УДК 621.396.96 DOI: https://doi.org/10.34680/2076-8052.2020.2(118).84-88

МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ДВУХДИАПАЗОННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА, ОСУЩЕСТВЛЯЮЩЕГО ПОЛНОЕ РАЗРЕШЕНИЕ СЛОЖНОЙ ЦЕЛИ НА ФОНЕ ПОМЕХ И ШУМОВ

А.А.Шаталов, В.В.Макаренков, А.А.Семенов

OPERATING MODEL OF A DUAL-BAND RADAR SYSTEM WITH FULL RESOLUTION OF COMPLEX TARGET AGAINST A BACKGROUND OF ACTIVE NOISE INTERFERENCE

A.A.Shatalov, V.V.Makarenkov, A.A.Semenov

Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского, Санкт-Петербург, gonta-gv@yandex.ru

Предлагается модель сигнала, принимаемого от сложной цели, образованной совокупностью медленно флуктуирующих точечных отражателей. Прием сигнала осуществляется на фоне взаимно-некоррелированных активных шумовых помех и белого гауссовского шума. Определяются статистические характеристики принимаемых сигналов, помех и шумов. Задача полного разрешения сигналов, принимаемых от сложной цели в виде совокупности медленно флуктуирующих точечных отражателей, в двухдиапазонном радиолокационном комплексе представляется как двухэтапная процедура обработки радиолокационной информации. При решении задачи полного разрешения сложной цели используется Байесовский критерий оптимальности, который основан на минимизации величины среднего риска. На первом этапе в каждом диапазоне длин волн решаются следующие задачи: обнаружение сложной цели; оценка числа точечных отражателей; оценка параметров сигналов, принимаемых от точечных отражателей. Следующий этап обработки заключается в комплексировании информации, полученной от двух диапазонах длин волн, с целью уменьшения ошибок измерений параметров точечных отражателей. Компенсация ошибок оценок параметров точечных отражателей осуществляется способом объединения их по схеме фильтрации.

Ключевые слова: двухдиапазонный радиолокационный комплекс, сложная цель, задача полного разрешения, комплексирование информации

A mathematical model of the signal in the form of a complex target, consisting of a set of slowly fluctuating point reflectors is proposed. The signal is received against a background of mutually uncorrelated active noise interference and white Gaussian noise. The statistical characteristics of the received signals, interference and noise are determined. The problem of full resolution of signals received from a complex target consisting of a set of slowly fluctuating point reflectors in the dual-band radar system seems to be a two-stage procedure for processing radar information. When solving the problem of the full solution of a complex target the Bayesian optimality criterion is used. This criterion is based on minimizing average risk. At the first stage in each wavelength range, the following tasks are solved: detection of a complex target; estimation of the number of point reflectors; estimation of parameters of signals received from point reflectors. The next stage of processing is to combine the information obtained from two wavelength ranges in order to reduce the measurement errors of the parameters of point reflectors. Compensation of errors in the estimates of the parameters of point reflectors is carried out by combining them according to the filtering scheme.

Keywords: dual-band radar system, complex target, problem of full resolution, combining information

Введение

При оценке и анализе радиолокационной обстановки многофункциональными радиолокационными станциями (РЛС) решаются следующие задачи: радиолокационный обзор; поиск и обнаружение цели; измерение координат целей и параметров их движения. В зависимости от разрешающей способности РЛС одна и та же цель может быть точечной или сложной. В процессе радиолокационного обзора РЛС с высокой разрешающей способностью сложной цели принимаемый сигнал является результатом интерференции нескольких сигналов, отраженных от отдельных элементов такой цели, так называемых точечных отражателей. В связи с чем возникает задача полного разрешения сложной цели, которая предполагает ее обнаружение, оценку числа точечных отражателей и, наконец, оценку параметров каждого точечного отражателя [1].

