) - \omega_0(\rho_1 - \rho_2)/c - (v_1 t_1 - v_2 t_2) + \varphi(t_1 - t_2, \vec{q})]. \quad (3)$$

Здесь $\rho_i = \rho(t, \vec{r}_i, \vec{l})|_{t=0}$, $v_i = [\omega_0 d\rho(t, \vec{r}_i, \vec{l})/dt]|_{t=0}$ — доплеровская частота в точке антенны с координатой $\vec{r}_i$, $i = 1, 2$.

Положим, что сигнал (1) с функцией корреляции (3) принимается на фоне аддитивного гауссовского пространственно-временного белого шума с односторонней спектральной плотностью N_0 . Оценка максимального правдоподобия координат цели и их производных $\vec{l}_m$ определяется по положению точки $(\vec{l}_m, \vec{q}_m)$, в которой логарифм функционала отношения правдоподобия $M(\vec{l}, \vec{q})$ достигает абсолютного максимума. В рассматриваемом случае [6, 7]

$$M(\vec{l}, \vec{q}) = \int_0^T \int_V \int x(t_1, \vec{r}_1) x(t_2, \vec{r}_2) \theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) dt_1 dt_2 d\vec{r}_1 d\vec{r}_2 / 2 - H(\vec{l}, \vec{q}) / 2, \quad (4)$$

где $x(t, \vec{r})$ — принимаемая сумма сигнала и помехи; $\theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q})$ — решение интегрального уравнения [7]

$$\begin{aligned} & \frac{N_0}{2} \theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) + \int_0^T \int_V \theta(t, t, \vec{r}, \vec{r}, \vec{l}, \vec{q}) K_s(t, t_2, \vec{r}, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) dt d\vec{r} = \\ & = \frac{2}{N_0} K_s(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}), \quad H(\vec{l}, \vec{q}) = \int_0^1 d\chi \int_0^T \int_V \tilde{\theta}(t, t, \vec{r}, \vec{r}, \vec{l}, \vec{q}, \chi) dt d\vec{r}, \end{aligned} \quad (5)$$

а $\tilde{\theta}(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}, \chi)$ — решение уравнения, аналогичного (5). При определении неизвестных функций в (4) воспользуемся методикой, развитой в [7].

При этом $\theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q})$ будем искать в виде

$$\theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}) = \theta_0(t_1 - t_2, \vec{q}) \cos[\omega_0(t_1 - t_2) - \omega_0(\rho_1 - \rho_2)/c - (v_1 t_1 - v_2 t_2) + \varphi(t_1 - t_2, \vec{q})]. \quad (6)$$

Подставляя (3), (6) в (5) и пренебрегая интегралами от функций, осциллирующих с частотой $2\omega_0$, приходим к системе уравнений для квадратурных составляющих функций (6). Считая, что время наблюдения T много больше времени корреляции принимаемого сигнала, эту систему уравнений можно решить с помощью преобразования Фурье. В результате находим

$$\theta_0(t_1 - t_2, \vec{q}) = \frac{2}{N_0 \pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B_s(\omega, \vec{q}) \exp[j\omega(t_1 - t_2)] d\omega}{[N_0^2 + 2N_0 V_0 B_{sc}(\omega, \vec{q}) + V_0^2 B_s^2(\omega, \vec{q})]^{1/2}}.$$

Здесь $B_s^2(\omega, \vec{q}) = B_{sc}^2(\omega, \vec{q}) + B_{ss}^2(\omega, \vec{q})$, а

$$\left. \begin{matrix} B_{sc}(\omega, \vec{q}) \\ B_{ss}(\omega, \vec{q}) \end{matrix} \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} B_s(\tau, \vec{q}) \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} \varphi(\tau, \vec{q}) d\tau, \quad V_0 = \int_V d\vec{r}.$$

Функцию $\tilde{\theta}(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}, \vec{q}, \chi)$ можно получить аналогичным образом из (6), заменив $\theta_0(t_1 - t_2, \vec{q})$ на

$$\tilde{\theta}_0(t_1 - t_2, \vec{q}, \chi) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B_s(\omega, \vec{q}) \exp[j\omega(t_1 - t_2)] d\omega}{[N_0^2 + 2N_0V_0\chi B_{sc}(\omega, \vec{q}) + \chi^2 V_0^2 B_s^2(\omega, \vec{q})]^{1/2}}.$$

