УДК 621.396.96 DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68

Модель функционирования двухдиапазонного мультизадачного радиолокационного комплекса

М.Ю. Кузнецов[1], **В.В. Макаренков**[1*]

[1]Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация
[*]Адрес для переписки: makar8722@mail.ru

Информация о статье
Поступила в редакцию 05.10.2019
Принята к публикации 10.02.2020

Ссылка для цитирования: Кузнецов М.Ю., Макаренков В.В. Модель функционирования двухдиапазонного мультизадачного радиолокационного комплекса // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 60–68. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68

Аннотация: *Предлагаются математические модели сигналов, помех и шумов, одновременно излучаемых и принимаемых двухдиапазонным радиолокационным комплексом. Рассматривается модель функционирования комплекса, осуществляющего одновременную оценку и обнаружение сигналов, принимаемых от медленно и быстро флуктуирующей цели на фоне помех и шумов. Исследуются особенности обработки информации в рассмотренной модели, возникающие при перекрытии спектров двух диапазонов.*

Ключевые слова: *двухдиапазонный радиолокационный комплекс, медленно и быстро флуктуирующая цель, трехэтапная процедура обработки информации, компенсация ошибок измерений.*

Введение

Основной задачей многоканальных радиолокационных станций (РЛС) является оценка и анализ радиолокационной обстановки. Эта единая задача включает в себя обзор заданной области пространства, поиск и обнаружение целей, определение их числа с одновременной оценкой координат, классификацией и уточнением траекторий движения.

Развитие техники приводит к существенному увеличению количества летательных аппаратов и их скоростей, что предъявляет возрастающие требования к тактико-техническим характеристикам современных РЛС. Наиболее важной из них является количество информации, полученное за время обзора заданной области пространства.

Количество информации I прямо пропорционально ширине полосы пропускания Δf и времени наблюдения, поэтому можно избрать два направления увеличения величины I:

– переход к параллельному обзору пространства;

– увеличение Δf за счет перехода от узкополосных систем к широкополосным и сверхширокополосным системам.

Первое направление связано с созданием однопозиционных и многопозиционных систем параллельного обзора пространства. Так как дальность действия однопозиционных РЛС зависит от мощности излучения в заданном направлении, излучение параллельным лучом резко сокращает дальность действия. Поэтому можно считать, что однопозиционные многолучевые системы будут использоваться только на прием. Использование дополнительных приемных и передающих позиций в многопозиционных РЛС не сокращает дальности действия. Тем не менее, применение данных систем осложнено из-за более высокой стоимости по сравнению с однопозиционными РЛС.

В сверхширокополосных системах повышение информативности связано с применением сверхширокополосных сигналов. Однако использование таких систем затруднено из-за сложности создания необходимой теоретической и практической базы, позволяющей учесть особенности, которые возникают при генерации, излучении и обработке сверхширокополосных сигналов. Поэтому в настоящее время наилучшим подходом является использование многочастотных систем, в которых происходит одновременное излучение сигналов на нескольких частотах.

Появление более совершенных многочастотных РЛС, обладающих существенно большими функциональными возможностями в области обработки сигналов, долгое время тормозилось отсутствием недорогой элементной базы и стало возможным только в последние годы, благодаря успехам радиоэлектроники [1].

Одним из примеров многочастотных РЛС является двухдиапазонный радиолокационный комплекс (ДРЛК) в г. Воркута, 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 базы, могут быть обобщены и на многодиапазонный случай.

Постановка и решение задачи одновременной оценки и обнаружения сигналов от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов в многоканальных однодиапазонных РЛС подробно рассмотрена в [2].

Цель работы заключается в создании модели функционирования радиолокационной системы, осуществляющей одновременную оценку и обнаружение сигналов, принимаемых от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов применительно к ДРЛК с фазированной антенной решеткой (ФАР) и анализе ее работы в случае перекрытия спектров двух диапазонов длин волн.

Математические модели сигналов, помех и шумов, одновременно излучаемых и принимаемых ДРЛК с ФАР

В ДРЛК с ФАР используются сигналы в виде медленно и быстро флуктуирующих пачек импульсов, которые применяются для решения задач обнаружения, оценивания параметров, а также классификации целей на фоне помех и шумов.

Считается, что прием сигналов осуществляется на фоне активных шумовых помех. На входы ФАР сигналы и помехи поступают вместе с белым гауссовским шумом (БГШ). Иногда рассматривается более реалистичная картина, когда шум действует в конечной полосе и является вырожденным [3].

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 $\vec{\xi}^T = (\vec{\xi}_1^{\mathrm{T}}, \vec{\xi}_2^{\mathrm{T}})$, состоящего из суммы векторов сигнала $\vec{s}^{\mathrm{T}} = (\vec{s}_1^{\mathrm{T}}, \vec{s}_2^{\mathrm{T}},)$, помех $\vec{n}^{\mathrm{T}} = (\vec{n}_1^{\mathrm{T}}, \vec{n}_2^{\mathrm{T}},)$ и БГШ $\vec{w}^{\mathrm{T}} = (\vec{w}_1^{\mathrm{T}}, \vec{w}_2^{\mathrm{T}})$, где Т – операция транспонирования. Таким образом, $\vec{\xi} = \vec{s} + \vec{n} + \vec{w} = \vec{s} + \vec{\eta}$.