По мере совершенствования современной техники и расширения ее функциональных возможностей потребность в решении задач полного разрешения сложных целей постоянно возрастает. В настоящее время одним из подходов к повышению информативности и разрешающей способности РЛС является использование многочастотных систем, в которых происходит одновременное излучение сигналов на нескольких частотах [2]. Одним из примеров многочастотных РЛС является двухдиапазонный радиолокационный комплекс (ДРЛК), представляющий собой результат объединения двух бистатических систем, одна из которых работает в дециметровом, а другая — в метровом диапазоне электромагнитных волн. В ДРЛК имеется возможность применения всех методов обработки информации, которые используются в теории многочастотной радиолокации при сравнительно недорогой стоимости изготовления таких комплексов. При этом все результаты, полученные в ДРЛК при создании необходимой теоретической и практической базы, могут быть обобщены и на многодиапазонный случай.

Постановка и решение задачи полного разрешения сложной цели, состоящей из совокупности точечных отражателей в многоканальных однодиапазонных РЛС, подробно рассмотрена в [1].

Цель работы заключается в создании модели функционирования радиолокационной системы, осуществляющей полное разрешение сложной цели на фоне помех и шумов применительно к ДРЛК с фазированной антенной решеткой (ФАР).

Модели сигналов, принимаемых от сложных целей в виде совокупности точечных отражателей на фоне помех и шумов

В ДРЛК с ФАР для описания процесса обработки информации широко применяются модели сигналов, принимаемых от сложной цели, образованных совокупностью флуктуирующих точечных отражателей.

При приеме сигналов предполагается, что амплитуда является случайной величиной (СВ) или случайным процессом, подчиняющимся закону распределения Рэлея, а фаза — равномерно распределенная СВ. Совместное распределение амплитуды и фазы подчиняется гауссовскому закону распределения вероятностей [2].

Считается, что прием сигналов осуществляется на фоне помех взаимно-некоррелированных активных шумовых помехам (АШП). На входы ФАР сигналы и помехи поступают вместе с белым гауссовским шумом (БГШ).

Будем считать, что ФАР состоит из подрешеток, каждая из которых предназначена для излучения и приема сигналов на частоте $f_l,\ l=\overline{1,2}$. Число элементов на каждой из частот f_l определяется величиной N_l. Для прямоугольной решетки $N_l = N_{l\alpha}\times N_{l\beta}$. Общее число элементов решетки будет составлять $N=\sum_{l=1}^{2} N_l$ элементов. Случайный процесс, принимаемый ДРЛК с ФАР, можно записать в виде блочного $1\times N$ вектора $\vec{\xi}^{\,T}=\left(\vec{\xi}_1^{\,T},\vec{\xi}_2^{\,T}\right)$, состоящего из суммы векторов сигнала $\vec{s}^{\,T}=\left(\vec{s}_1^{\,T},\vec{s}_2^{\,T},\right)$, помех $\vec{n}^{\,T}=\left(\vec{n}_1^{\,T},\vec{n}_2^{\,T},\right)$ и БГШ $\vec{w}^{\,T}=\left(\vec{w}_1^{\,T},\vec{w}_2^{\,T}\right)$, где T означает операцию транспонирования. Таким образом, $\vec{\xi}=\vec{s}+\vec{n}+\vec{w}=\vec{s}+\vec{\eta}$.

Сигнал в виде пачек, содержащих по r импульсов на каждой из частот f_l, отраженных от сложной цели, образованной совокупностью k медленно флуктуирующих точечных отражателей, определяется следующим выражением:

$$\vec{s}_l(t)=\sqrt{B_l}\cdot[\vec{g}_l(\alpha_l(t))\otimes\vec{g}_l(\beta_l(t))]\times$$
$$\times\overrightarrow{\exp}_l^{\,T}(t)\bullet z_l\cdot\vec{1}_k\cdot\vec{u}_l^{\,T}(t)\cdot\vec{1}_{kr}, \qquad (1)$$