Рассмотрим потенциальную точность совместных оценок максимального правдоподобия координат и их производных. Ограничимся анализом случая больших отношений сигнал/шум для принятого сигнала. Тогда корреляционная матрица оценок параметров $\vec{l}$ и $\vec{q}$ близка к корреляционной матрице совместно эффективных оценок [6—9]. Поэтому предельную точность оценок координат и их производных можно охарактеризовать матрицей [8]

$$\hat{K}(\vec{l}_m/\vec{l}_0, \vec{q}_0) = \|\hat{I}_{ll} - \hat{I}_{lq} \hat{I}_{qq}^{-1} \hat{I}_{lq}^{\dagger}\|^{-1},$$

где $\vec{l}_0, \vec{q}_0$ — истинные значения неизвестных параметров, $\dagger$ — означает транспонирование

$$\begin{aligned} \hat{I}_{ll} &= \left\| \frac{\partial^2 G}{\partial l_{1i} \partial l_{2j}} \right\|, \quad \hat{I}_{lq} = \left\| \frac{\partial^2 G}{\partial l_{1i} \partial q_{2n}} \right\|, \\ \hat{I}_{qq} &= \left\| \frac{\partial^2 G}{\partial q_{1k} \partial q_{2n}} \right\|, \quad i, j = \overline{1, 6}; \quad k, n = \overline{1, p}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G = G(\vec{l}_1, \vec{l}_2, \vec{q}_1, \vec{q}_2) &= \frac{1}{2} \int_0^T \int \int_V K_s(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}_1, \vec{q}_1) \theta(t_1, t_2, \vec{r}_1, \vec{r}_2, \vec{l}_2, \vec{q}_2) \times \\ &\times dt_1 dt_2 d\vec{r}_1 d\vec{r}_2, \end{aligned}$$

а все производные вычисляются в точке $(\vec{l}_0, \vec{q}_0)$. Учитывая (3), (6), корреляционную матрицу совместных оценок координат и их производных получаем в блочном виде

$$\hat{K}(\vec{l}_m/\vec{l}_0, \vec{q}_0) = z^{-2} \left\| \begin{matrix} \hat{I}_{11} & \hat{I}_{12} \\ \hat{I}_{12}^{\dagger} & \hat{I}_{22} \end{matrix} \right\|. \quad (7)$$

Здесь $z^2 = V_0^2 A_0 T$ — отношение сигнал/шум для принятого сигнала, $A_k = \int_0^T \tau^k B_s(\tau, \vec{q}_0) \theta_n(\tau, \vec{q}_0) d\tau$. Элементы матрицы (7) с погрешностью порядка $1/T$ записываются как

$$\hat{I}_{11} = \frac{\omega_0^2}{c^2} \|g_{ij} - g_i g_j\|, \quad i, j = 1, 2, 3, \quad (8)$$

$$\hat{I}_{12} = \frac{\omega_0^2 T}{2c^2} \|g_{i-3} - g_i g_{j-3}\|, \quad i = 1, 2, 3; \quad j = 4, 5, 6,$$

$$\hat{I}_{22} = \frac{\omega_0^2 T^2}{3c^2} \left\| g_{i-3j-3} - g_{i-3} g_{j-3} + \frac{3A_2}{2A_0 T^2} (g_{i-3j-3} - \delta g_{i-3} g_{j-3}) \right\|, \quad i, j = 4, 5, 6.$$

В (8) введены обозначения, аналогичные [3]

$$g_i = \frac{1}{V_0} \int_V h_i d\vec{r}, \quad g_{ij} = \frac{1}{V_0} \int_V h_i h_j d\vec{r}, \quad h_i = [\partial \rho(t, \vec{r}, \vec{l}) / \partial l_i]_{\vec{l}=\vec{l}_0, t=0}^{\vec{r}=\vec{r}_0} \quad i = 1, 2, 3. \quad (9)$$