В случае выполнения указанных условий ДРЛК с ФАР могут приниматься сигналы, помехи и шумы, описываемые следующими математическими моделями.

1) Модель сигнала в виде пачек, содержащего по r импульсов на каждой из частот f_l, отраженных от медленно флуктуирующей цели:

$$\vec{s}_l(t) = \sqrt{E_{lt}}\left[\vec{g}_l(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta(t))\right] z_l \times \\ \times \sum_{i=1}^{r} u_{sli}\,(t - \mathrm{T}_{ni} - \tau_з) \exp\{j\omega_{Дl}(t-\tau_з)\}, \tag{1}$$

где E_{lt} – энергия импульса на частоте l; z_l – комплексная гауссовская случайная величина на частоте l, характеризующая закон флуктуаций принимаемого сигнала; $\vec{g}_l(\alpha(t))$ – вектор волнового фронта электромагнитной волны, принимаемой от цели в азимутальной плоскости размера $N_{l\alpha} \times 1$; $\vec{g}_l(\beta(t))$ – вектор волнового фронта электромагнитной волны, принимаемой от цели в угломестной плоскости размера $N_{l\beta} \times 1$; $\otimes$ – означает прямое произведение векторов; $u_{sli}(t - \mathrm{T}_{ni} - \tau_з)$ и $i=\overline{1,r}$ – законы амплитудной и фазовой модуляции i-го импульса в пачке, состоящей из r импульсов; $\tau_з$ – время задержки отраженного импульса относительно зондирующего, которое в случае приемной части, образованной за счет комплексирования приемных позиций РЛС, работающих в различных диапазонах электромагнитных волн, можно считать одинаковым; T_{ni} – период повторения импульсов в пачке; ω_{Dl} – доплеровский сдвиг частоты на частоте l. Предполагается, что $\mathrm{M}[z_l] = 0$, $\mathrm{M}[|z_l|^2] = \sigma_l^2$, $\mathrm{M}[\cdot]$ – операция вычисления математического ожидания от выражения, стоящего в квадратных скобках.

В ДРЛК с ФАР, использующим одновременное излучение сигналов в двух диапазонах электромагнитных волн, выполняется условие ортогональности: $\mathrm{M}[z_1 z_2^*] = 0$, где $*$ – эрмитова сопряженность вектора или матрицы (транспонирование и комплексная сопряженность элементов).

Модель (1) справедлива в случае, когда небольшие перемещения цели не оказывают заметного влияния на отраженные сигналы с высокой частотой повторения импульсов.

Запишем формулу (1) в матричном виде:

$$\vec{s}_l(t) = \sqrt{E_{lt}}\left[\vec{g}_l(\alpha(t)) \otimes \vec{g}_l(\beta(t))\right] \times \\ \times z_l \vec{u}_{sl}^{\mathrm{T}}(t-\tau_з) \cdot \vec{1} \cdot \exp\{j\omega_{Дl}(t-\tau_з)\}, \tag{2}$$

где $\vec{u}_{sl}^{\mathrm{T}}(t-\tau_з) = \left(u_{sl1}(t - \mathrm{T}_n - \tau_з), u_{sl2}(t - \mathrm{T}_{n2} - \tau_з), \ldots, u_{slr}(t - \mathrm{T}_{nk} - \tau_з)\right)$; $\vec{1}^{\mathrm{T}} = (1,1,\ \ldots,1)$ – единичный вектор размера $1 \times 2r$.

Удобно представить выражение (2) одним матричным уравнением:

$$\vec{s}(t) = G\big(\alpha(t),\beta(t)\big)\cdot \Xi \cdot E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot Z \cdot U(t)\cdot \vec{1}, \quad (3)$$

где $G\big(\alpha(t),\beta(t)\big)$ и $U(t)$ – матрицы размерами, соответственно, $N\times 2$ и $2\times 2r$, которые имеют вид:

$$G\big(\alpha(t),\beta(t)\big) = \\ = \begin{bmatrix} \vec{g}_1\big(\alpha(t)\big)\otimes \vec{g}_1\big(\beta(t)\big) & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{g}_2\big(\alpha(t)\big)\otimes \vec{g}_2\big(\beta(t)\big)\end{bmatrix},$$

$$U(t) = \begin{bmatrix} \vec{u}_{s1}^{\mathrm{T}}(t-\tau_з) & \vec{0}^{\mathrm{T}} \\ \vec{0}^{T} & \vec{u}_{s2}^{\mathrm{T}}(t-\tau_з)\end{bmatrix},$$

$\Xi = \mathrm{diag}\big(\sqrt{E_{lt}}\big)_{l=1}^{2}$ – диагональная матрица размера 2×2; $Z = \mathrm{diag}(z_l)_{l=1}^{2}$ – диагональная матрица размера 2×2; $E\big(\omega_Д,\tau_з\big) = \mathrm{diag}\big(\exp\{j\omega_{Дl}(t-\tau_з)\}\big)_{l=1}^{2}$ – диагональная матрица размера 2×2; $\vec{1}^{\mathrm{T}} = (1, 1, \ \ldots, 1)$ – единичный вектор размера $1\times 2r$.