где B_l — энергия импульса; $\vec{g}_l(\alpha_l(t))$ — вектор волнового фронта сигнала, принимаемого от цели в азимутальной плоскости размера $N_{l\alpha}\times 1$; $\otimes$ — прямое произведение векторов; $\vec{g}_l(\beta_l(t))$ — вектор волнового фронта сигнала, принимаемого от цели в угломестной плоскости размера $N_{l\beta}\times 1$; $\overrightarrow{\exp}_l^{\,T}(t)=\left(\exp\{j\omega_{Дl1}(t-\tau_{зl1})\},\ \exp\{j\omega_{Дl2}(t-\tau_{зl2},)\},\ldots,\exp\{j\omega_{Дlk}(t-\tau_{зlk})\},\right)$ — вектор размера $1\times k$; $\omega_{Дli}$ — доплеровский сдвиг частоты i-го точечного отражателя; $\tau_{зli}$ — время задержки i-го точечного отражателя относительно зондирующего импульса; $z_l=diag(z_{li})_{i=1}^{k}$ — диагональная матрица размера $k\times k$; z_{li} — комплексная гауссовская СВ, характеризующая закон флуктуаций i-го точечного отражателя; $\vec{1}_k^{\,T}=(1,1,\ldots,1)$ — единичный вектор размера $1\times k$; $\vec{u}_l^{\,T}(t)=\left(\vec{u}_{l1}(t-\tau_{зl1}),\vec{u}_{l2}(t-\tau_{зl2}),\ldots,\vec{u}_{lk}(t-\tau_{зlk})\right)$ — блочный вектор размера $1\times kr$; $\vec{u}_{li}^{\,T}(t-\tau_{зli})=(u_{li1}(t-T_{n1}-\tau_{зli}),u_{li2}(t-T_{n2}-\tau_{зli}),\ldots,u_{lir}(t-T_{nr}-\tau_{зli}))$ — вектор размера $1\times r$; $u_{lj}(t-T_{nj}),\ j=\overline{1,r}$ — комплексная огибающая j-го импульса в пачке, состоящей из r импульсов; T_{nj} — период повторения импульсов в пачке; $\vec{1}_{kr}^{\,T}$ — единичный вектор размера $1\times kr$. Предполагается, что $M[z_{li}]=0$, $M\left[|z_{li}|^2\right]=\sigma_{li}^2$, $M[\cdot]$ — означает операцию вычисления математического ожидания от выражения, стоящего в квадратных скобках.

В случае гауссовского распределения СВ основной числовой характеристикой сигнала $\vec{s}_l(t)$ является его ковариационная матрица двух скалярных переменных $t_1,t_2\in t$:

$$K_{s_l}(t_1,t_2)=M\left[\vec{s}_l(t_1)\vec{s}_l^{\,*}(t_2)\right]=$$
$$=B_l\cdot\left[\vec{g}_l(\alpha_l(t_1))\otimes\vec{g}_l(\beta_l(t_1))\right]\cdot\overrightarrow{\exp}_l^{\,T}(t_1)\times$$
$$\times M\left[z_l\cdot\vec{1}_k\cdot\vec{u}_{sl}^{\,T}(t_1)\cdot\vec{1}_{kr}\cdot\vec{1}_{kr}^{\,T}\cdot\vec{u}_{sl}(t_2)\cdot\vec{1}_k^{\,T}\cdot z_l^{*}\right]\times\overrightarrow{\exp}_l^{\,T}(t_2)\times$$
$$\times\left[\vec{g}_l(\alpha_l(t_2))\otimes\vec{g}_l(\beta_l(t_2))\right]^T. \qquad (2)$$

Векторный случайный процесс $\vec{\eta}_l(t)$, создаваемый АШП и шумами на каждой из частот f_l, определяется следующим выражением:

$$\vec{\eta}_l(t)=\sum_{i=1}^{x_l}\vec{f}_{lci}(\theta_i(t),\varphi_i(t))\cdot(eli(t))+\vec{w}_l(t)=$$
$$=F_l(t)\bullet\vec{e}_l(t)+\vec{w}_l(t), \qquad (3)$$