Параметры g_i, g_{ij} определяют зависимость точности оценок координат и их производных от пространственной структуры антенны и положения источника сигнала, а параметры A_h, z^2, T — от временной структуры сигнала. Величина δ учитывает влияние несущественных параметров функции корреляции сигнала на точность оценки и определяется выражением

$$\delta = \frac{1}{A_2} \sum_{n,k=1}^p \left[\int_0^T \tau B_s(\tau, \vec{q}) \theta_0(\tau, \vec{q}) \frac{\partial \varphi(\tau, \vec{q})}{\partial q_n} d\tau C_{kn} \int_0^T \tau B_s(\tau, \vec{q}) \theta_0(\tau, \vec{q}) \times \right. \\ \left. \times \frac{\partial \varphi(\tau, \vec{q})}{\partial q_k} d\tau \right]_{\vec{q}=\vec{q}_0}^{\vec{r}=\vec{r}_0},$$

где $\|C_{kn}\| = \|Q_{kn}\|^{-1}, \quad k, n = \overline{1, p};$

$$Q_{kn} = \left[\int_0^T \frac{\partial B_s(\tau, \vec{q})}{\partial q_k} \frac{\partial \theta_0(\tau, \vec{q})}{\partial q_n} d\tau + \int_0^T B_s(\tau, \vec{q}) \theta_0(\tau, \vec{q}) \frac{\partial \varphi(\tau, \vec{q})}{\partial q_k} \times \right. \\ \left. \times \frac{\partial \varphi(\tau, \vec{q})}{\partial q_n} d\tau \right]_{\vec{q}=\vec{q}_0}^{\vec{r}=\vec{r}_0}.$$

Из формулы (7), как частный случай, можно получить корреляционную матрицу оценок координат неподвижного источника $\hat{K} = z^{-2} \hat{I}_{11}^{-1}$. Эта формула с точностью до определения величины z^2 совпадает с результатом [3], полученным для случая, когда лоцируемый источник излучает сигнал известной формы. Если координаты источника априори известны, корреляционная матрица оценок производных координат имеет вид $\hat{K} = z^{-2} \hat{I}_{22}^{-1}$. Предельная точность оценок координат источника при неизвестных производных его координат характеризуется матрицей $\hat{K} = z^{-2} \|\hat{I}_{11} - \hat{I}_{12} \hat{I}_{22}^{-1} \hat{I}_{12}^T\|^{-1}$.

Из (8) следует, что параметр δ связан лишь с оценкой производных координат, так что наличие у сигнала конечного числа неизвестных параметров $\vec{q}$ не влияет на точность оценки координат неподвижного источника случайного сигнала. Если спектральная плотность сигнала симметрична относительно центральной частоты ω_0 или неизвестные параметры $\vec{q}$ входят только в огибающую корреляционной функции (2), то $\delta=0$ и несущественные параметры не влияют на точность

оценки как координат, так и их производных. В случае оценки координат и их производных источника сигнала с неизвестной центральной частотой $\delta=1$.

Элементы матрицы (8) характеризуют точность оценки координат и их производных источника случайного сигнала, расположенного на произвольном расстоянии от приемной антенны. Когда источник находится в зоне Френеля приемной антенны, то $g_{ij}-g_{ij} \neq 0$, $i, j=1, 2, 3$. В этом случае выражение (7) при больших T несколько упрощается

$$\hat{K}(\vec{l}_m/\vec{l}_0) = \frac{c^2}{z^2\omega_0^2} \hat{g}^{-1} \otimes \hat{\Sigma}, \quad (10)$$

где $\otimes$ обозначает прямое произведение матриц,

$$\hat{g} = \|g_{ij} - g_i g_j\|, \quad i, j = 1, 2, 3, \quad \hat{\Sigma} = \begin{vmatrix} 4 & -6/T \\ -6/T & 12/T^2 \end{vmatrix}. \quad (11)$$

Матрица $\hat{g}$ характеризует пространственную обработку и имеет такой же вид, как при оценке координат источника квазидетерминированного сигнала [3]. Матрица $\hat{\Sigma}$ совместно с параметром z^2 определяет влияние временной обработки на точность оценки координат и их производных.