Заметим, что матрицы Ξ, Z и $E\big(\omega_Д,\tau_з\big)$ – коммутативны, т. е. для них справедливы выражения $\Xi\cdot Z \times\times E\big(\omega_Д,\tau_з\big) = E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot\Xi\cdot Z = Z\cdot E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot\Xi$. Поэтому (3) можно представить в любой удобной последовательности.

Поскольку предполагается, что $\forall \mathrm{M}[z_l]=0$, в случае гауссовского распределения СВ основной числовой характеристикой сигнала $\vec{s}(t)$ является его ковариационная матрица $K_s(t_1,t_2)$ двух скалярных переменных $t_1, t_2 \in t$:

$$\begin{gathered} K_s(t_1,t_2) = \mathrm{M}[\,\vec{s}(t_1)\vec{s}^*(t_2)] = \\ = \Big(G\big(\alpha(t_1),\beta(t_1)\big)\cdot \varXi \cdot E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\Big)\times \\ \times M\big[Z\cdot U(t_1)\cdot\vec{1}\cdot\vec{1}^{\mathrm{T}}\cdot U^*(t_2)\cdot Z\big]\times \\ \times \Big(E^*\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot\Xi\cdot G^*\big(\alpha(t_2),\beta(t_2)\big)\Big). \end{gathered} \quad (4)$$

Следует помнить, что в данном случае матрица $K_s(t_1,t_2)$ является вырожденной, так как ее ранг будет равен 2, т. е.

$$\mathrm{rank}\, K_s\,(t_1,t_2) = 2 << N. \quad (5)$$

2) Модель сигнала в виде пачек, содержащего по r импульсов на каждой из частот f_l, отраженных от быстро флуктуирующей цели:

$$\begin{gathered} \vec{s}_l(t) = \sqrt{E_{lt}}\big[\vec{g}_l\big(\alpha(t)\big)\otimes\vec{g}_l\big(\beta(t)\big)\big]\times \\ \times\sum_{i=1}^{r} z_{li}u_{sli}\,(t-\mathrm{T}_{ni}-\tau_з)\times \\ \times\exp\{j\omega_{Дl}(t-\tau_з)\}, \end{gathered} \quad (6)$$

где z_{li} – независимые комплексные гауссовские СВ, для которых выполняются условия $\mathrm{M}[z_{li}]=0$, $\mathrm{M}[|z_{li}|^2]=\sigma_{li}^2$.

Такая модель справедлива в случае, когда небольшие изменения ориентации цели вызывают значительные изменения отраженного сигнала. В данном случае цель флуктуирует настолько быстро, что отраженные от нее сигналы, обусловленные соседними импульсами, независимы.

Формулу (6) для узкополосного сигнала, принимаемого на частоте f_l, представим в матричном виде:

$$\begin{gathered} \vec{s}_l(t) = \sqrt{E_{lt}}\big[\vec{g}_l\big(\alpha(t)\big)\otimes\vec{g}_l\big(\beta(t)\big)\big]\times \\ \times\,\vec{u}_{sl}^{\mathrm{T}}(t-\tau_з)\cdot Z_l\cdot\vec{1}\times\exp\{j\omega_{Дl}(t-\tau_з)\}, \end{gathered} \quad (7)$$

где $Z_l = \mathrm{diag}(z_i)_{i=1}^{r}$ – диагональная матрица размера $r\times r$, а остальные векторы и матрицы аналогичны описанным в выражении (3).

Выражение (7) также можно представить в виде матричного уравнения:

$$\vec{s}(t) = G\big(\alpha(t),\beta(t)\big)\cdot\Xi\cdot E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot U(t)\cdot Z\cdot\vec{1}, \quad (8)$$

где $Z = \mathrm{diag}(Z_l)_{l=1}^{2}$– блочная диагональная матрица размера $2r\times 2r$. Вид остальных матриц и векторов был определен ранее.

Ковариационная матрица вектора $\vec{s}(t)$ определяется выражением:

$$\begin{gathered} K_s(t_1,t_2) = M[\vec{s}(t_1)\vec{s}^*(t_2)] = G\big(\alpha(t_1),\beta(t_1)\big)\cdot\Xi\times \\ \times E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot U(t_1)\cdot M\big[Z\cdot\vec{1}\cdot\vec{1}^{\mathrm{T}}\cdot Z^*\big]\cdot U^*(t_2)\times \\ \times E^*\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot\Xi\cdot G^*\big(\alpha(t_2),\beta(t_2)\big) = \\ = G\big(\alpha(t_1),\beta(t_1)\big)\cdot\Xi\cdot E\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot U(t_1)\cdot K_Z\times \\ \times U^*(t_2)E^*\big(\omega_Д,\tau_з\big)\cdot\Xi\cdot G^*\big(\alpha(t_2),\beta(t_2)\big). \end{gathered} \quad (9)$$

Следует помнить, что $K_Z = M\big[Z\cdot\vec{1}\cdot\vec{1}^{\mathrm{T}}\cdot Z\big]$ в общем случае представляет собой блочную матрицу $K_Z = \mathrm{diag}\big(K_{Z_l}\big)_{l=1}^{2}$, где $K_{Z_l} = M\big[Z_l\cdot\vec{1}\cdot\vec{1}^{\mathrm{T}}\cdot Z_l\big]$, так как $M[Z_1 Z_2^*]=0$.