где x_l — число источников АШП; $F_l^T(t)=\left(\vec{f}_{lc1}^{\,T}(t),\vec{f}_{lc2}^{\,T}(t),\ldots,\vec{f}_{lcx_l}^{\,T}(t)\right)$ — матрица коэффициентов направленного действия (КНД) антенны по сигналам источников АШП размера $x_l\times N_l$;

$\vec{f}^{\,T}_{lci}(t) = \vec{f}^{\,T}_{lci}(\theta_i(t), \varphi_i(t))$ — вектор-столбец КНД антенны по сигналам *i*-го источника размера $1 \times N_l$; $\vec{e_l}(t) = \left(e_{l1}(t), e_{l2}(t), \ldots, e_{lx_l}(t)\right)$ — вектор напряженности поля источников АШП размера $x_l \times 1$; $e_{li}(t)$ — напряженность поля *i*-го источника.

В качестве модели шума $\vec{w_l}(t)$ используется модель БГШ с ковариационной матрицей:

$$K_{w_l}(t_1, t_2) = \Xi_{w_l} \cdot \delta(t_1, t_2), \tag{4}$$

где $\delta(t_1, t_2)$ — дельта-функция Дирака; $\Xi_{w_l} = I \cdot 0{,}5 \cdot \Xi_{l0}$ — диагональная матрица размера $N_l \times N_l$; I — единичная матрица размера $N_l \times N_l$; $0{,}5 \cdot \Xi_{l0}$ — спектральная плотность шума в пределах полосы пропускания на частоте f_l.

Ковариационная матрица помех и шумов $K_{\eta_l}(t_1, t_2)$ определяется следующим выражением:

$$K_{\eta_l}(t_1,t_2) = F_l(t_1) \bullet M\left[\vec{e_l}(t_1) \cdot \vec{e_l}^{\,T}(t_2)\right] \bullet F_l^T(t_2) + K_w(t_1,t_2) =$$

$$= F_l(t_1) \bullet K_e(t_1,t_2) \bullet F_l^T(t_2) + K_{w_l}(t_1,t_2), \tag{5}$$

где $K_{e_l}(t_1,t_2) = diag\left(\sigma^2_{eli}(t_1,t_2)\right)_{i=1}^{x_l}$ — диагональная матрица размера $x_l \times x_l$; $\sigma^2_{eli}(t_1,t_2) = M\left[e_{li}(t_1) e^T_{li}(t_2)\right]$ — значение дисперсии напряжения $e_{li}(t)$.

Обратная ковариационная матрица помех и шумов $Q_\eta(t_1,t_2)$ записывается в виде соотношения:

$$\int_{T_1}^{T_2} Q_\eta(t_1,t_2) K_\eta(t_2,t_3) dt_2 = I\delta(t_1,t_3), T_1 \le t_1, t_3 \ge T_2, \tag{6}$$

где I — диагональная единичная матрица размера $N_l \times N_l$, $[T_1, T_2]$ — интервал времени, на котором производится разрешение сложной цели.

Модель функционирования ДРЛК, осуществляющего полное разрешение сигналов, принимаемых от сложной цели в виде совокупности медленно флуктуирующих точечных отражателей на фоне АШП и шумов

Задачу полного разрешения сигналов, принимаемых от сложной цели в виде совокупности медленно флуктуирующих точечных отражателей на фоне АШП и шумов в ДРЛК, представим как двухэтапную процедуру обработки радиолокационной информации. На первом этапе необходимо в каждом диапазоне длин волн решить следующие задачи: обнаружить сложную цель; оценить число точечных отражателей *k*; оценить параметры $z_{li}, \tau_{зli}, \omega_{Дli}, a_{li}, \beta_{li}, i = \overleftarrow{1,k}$ сигналов, принимаемых от *k* отражателей. Следующий этап обработки будет заключаться в комплексировании информации, полученной от двух диапазонов длин волн, с целью уменьшения ошибок измерений параметров точечных отражателей.