Если производится оценка координат при известных их производных, то из (7) легко получить $\hat{K} = c^2 \hat{g}^{-1} / z^2 \omega_0^2$. Аналогично определяется корреляционная матрица оценок производных при известных координатах $\hat{K} = 3c^2 \hat{g}^{-1} / T^2 z^2 \omega_0^2$. Сравнив эти выражения с (10), видим, что при совместной оценке координат и их производных дисперсия оценки как координат так и их производных возрастает в четыре раза. Коэффициент корреляции между оценками любой координаты и ее производной, как следует из (11), равен $-\sqrt{3}/2 \simeq -0,87$.

Заметим, что формулы (7), (8) включают, как частный случай, оценку координат и их производных источника сигнала, расположенного в дальней зоне. Остановимся на совместной оценке дальности и радиальной скорости. В дальней зоне $g_{RR} \rightarrow 1$, $g_R \rightarrow 1$ [3], следовательно

$$I_{11} = 0; \quad I_{12} = 0; \quad I_{22} = \omega_0^2 A_2 (1 - \delta) / 2A_0 c^2. \quad (12)$$

Из (12) с учетом (8) следует, что в дальней зоне оценки дальности и радиальной скорости не коррелированы. Поэтому, хотя дальность методами пассивной локализации в дальней зоне измерить нельзя, радиальную скорость можно измерить при известной центральной частоте излучаемого источником сигнала. При этом $\delta=0$, а дисперсия оценки радиальной скорости

$$D_0(R'_m) = 2c^2 A_0 / \omega_0^2 z^2 A_2. \quad (13)$$

Однако, если центральная частота принимаемого сигнала неизвестна, то $\delta=1$ и из (12) получаем $I_{22}=0$. Значит в этом случае оценку скорости в дальней зоне также произвести невозможно.

Согласно (4), (10) при обработке в зоне Френеля, когда основная информация о дальности и радиальной скорости заключена в кривизне волнового фронта принимаемого сигнала, наличие неизвестных параметров функции корреляции сигнала только усложняет оптимальную обработку, а на потенциальную точность оценки практически не влияет. При переходе в дальнюю зону пространственная информация о цели

частично разрушается и незнание параметров функции корреляции сигнала $\vec{q}$ может играть заметную роль. Из анализа выражений (7) следует, что оценки дальности и радиальной скорости в зоне Френеля сингулярны, т. е. в отсутствие белого шума можно точно определить дальность и радиальную скорость источника сигнала. При переходе в дальнюю зону оценка радиальной скорости становится несингулярной.

Отметим также, что оценки углового положения и угловой скорости источника случайного сигнала коррелированы и в дальней зоне. Причем коэффициент корреляции равен $-\sqrt{3}/2$. Кроме того, оценки углового положения и угловой скорости в отсутствие белого шума сингулярны при произвольном расположении источника сигнала и приемной антенны.

Для иллюстрации полученных соотношений рассмотрим конкретный пример. Пусть на линейную антенну с относительным размером $a = L/R_0$ принимается узкополосный сигнал с огибающей функции корреляции $B_s(\tau) = \sigma^2 \exp \times [-a|\tau|]$. Здесь R_0 — расстояние от центра антенны длиной $2L$ до источника сигнала в момент времени $t=0$. Тогда дисперсия оценки радиальной скорости в дальней зоне согласно (13) имеет вид

$$D_0(R'_m) = \frac{c^2 \sqrt{1+\xi^2} (1 + \sqrt{1+\xi^2})^3}{\omega_0^2 \xi^4} \frac{\alpha}{T}, \quad \xi^2 = \frac{4L\sigma^2}{N_0\alpha}, \quad (14)$$

что согласуется с результатом [6]. Дисперсия оценки радиальной скорости в зоне Френеля записывается как

$$D(R'_m) = \frac{180c^2 \sqrt{1+\xi^2} (1 + \sqrt{1+\xi^2})^3}{\omega_0^2 \xi^4 [\alpha^2 T^2 a^4 (1 + \sqrt{1+\xi^2})^2 + 180]} \frac{\alpha}{T}. \quad (15)$$

Из формулы (14) следует, что при $\xi \rightarrow \infty$ ($N_0 \rightarrow 0$) $D_0(R'_m) \rightarrow c^2 \alpha / T \omega_0^2$, т. е. оценка радиальной скорости в дальней зоне несингулярна. В тоже время в зоне Френеля (15) $D(R'_m) \rightarrow 0$ при $\xi \rightarrow \infty$.