3) Модель сигнала $\vec{\eta}(t)$, создаваемого активными шумовыми помехами и шумами на каждой из частот f_l:

$$\vec{\eta}_l(t) = \sum_{i=1}^{d} f_{lci}(\theta_i,\varphi_i)e_{li}(t) + \vec{w}_l(t), \quad (10)$$

где d_l – число источников помех; $f_{lci}^{\mathrm{T}} = f_{lc}(\theta_i,\varphi_i)$ – вектор коэффициентов направленного действия (КНД) антенны по сигналам i-го источника; $e_{li}(t)$ – напряженность поля i-го источника.

Представим формулу (10) в удобной матричной форме:

$$\vec{\eta}_l(t) = G_l(\theta,\varphi)e_l(t) + \vec{w}_l(t), \quad (11)$$

где $G_l(\theta,\varphi) = (f_{lc1}, f_{lc2}, \ldots, f_{lcd_l})$ – матрица, столбцами которой являются векторы КНД антенны по сигналам помех; $e_l^{\mathrm{T}}(t) = (e_{l_1}(t), e_{l2}(t), \ldots, e_{ld_l}(t))$ – вектор, составленный из значений напряженности поля источников помех.

Запишем выражение (11) одним матричным уравнением:

$$\vec{\eta}(t) = G(\theta,\varphi)\vec{e}(t) + \vec{w}(t), \quad (12)$$

где $G(\theta,\varphi)=\mathrm{diag}(G_l(\theta,\varphi))_{l=1}^2$ – блочная диагональная матрица размером $N\times(d_1+d_2)$; $\vec{e}^{\mathrm{T}}=(\vec{e}_1^{\mathrm{T}},\vec{e}_2^{\mathrm{T}})$ – блочный вектор размером $(d_1+d_2)\times 1$; $\vec{w}^{\mathrm{T}}=(\vec{w}_1^{\mathrm{T}},\vec{w}_2^{\mathrm{T}})$ – блочный вектор размером $N\times 1$.

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

$$K_{w_l}(t_1,t_2)=N_{w_l}\delta(t_1,t_2), \tag{13}$$

где $\delta(t_1,t_2)$ – дельта-функция Дирака; $N_{w_l}=I\frac{N_{l0}}{2}$ – диагональная матрица размера $N_l\times N_l$; I – единичная матрица размера $N_l\times N_l$; $\frac{N_{l0}}{2}$ – спектральная плотность шума в пределах полосы пропускания на частоте f_l.

При этом $K_w(t_1,t_2)=\mathrm{diag}\left(K_{w_l}(t_1,t_2)\right)_{l=1}^2$ будет представлять собой блочную диагональную матрицу размера $N\times N$.

Учитывая (10–13), ковариационную матрицу помех и шумов $K_{\eta_l}(t_1,t_2)$ можно представить в следующем виде:

$$K_{\eta_l}(t_1,t_2)=G_l(\theta,\varphi)K_{cl}(t_1,t_2){G_l}^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)+ \\ +K_{w_l}(t_1,t_2), \tag{14}$$

где $K_{cl}(t_1,t_2)=\mathrm{diag}(\sigma_{eli}^2(t_1,t_2))_{i=1}^{d_l}$ – диагональная матрица размера $d_l\times d_l$; $M[e_{li}(t_1)e_{li}^*(t_2)]==\sigma_{eli}^2(t_1,t_2)$ – значение дисперсии напряжения $e_{l_i}(t), i=\overline{1,d_l}$.

Выражение (14) также можно представить в виде матричного уравнения:

$$K_\eta(t_1,t_2)=G(\theta,\varphi)K_c(t_1,t_2)G^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)+K_w(t_1,t_2), \tag{15}$$

где $K_c(t_1,t_2)=\mathrm{diag}\left(K_{cl}(t_1,t_2)\right)_{l=1}^2$ – блочная диагональная матрица размером $(d_1+d_2)\times(d_1+d_2)$; $K_w(t_1,t_2)=\mathrm{diag}\left(K_{w_l}(t_1,t_2)\right)_{l=1}^2$ – блочная диагональная матрица размером $N\times N$.

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

$$\int_{\mathrm{T}_1}^{\mathrm{T}_2} Q_\eta(t_1,t_2)K_\eta(t_2,t_3)dt_2=I\,\delta(t_1-t_3), t_1,t_3,t_2, \\ \in[\mathrm{T}_1,\mathrm{T}_2], \tag{16}$$

где I – диагональная единичная матрица размера $N\times N$, t_1,t_2,t_3 – скалярные переменные; $[\mathrm{T}_1,\mathrm{T}_2]$ – интервал времени, на котором производится оценка и обнаружение сигнала.

Несмотря на то, что подрешетки в составе ФАР ДРЛК работают в различных диапазонах длин волн (дециметровом и метровом), на практике спектры случайных процессов $S_{\xi_1}(\omega)\in[\omega_{11},\omega_{12}]=\Delta\omega_1$ и $S_{\xi_2}(\omega)\in[\omega_{21},\omega_{12}]=\Delta\omega_2$ перекрываются на небольшом интервале частот $S_{\varepsilon_p}\in[\omega_{21},\omega_{12}]=\Delta\omega_p$, где S_{ε_p} – спектр взаимного перекрытия частот двух подрешеток. Данный эффект приводит к нарушению условий ортогональности $\mathrm{M}[z_1z_2^*]\neq 0$, а также к корреляции помех разных диапазонов длин волн на данном интервале частот $[\omega_{21},\omega_{12}]$.