Для решения поставленных задач необходимо разбить зону обзора в каждом диапазоне длин волн на $h = (h_1, h_2)$ областей. Предполагается, что параметры точечных отражателей в составе сложной цели могут принимать только дискретные значения из области их определения. Считается, что используется байесовское правило решения и максимальное число разрешаемых точечных отражателей $k_{\max} \le h < \infty$.

Рассмотрим решение задачи полного разрешения сложной цели в виде совокупности медленно флуктуирующих точечных отражателей, когда имеется информация об их числе. Представим сигнал, приходящий от сложной цели, в следующем виде:

$$\vec{s}_l(t, \vec{\gamma}_l) = \sum_{i=1}^{k} \vec{d}_{li}(t, \vec{\gamma}_{li}) \cdot z_{li} = d_l(t, \vec{\gamma}_l) \cdot \vec{z}_l, \tag{7}$$

где $\vec{\gamma}_l^{\,T} = \left(\vec{\gamma}^{\,T}_{l1}, \vec{\gamma}^{\,T}_{l2}, \ldots, \vec{\gamma}^{\,T}_{lk}\right)$ — вектор параметров сложной цели, *i*-я компонента которого равна $\vec{\gamma}^{\,T}_{li} = (\tau_{зli}, \omega_{Дli}, \alpha_{li}, \beta_{li})$; $\vec{z}_l(t) = (z_{l1}(t), z_{l2}(t), \ldots, z_{lk}(t))$ — вектор размера $k \times 1$; $d_l^T(t, \gamma_l) = \left(\vec{d}^{\,T}_{l1}(t, \gamma_{l1}), \vec{d}^{\,T}_{l2}(t, \gamma_{l2}), \ldots, \vec{d}^{\,T}_{lk}(t, \gamma_{lk})\right)$ — матрица размера $k \times N_l$; $\vec{d}^{\,T}_{li}(t, \gamma_{li})$ — неслучайный вектор-столбец принимаемого сигнала от *i*-го точечного отражателя размера $1 \times N_l$.

Величина $\vec{d}_{li}\left(t, \vec{\gamma}_{li}\right)$ определяется формулой (8):

$$\vec{d}_{li}\left(t, \vec{\gamma}_{li}\right) = \sqrt{B_l} \cdot \left[\vec{g}_l(\alpha_{li}(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta_{li}(t))\right] \times$$
$$\times \vec{u}^{\,T}_{sli}(t) \cdot \vec{1}_r \cdot \exp\{j\omega_{Дli}(t - \tau_{зli})\}. \tag{8}$$

Модель обработки можно существенно упростить за счет следующего выбора условного математического ожидания функции потерь [1]:

$$M\left\{\Pi\left[\hat{z}_l, \hat{\gamma}_l, \vec{z}_l, \vec{\gamma}_l / \vec{\xi}_l\right]\right\} = \int_{|T_l|} M\left[\vec{s}^{\,*}_l\left(t, \vec{\gamma}_l\right) \vec{s}_l\left(t, \vec{\gamma}_l\right) / \vec{\xi}_l\right] dt -$$

$$- \left|\hat{z}_l(t, \hat{\gamma}_l)\right|^2 \int_{|T_l|} \vec{d}^{\,T}_l(t, \hat{\gamma}_l) d_l(t, \hat{\gamma}_l) dt, \tag{9}$$

$$\tau_{зl} \in T_l, \omega_{Дl} \in \Omega_l, \alpha_l \in A_l, \beta_l \in B_l,$$

где T_l, Ω_l, A_l, B_l — области определения соответствующих параметров; $\hat{z}_l$ — оценка вектора z_l, обеспечивающая минимальную среднеквадратическую ошибку; $\hat{\gamma}_l$ — вектор оцениваемых параметров.