Выигрыш в точности оценки радиальной скорости в зоне Френеля по сравнению с оценкой в дальней зоне можно охарактеризовать отношением $\kappa = D(R'_m)/D_0(R'_m)$. На рис. 1 представлена зависимость $\kappa(a)$. Кривые 1, 2, 3 построены при значении параметра $\alpha T = 10^2$; 10^3 ; 10^4 соответственно. Сплошной линией нанесены кривые для $\xi=1$, штриховой — для $\xi=10$. Как видно из рисунка выигрыш в точности оценки радиальной скорости в зоне Френеля растет с увеличением мощности принимаемого сигнала, времени наблюдения и относительного размера антенны. При этом отмеченный выигрыш может быть значительным.

Полученные выражения позволяют рассчитать потенциальную точность совместной оценки координат и их производных при пространственно-временной обработке случайных сигналов в общем случае, включающем расположение источника сигнала в дальней зоне и в зоне Френеля приемной антенны. Эти формулы справедливы для приема сигналов на антенны любой практически используемой размерности и могут применяться для анализа дискретных антенн, если интегрирование в (9) выполнять по соответствующей многосвязной области. Они учитывают влияние несущественных параметров функции корреляции

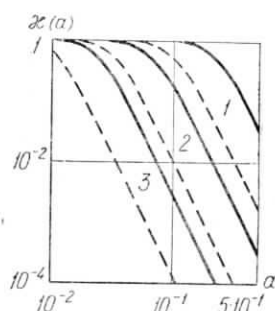


Рис. 1.

сигнала и как частный случай включают известные выражения для предельной точности оценок координат и их производных в дальней зоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремер И. Я., Понькин В. А. О потенциальной точности определения местоположения цели при пространственно-временной обработке сигналов в общем случае. — «Радиотехника и электроника», 1975, 20, № 6, с. 1186.
2. Кремер А. И., Трифонов А. П. Предельная точность оценки координат точечной цели. — «Радиотехника и электроника», 1977, 22, № 8, с. 1607.
3. Кремер А. И., Трифонов А. П. Предельная точность совместной оценки координат и их производных радиолокационными методами. — «Радиотехника и электроника», 1978, 23, № 1, с. 67.
4. Кремер И. Я., Нахмансон Г. С. Пространственно-временная обработка радиосигналов в измерительных системах в общем случае. — Изв. вузов — Радиоэлектроника, 1978, 21, № 11, с. 3.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Советское радио», 1966.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М., «Советское радио», 1978.
7. Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации, под ред. Г. П. Тартаковского, М., «Советское радио», 1963, 1.
8. Черняк В. С. Об использовании информационной матрицы Фишера для анализа потенциальной точности оценок максимального правдоподобия при наличии мешающих параметров. — «Радиотехника и электроника», 1971, 16, № 6, с. 956.
9. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. М., «Советское радио», 1970.

Поступила в редакцию 22 X 1979 г.,
после переработки 15 I 1980 г.

УДК 621.372.54

Н. П. ГАПОНЕНКО

АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ТЕПЛОЭЛЕКТРОННЫХ ФИЛЬТРОВ

Проанализирована чувствительность передаточных функций теплоэлектронных фильтров второго порядка с минимальным количеством активных элементов. Показано, что наибольшей стабильностью, технологичностью и простотой термокомпенсации отличаются теплоэлектронные фильтры, не имеющие общих электротепловых или теплоэлектрических преобразователей. Фильтры с объединенными электротепловыми и теплоэлектрическими преобразователями используются в случаях, когда необходимо улучшить энергетические или информационные соотношения, а требования стабильности не являются определяющими.

Возможность увеличения степени интеграции и надежности обусловила в последнее время все более широкий интерес исследователей к проблемам разработки активных R -фильтров, в которых фильтрация сигналов осуществляется за счет инерционности процессов переноса в твердом теле [1—5]. Как для активных RC -фильтров, так и для активных R -фильтров существует большое количество структур, реализующих заданную передаточную функцию. При выборе схемы фильтра чаще всего учитывают возможности уменьшения аппаратных затрат и энергетических показателей, обеспечения заданной стабильности, возможности функциональной подстройки параметров. Сравнительный анализ активных R -фильтров с учетом перечисленных показателей до