В этом случае комплексные гауссовские случайные величины z_{li} будут коррелированы между двумя частотными диапазонами $\mathrm{M}[z_{1i}z_{2i}^*]\neq 0$. Исходя из этого, каждую $z_{li}, l=\overline{1,2}$ в выражениях (2) и (6) представляют в виде совокупности $z_{li}=z_{li\perp}+z_{li\parallel}$, где $z_{li\perp}$ соответствует ортогональной составляющей, т. е. $\mathrm{M}\left[z_{li\perp}z_{\chi i\perp}^*\right]=0, \forall l\neq\chi$, а $z_{li\parallel}$ – коррелированной составляющей, такой что $\mathrm{M}\left[z_{li}z_{\chi i}^*\right]=M\left[z_{li\parallel}z_{\chi i\parallel}^*\right]=\rho_{l\chi}$.

При перекрытии спектров процессов $\vec{\xi}_1$ и $\vec{\xi}_2$ вместо матрицы $K_{cl}(t_1,t_2)$, в выражении (14) используется блочная матрица дисперсий коррелированных помех $K_{cl,\chi}(t_1,t_2), l,\chi=\overline{1,2}\,; \forall l\neq\chi$ размера $(d_1+d_2)\times(d_1+d_2)$. На главной диагонали блочной матрицы $K_{cl,\chi}(t_1,t_2)$ находятся матрицы:

$$K_{cl}(t_1,t_2)=\mathrm{diag}\left(\sigma_{eli}^2(t_1,t_2)\right)_{i=1}^{d_l},$$

где $M[e_{li}(t_1)e_{li}^*(t_2)]=\sigma_{eli}^2(t_1,t_2)$ – значение дисперсии напряжения i-го источника помехи в l-м диапазоне длин волн $e_{l_i}(t), i=\overline{1,d_l}$. На побочной диагонали находятся матрицы дисперсий коррелированных помех $\zeta_{l\chi}(t,\vartheta), l,\chi=\overline{1,2}$, с элементами, равными $\mathrm{M}\left[e_{li}(t_1)e_{\chi j}^*(t_2)\right]=\sigma_{l\chi\,ij}^2(t_1,t_2), l,\chi=\overline{1,2}$ при $i=\overline{1,d_1}, j=\overline{1,d_2}$.

Блочная матрица $K_{cl,\chi}(t_1,t_2)$ имеет вид:

$$K_{cl,\chi}(t_1,t_2)=\begin{bmatrix}K_{c1}(t_1,t_2) & \zeta_{21}(t_1,t_2)\\ \zeta_{12}(t_1,t_2) & K_{c2}(t_1,t_2)\end{bmatrix}, \tag{17}$$

В этом случае вектор $e_l(t)$ будет иметь размерность $1\times(d_1+d_2)$, размерность матрицы $K_c(t_1,t_2)=\mathrm{diag}\left(K_{cl,\chi}(t_1,t_2)\right)_{l=1}^2$ будет соответствовать выражению $2\cdot(d_1+d_2)\times 2\cdot(d_1+d_2)$, а размерность матриц $G_l\big(\theta(t_1),\varphi(t_2)\big)$ и $G\big(\theta(t_1),\varphi(t_2)\big)$ – $N\times(d_1+d_2)$ и $N\times 2\cdot(d_1+d_2)$, соответственно.

Модель функционирования ДРЛК, осуществляющего одновременную оценку и обнаружение сигналов, принимаемых от медленно и быстро флуктуирующей цели на фоне помех и шумов и анализ ее работы в случае перекрытия спектров двух диапазонов длин волн

С помощью многолучевого многоканального по дальности и радиальной скорости ДРЛК может быть решена задача одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов. Задача состоит в том, чтобы по принятой реализации входного случайного процесса отдельно в дециметровом и метровом диапазоне длин волн установить, есть сигнал от цели в заданной зоне пространства или сигнала нет, и если сигнал присутствует, то выявить, в какой из элементарных областей расположена обнаруживаемая цель. При этом считается, что зона обзора для двух диапазонов длин волн будет общей. Объединение оценок координат цели от двух диапазонов длин волн позволяет повысить точность определения траекторных параметров целей, увеличить вероятность правильного обнаружения цели в ДРЛК.

Для решения указанной задачи необходимо разбить зону обзора в каждом диапазоне длин волн на $h = (h_1, h_2)$ областей. Предполагается, что дальность $R_{lД}$, радиальная скорость v_l, азимут a_l и угол места β_l цели могут принимать только дискретные значения из области их определения. При этих условиях может быть решена задача многоальтернативного обнаружения и установлен не только факт наличия или отсутствия цели в зоне обзора, но и определена та элементарная область значений для двух диапазонов длин волн, в которой находится цель.

Исходя из этого, задача одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов в ДРЛК может быть представлена как трехэтапная процедура обработки радиолокационной информации.