Величина $\hat{z}_l(t, \hat{\gamma}_l)$ в выражении (9) равна:

$$\hat{z}_l(t, \hat{\gamma}_l) = \left[\int_{|T_l|} \vec{d}^{\,T}_l(t, \hat{\gamma}_l) \vec{d}_l(t, \hat{\gamma}_l) dt\right]^{-1} \times$$
$$\times \int_{|T_l|} \vec{d}^{\,T}_l(t, \hat{\gamma}_l) \hat{s}_l(t, \hat{\gamma}_l) dt, \tag{10}$$

где $\hat{s}_l(t, \hat{\gamma}_l)$ — вектор линейной оценки сигнала $\vec{s}_l\left(t, \vec{\gamma}_l\right)$ по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Импульсная характеристика линейного фильтра, осуществляющего оценку сигнала $\vec{s}_l\left(t, \vec{\gamma}_l\right)$, имеет вид $H_{s_l} = K_{sl} K_{\xi_l}^{-1}$.

Байесовский критерий оптимальности основан на минимизации величины среднего риска. В данном случае минимум среднего риска будет достигаться тогда, когда второе слагаемое в выражении (9) достигает максимума. Обозначим в выражении (9) второе слагаемое $J_{\hat{\gamma}_l}$:

$$J_{\hat{\gamma}_l} = |\hat{z}_l(t,\hat{\gamma}_l)|^2 \int\limits_{|T_l|} \vec{d}_l^{\,T}(t,\hat{\gamma}_l)\vec{d}_l(t,\hat{\gamma}_l)dt. \qquad (11)$$

Реализацию оптимальной обработки суммарного сигнала $\vec{s}_l(t,\gamma_l)$ представим в варианте многоканальной системы, где каждый канал настроен на фиксированные значения параметров медленно флуктуирующего точечного отражателя в составе сложной цели. Выражение для достаточной статистики $L_{s_{li}}$, позволяющей осуществить оценку сигнала $\vec{s}_l\left(t,\vec{\gamma}_l\right)$ по критерию минимума среднего квадрата ошибки в i-м приемном канале, определяется формулой (12):

$$L_{s_{li}} = \int\limits_{T_1}^{T_2} \left\{ 2\mathrm{Re}\left[\vec{\xi}_l^{\,*}(t,\hat{\gamma}_{li})\hat{s}_{lk}(t,\hat{\gamma}_{li})\right] - \hat{s}_{lk}^{*}(t,\hat{\gamma}_{li})\hat{s}_{lk}(t,\hat{\gamma}_{li}) \right\} dt, i = \overline{1,h_l}, \qquad (12)$$

где h_l — количество приемных каналов в соответствующих диапазонах длин волн.

Используя формулы (5)-(10), а также результаты полученные в [3], находим общее выражение для достаточной статистики $L_{li}, i=\overline{1,k}$, определяющей оценку параметров $\hat{\tau}_{зli}, \hat{\omega}_{Дli}, \hat{\alpha}_{li}, \hat{\beta}_{li}$ точечного отражателя в i-м приемном канале ДРЛК:

$$L_{li} = \int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}_l^{\,*}(t_1,\hat{\gamma}_l) Q_{\eta_l}(t_1,t_2)\vec{d}_l(t_2,\hat{\gamma}_l)\hat{z}_{li}(t_3,\hat{\gamma}_{li})dt_1 dt_2 dt_3. \qquad (13)$$

Таким образом, задача полного разрешения сигналов по критерию Байеса сводится к формированию функции $J_{\hat{\gamma}_l}$ методами, описанными выше, и поиску $\hat{k}$ ее экстремумов с помощью параллельного обзора по соответствующим параметрам. Для реализации параллельного обзора используется вариант многоканальной системы, каждый из каналов которой настроен на фиксированное значение вектора параметров $\hat{\gamma}_{li}$.

Сущность комплексирования состоит в том, чтобы использовать информацию об одних и тех же параметрах, полученных от различных измерителей (в дециметровом и метровом диапазоне длин волн), для повышения точности оценки параметров целей. Рассмотрим схему, осуществляющую компенсацию ошибок оценок параметров точечных отражателей способом объединение их по схеме фильтрации (см. рис.).