На первом этапе необходимо сформировать $h = (h_1, h_2)$ усредненных функционалов отношения правдоподобия $\Lambda[\vec{\xi}(t)] = (\Lambda_1[\vec{\xi}_1(t)], \Lambda_2[\vec{\xi}_2(t)])$, соответствующих совокупности элементарных областей разбиения зоны обзора в соответствующем диапазоне длин волн для проверки гипотезы о наличии в принятой реализации сигнала от цели. Альтернативой служит отсутствие сигнала в заданной зоне обзора. При превышении усредненным функционалом отношения правдоподобия $\Lambda_{lk}[\vec{\xi}_l(t)] \geq q_l, k = \overline{1, h_l}$ порогового значения, принимается решение о наличии сигнала в зоне обзора для соответствующего диапазона длин волн. Второй этап состоит в сравнении между собой всех полученных на первом этапе значений функционалов отношения правдоподобия и выборе наибольшего из них в каждом диапазоне длин волн [2].

Третий этап представляет собой объединение информации, полученной от двух диапазонов длин волн. Повышение точности оценки координат цели в ДРЛК достигают за счет компенсации погрешностей ошибок измерений, полученных измерителями в соответствующих диапазонах.

При практическом решении задачи одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов вместо функционалов отношения правдоподобия $\Lambda[\vec{\xi}(t)] = (\Lambda_1[\vec{\xi}_1(t)], \Lambda_2[\vec{\xi}_2(t)])$ целесообразно использовать соответствующие им достаточные статистики $d_k = (d_{1k}, d_{2k})$.

Определим выражения для $d_{lk}, k = \overline{1, h_l}$, определяющей оптимальную обработку при одновременной оценке и обнаружении цели на фоне помех и шумов в k-ом канале l-го диапазона длин волн в ДРЛК. Считаем, что канал настроен на прием сигналов от цели с координатами $R_{lДk}, v_{lk}, \alpha_{lk}, \beta_{lk}$.

Используя формулы (10–16), а также результаты, полученные в [2], найдем общее выражение для d_{lk}, определяющее оптимальную обработку:

$$d_{lk} = \int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}_l^*(t_1)\, Q_{\eta_l}(t_1, t_2)\hat{\vec{s}}_{lk}(t_2)dt_1 dt_2, \quad k = \overline{1, h_l}, \tag{18}$$

где $\hat{\vec{s}}_{lk}(t_2)$ – оценка сигнала $\vec{s}_{lk}(t_2)$ по методу наименьшего среднего квадрата ошибки, полученная в k-ом канале l-го диапазона длин волн.

Реализацию оптимальной обработки представленной формулой (18) осуществим по схеме фильтр-квадратор-интегратор для различных моделей сигналов.

1) В случае быстро флуктуирующих пачек импульсов

В этом случае процесс $\vec{\xi}_l(t)$, принимаемый ДРЛК с ФАР в l-ом диапазоне длин волн, может быть представлен в виде произведения скалярного гауссовского случайного вектора $z_l = (z_{l1}, z_{l2}, \ldots, z_{lr})$, на неслучайный вектор $\vec{L}(t)_{lk}$. Неслучайный вектор $\vec{L}(t)_{lk}$ определяется следующим соотношением:

$$\vec{L}(t)_{lk} = \sqrt{E_{lt}}[\vec{g}_l(\alpha_k) \otimes \vec{g}_l(\beta_k)] \times \times \sum_{i=1}^{r} u_{sli}\,(t - T_{ni} - \tau_{зk}) \exp\{j\omega_{Дlk}(t - \tau_{зk})\}, \tag{19}$$

где величины $\alpha_k(t), \beta_k(t), \tau_{зk}, \omega_{Дlk}$ имеют то же значение, что и в выражении (1), а индексом $k = \overline{1, h_l}$, обозначен номер канала в l-ом диапазоне длин волн.

Значит выражение для d_{lk} будет иметь вид:

$$d_{lk} = \int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}_l^*(t_1)\, Q_{\eta_l}(t_1, t_3)\vec{L}(t_3)_{lk} K_{z_l}(t_3, t_5) K_{z_l}^*(t_4, t_5) \times \times \vec{L}^*(t_4)_{lk} Q_{\eta_l}^*(t_2, t_4)\vec{\xi}_l(t_2) dt_1 dt_2 dt_3 dt_4 dt_5, \tag{20}$$

где $t_1, t_2, t_3, t_4, t_5 \in [T_1, T_2]$ – скалярные переменные.

В фильтре с импульсной характеристикой $Q_{l\eta}(t_1, t_3)$ последовательно производится оценка помех и шумов и их вычитание из входной реализации $\vec{\xi}_l^*(t_1)$. Далее производится переход от N_l пространственных каналов к одному с помощью умножения выходных напряжений фильтра $Q_{\eta_l}(t_1, t_3)$ на вектор $\vec{L}(t_3)_{lk}$.

Последний этап заключается в пропускании полученного напряжения через фильтр с импульсной характеристикой $K_{Z_l}(t_3, t_5)$, учитывающий влияние случайного вектора $z_l = (z_{l1}, z_{l2}, \dots, z_{lr})$, и его детектировании.

Используя результаты, полученные в выражениях (1–9), представим выражение (19) в следующем виде:

$$\vec{L}(t)_k = G(\alpha_k, \beta_k) \cdot \Xi \cdot E\left(\omega_{Дk}, \tau_{3k}\right) \cdot U(t)\, \vec{1}. \qquad (21)$$

Матричное уравнение для $d_k = (d_{1k}, d_{2k})$ в этом случае будет иметь вид:

$$d_k = \int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}^*(t_1)\, Q_\eta(t_1, t_3)\vec{L}(t_3)_k K_Z(t_3, t_5) \times \\ \times K_Z^*(t_4, t_5)\vec{L}^*(t_4)_k Q_\eta^*(t_2, t_4)\vec{\xi}(t_2) dt_1 dt_2 dt_3 dt_4 dt_5. \qquad (22)$$

При перекрытии спектров векторов $\vec{\xi}_1$ и $\vec{\xi}_2$ алгоритм оптимальной обработки существенно усложняется. Трудности связаны с увеличением размерности матрицы $K_{cl,\chi}(t_1, t_2)$, а также влиянием находящихся в ней дисперсий коррелированных помех $\sigma^2_{l\chi\, ij}(t_1, t_2)$, необходимость учета которых значительно усложняет алгоритм обработки. Основная сложность заключается в нахождении импульсной характеристики фильтра $Q_\eta(t_1, t_3)$, учитывающей влияние корреляции помех различных диапазонов длин волн, которая связана с матрицами $K_{cl,\chi}(t_1, t_2)$ и $K_\eta(t_1, t_2)$ формулами (14–16).

Для учета коррелированной составляющей $z_{li\|}$, комплексные гауссовские СВ z_{li}, входящие в вектор z_l, представляются в виде $z_{li} = z_{li\perp} + z_{li\|}$, а неслучайный вектор $\vec{L}(t)_k$ предварительно преобразовывается в вектор $\vec{L}_\perp(t)_k$, обладающий свойством би-ортогональности. Процедура формирования векторов $\vec{L}_\perp(t)_k$ описана в [4]. В результате фильтр с импульсной характеристикой $K_Z(t_1, t_2)$ будет выдавать оценку ортогональной составляющей комплексной гауссовской СВ $\hat{z}_{li\perp}$.

2) В случае медленно флуктуирующих пачек импульсов

В этом случае процесс $\vec{\xi}_l(t)$ представляет собой произведение скалярной комплексной гауссовской величины z_l на неслучайный вектор $\vec{L}(t)_{lk}$.

Выражение для d_{lk} имеет вид:

$$d_{lk} = \hat{z}_l \int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}_l^*(t_1)\, Q_{l\eta}(t_1, t_2)\vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2. \qquad (23)$$

Оценка $\hat{z}$ по максимуму правдоподобия равна:

$$\hat{z}_l = \frac{\int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}_l^*(t_1)\, Q_{l\eta}(t_1, t_2)\vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2,}{\int_{T_1}^{T_2}\int_{T_1}^{T_2} \vec{L}_l^*(t_1)\, Q_{l\eta}(t_1, t_2)\vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2,}. \qquad (24)$$

Подстановка оценки $\hat{z}$ в (23) с учетом того, что при полностью известных статистических характеристиках знаменатель является известной величиной и может быть включен в порог, дает следующий результат:

$$d_{lk} = \left| \int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}_l^*(t_1)\, Q_{l\eta}(t_1, t_2)\vec{L}(t_2)_{lk} dt_1 dt_2 \right|^2. \qquad (25)$$

Из (25) следует, что обработка существенно упрощается по сравнению со случаем быстро флуктуирующих пачек импульсов. Отпадает необходимость в фильтре с импульсной характеристикой $K_{Z_l}(t_3, t_5)$; напряжение с выхода пространственного канала поступает на квадратичный детектор [2].

Представим выражение (25) в следующем виде:

$$d_k = \left| \int\limits_{T_1}^{T_2}\int\limits_{T_1}^{T_2} \vec{\xi}^*(t_1)\, Q_\eta(t_1, t_2)\vec{L}(t_2)_k dt_1 dt_2 \right|^2. \qquad (26)$$

Особенности работы алгоритма обработки радиолокационной информации при перекрытии спектров процессов $\vec{\xi}_1$ и $\vec{\xi}_2$, вызванных коррелированностью помех и сложностью проектирования фильтра с импульсной характеристикой $Q_\eta(t, \vartheta)$, распространяются и на случай сигнала в виде медленно флуктуирующих пачек импульсов. Отличия состоят в получении оценки ортогональной составляющей величины $\hat{z}_{l\perp}$ по максимуму правдоподобия согласно формуле (26), где вместо $\vec{L}(t)_{lk}$, будет использоваться вектор $\vec{L}_\perp(t)_{lk}$, что приведет к изменению величины порога в алгоритме обработки.

Основой задачей третьего этапа является объединение информации, полученной от измерителей в двух диапазонах длин волн, которые осуществляют оценку координат цели. Повышение точности оценки достигают за счет компенсации ошибок измерений, получаемых в двух диапазонах длин волн.

Рассмотрим схему, осуществляющую компенсацию погрешностей измерений в ДРЛК за счет их взаимной компенсации и фильтрации (рисунок 1).