При выполнении задачи полного разрешения сложной цели в ДРЛК измеритель $И_1$ в метровом, а измеритель $И_2$ — в дециметровом диапазоне длин волн осуществляют оценку одного и того же параметра $R(t)$ i-го точечного отражателя в составе сложной цели с ошибками $b_1(t)$ и $b_2(t)$ соответственно. Точность оценки параметра i-го точечного отражателя измерителя $И_2$ выше точности оценки измерителя $И_1$. Пусть $S_R(\omega)$ — спектр процесса $R(t)$, а $S_i(w)$ — спектр ошибки $b_i, i=\overline{1,2}$. Тогда на выходе измерителей спектры сигналов представляются в виде:

$$S_1(w) = S_R(\omega) + S_i(w),\; S_2(w) = S_R(\omega) + S_2(w). \qquad (14)$$

Сигналы с первого и второго измерителя поступают на входы соответствующих линейных фильтров с частотными характеристиками $K_1(j\omega)$ и $K_2(j\omega)$. При реализации схемы компенсации ошибок, построенных по способу фильтрации, необходимо, чтобы фильтры не вносили динамических погрешностей в измерение $R(t)$, т. е. должно выполняться условие инвариантности $\sum\limits_{i=1}^{2} K_i(jw) = 1$. Когда это условие выполняется, спектр выходного сигнала схемы компенсации ошибок имеет вид [4]:

$$S(w) = S_R(\omega) + \sum_{i=1}^{2} K_i(jw) \underset{i}{S(w)}. \qquad (15)$$

Исходя из того, что точность оценки измерителя $И_2$ выше точности оценки измерителя $И_1$, определяющей является частотная характеристика $K_2(j\omega)$, а частотная характеристика $K_1(j\omega) = 1 - K_2(j\omega)$. Спектр выходного сигнала в этом случае определяется следующим выражением:

$$S(w) = S_R(\omega) + (1 - K_2(j\omega))S_1(\omega) + K_2(j\omega)S_2(\omega). \qquad (16)$$

Частотная характеристика $K_2(j\omega)$ задается такой, чтобы в наибольшей степени подавлять процесс $b_2(t)$ и в минимальной степени искажать процесс $b_1(t)$. Выбрав интервал частот для $K_1(j\omega)$ равным

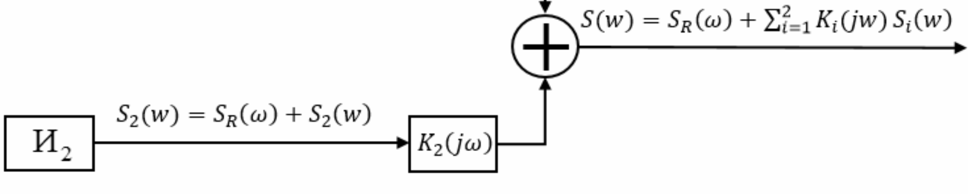

Схема компенсации ошибок оценок параметров точечных отражателей в составе сложной цели

$[\omega_1, \omega_2]$, запишем выражение для дисперсии результирующей ошибки на выходе схемы [5]:

$$\sigma_b^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_1} \{W_1(\omega)|1 - K_1(j\omega)|^2 + W_2(\omega)|K_1(j\omega)|^2\} d\omega, \quad (17)$$

где $W_1(\omega)$ — энергетический спектр процесса $b_i(t), i = 1,2$, который определяется исходя из следующего соотношения $\overline{S_i(\omega) S_i^*(\omega')} = 2\pi W_i(\omega)\delta(\omega, \omega')$; знак верхней черты означает операцию усреднения по времени.

В идеальном случае, когда спектры $S_1(w)$ и $S_2(w)$ находятся в разных диапазонах длин волн, ошибка на выходе фильтра с $K_1(j\omega)$ будет минимальна. Если выбрать $K_1(j\omega) = 1$, то очевидно $S(w) \approx S_R(w)$, $\sigma_b^2 \approx 0$. Однако на практике спектры $S_1(w)$ и $S_2(w)$, как правило, перекрываются, что препятствует полному устранению ошибки. Из анализа выражений (14)-(17) видно, что на выходе схемы результирующая ошибка существенно меньше, чем ошибки отдельных измерителей $b_1(t)$ и $b_2(t)$. Выигрыш в точности при комплексировании измерителей тем выше, чем больше различие в спектральных характеристиках помех $S_1(w)$ и $S_2(w)$.

Заключение

Предлагаемых подход можно применять для решения задачи полного разрешения сложной цели, состоящей из совокупности k быстро флуктуирующих точечных отражателей [1]. В этом случае задача сводится к разрешению k сложных целей, каждая из которых образована совокупностью p медленно флуктуирующих точечных отражателей.

При решении задачи полного разрешения сложной цели, когда число точеных отражателей неизвестно k, в состав $M\left\{\Pi\left[\hat{z}_l, \hat{\gamma}_l, \vec{z}_l, \vec{\gamma}_l / \vec{\xi}_l\right]\right\}$ дополнительно включается слагаемое, учитывающее потери из-за неправильного определения числа k.

В условиях параметрической априорной неопределенности статистических характеристик сигналов, помех и шумов решение задачи разрешения сложной цели предполагает применение методов обучения и адаптации.

1. Давыдов В.С., Лукошкин А.П., Шаталов А.А., Ястребков А.Б. Радиолокация сложных целей. Разрешение и распознавание / под ред. А.П.Лукошкина. СПб.: Янис, 1993. 280 с.
2. Лабец В.В., Шаталов А.А., Шаталова В.А. Модели сигналов, одновременно излучаемых и принимаемых многочастотными РЛС с ФАР // Вестник воздушно-космической обороны. 2019. №2 (22). С.44-49.
3. Бачевский А.С., Коновалов Д.Ю., Лабец В.В. и др. Адаптивный алгоритм распознавания сигналов, принимаемых от быстро флуктуирующих целей и целей с доплеровским рассеянием при наличии помех // Труды Военно–космической академии имени А.Ф. Можайского. 2017. Вып.656. С.25-34.
4. Ярлыков М. С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.
5. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / под ред. В.Ф.Кравченко. М.: Физматлит, 2008. 704 с.

References

1. Davydov V.S., Lukoshkin A.P., Shatalov A.A., Yastrebkov A.B. Radiolokatsiya slozhnykh tseley. Razresheniye i raspoznavaniye [Radar complex targets. Resolution and recognition] / ed. A.P. Lukoshkin. St. Petersburg, Yanis Publ., 1993. 280 p.
2. Labets V.V., Shatalov A.A., Shatalova V.A. Modeli signalov, odnovremenno izluchayemykh i prinimayemykh mnogochastotnymi RLS s FAR [Models of signals simultaneously emitted and received by multi-frequency radar with phased arrays]. Journal of the Aerospace Defense, no. 2 (22), pp.44-49.
3. Bachevsky A.S., Konovalov D.Yu., Labets V.V., Shatalov A.A., Shatalova V.A. Adaptivnyy algoritm raspoznavaniya signalov, prinimayemykh ot bystro fluktuiruyushchikh tseley i tseley s doplerovskim rasseyaniyem pri nalichii pomekh [Adaptive algorithm for recognizing signals received from rapidly fluctuating targets and targets with Doppler scattering in the presence of interference]. Coll. of papers of Military space Academy named after A. F. Mozhaisky, 2017, no.656, pp. 25-34.
4. Yarlykov M. S. Statisticheskaya teoriya radionavigatsii [Statistical theory of radio navigation]. Moscow, Radio and communications Publ., 1985. 344 p.
5. Volosyuk V.K., Kravchenko V.F. Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem distantsionnogo zondirovaniya i radiolokatsii [Statistical theory of radio engineering systems for remote sensing and radar]. / ed. V.F. Kravchenko. Moscow, Physical, mathematical and technical literature Publ., 2008. 704 p.