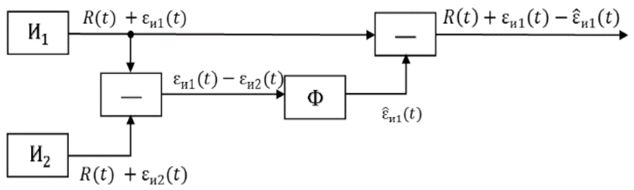


Рис.1. Схема компенсации ошибок измерений в ДРЛК за счет их взаимной компенсации и фильтрации

Fig. 1. The Scheme of Compensation of Measurement Errors in TBRC Due to their Mutual Compensation and Filtering

При выполнении задачи одновременной оценки и обнаружения сигнала от цели с неизвестными координатами на фоне помех и шумов в ДРЛК, измеритель И$_1$ в метровом, а измеритель И$_2$ в дециметровом диапазоне длин волн осуществляют оценку одного и того же изменяющегося во времени параметра $R(t)$ с ошибками $\varepsilon_{и1}(t)$ и $\varepsilon_{и2}(t)$, соответственно. Точность оценки координаты измерителя И$_2$ выше точности оценки измерителя И$_1$. На выходе измерителей сигналы представляются в виде:

$$Y_1(t) = R(t) + \varepsilon_{и1}(t),\ Y_2(t) = R(t) + \varepsilon_{и2}(t). \tag{27}$$

После первого вычитающего устройства стоит фильтр Ф, который, используя априорную информацию о статистических характеристиках ошибок $\varepsilon_{и1}(t)$ и $\varepsilon_{и2}(t)$, формирует оценку первой из них $\hat{\varepsilon}_{и1}(t)$. Во втором вычитающем устройстве происходит компенсация ошибок, в результате чего окончательная погрешность $\varepsilon_{и1}(t) - \hat{\varepsilon}_{и1}(t)$ оказывается меньше исходной погрешности $\varepsilon_{и1}(t)$ измерителя И$_1$.

Пусть $S_R(\omega)$ – спектр процесса $g(t)$, а $S_i(t)$ – спектр случайной реализации $\varepsilon_{иi}$, $i = 1, 2$. Вследствие линейности преобразования Фурье спектр процесса $\Delta(t) = \varepsilon_{и1}(t) - \varepsilon_{и2}(t)$ на выходе первого вычитающего устройства:

$$S_\Delta(\omega) = S_1(\omega) - S_2(\omega). \tag{28}$$

Спектр $\hat{S}_1(\omega)$ сигнала $\hat{\varepsilon}_{и1}(t)$ на выходе фильтра с частотным коэффициентом передачи $K(j\omega)$ представляется в виде:

$$\hat{S}_1(t) = S_\Delta(\omega)K(j\omega) = [S_1(\omega) - S_2(\omega)]K(j\omega). \tag{29}$$

Спектр $S_\Upsilon(\omega)$ сигнала $\Upsilon(t) = R(t) + \varepsilon_{и1}(t) - \hat{\varepsilon}_{и1}(t)$ на выходе второго вычитающего устройства, вследствие линейности преобразования Фурье определяется формулой:

$$S_\Upsilon(\omega) = S_R(\omega) + S_1(\omega) - \hat{S}_1(t). \tag{30}$$

С учетом основного соотношения спектрального метода выходной сигнал комплексной системы будет равен:

$$\begin{gathered}\Upsilon(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_\Upsilon(\omega)\exp(j\omega t)\,d\omega = \\ = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_R(\omega) + S_1(\omega) - \hat{S}_1(t)\right]\exp(j\omega t)\,d\omega = \\ = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_R(\omega)\exp(j\omega t)\,d\omega + \\ + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_1(\omega) - \hat{S}_1(\omega)\right] \times \\ \times \exp(j\omega t)\,d\omega = R(t) + \varepsilon_\Upsilon(t),\end{gathered} \tag{31}$$

где первое слагаемое представляет собой обратное преобразование Фурье измеряемого параметра $R(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_R(\omega)\exp(j\omega t)\,d\omega$, а второе слагаемое – результирующую ошибку измерения параметра $\varepsilon_\Upsilon(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_1(\omega) - \hat{S}_1(\omega)\right] \times \exp(j\omega t)\,d\omega$.

Дисперсия этой ошибки равна:

$$\begin{gathered}\sigma_{\varepsilon_\Upsilon}^2 = \overline{\varepsilon_\Upsilon(t)\varepsilon_\Upsilon{}^*(t)} = \\ = \overline{\left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_1(\omega) - \hat{S}_1(\omega)\right]\exp(j\omega t)\,d\omega\right] \times} \\ \overline{\times \left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_1(\omega') - \hat{S}_1(\omega')\right]\exp(j\omega' t)\,d\omega'\right]^*},\end{gathered} \tag{32}$$

где знак верхней черты означает операцию усреднения по времени.

Используя результаты, полученные в [5], находим выражение для дисперсии ошибки:

$$\begin{gathered}\sigma_{\varepsilon_\Upsilon}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\{W_1(\omega)|1 - K(j\omega)|^2 + \\ + W_{21}(\omega)K(j\omega)[1 - K(j\omega)]^* + \\ + W_{12}(\omega)[1 - K(j\omega)] + \\ + K^*(j\omega) + W_2(\omega)|K(j\omega)|^2\}d\omega.\end{gathered} \tag{33}$$

где $W_i(\omega)$ – энергетический спектр процесса $\varepsilon_{иi}$ при $i = 1, 2$; $W_{ik}(\omega)$ – взаимный энергетический спектр процессов $\varepsilon_{иi}(t)$ и $\varepsilon_{иk}(t)$, которые определяются исходя из следующих соотношений:

$$\overline{S_i(\omega)S_i^*(\omega')} = 2\pi W_i(\omega)\delta(\omega - \omega'),$$

$$\overline{S_i(\omega)S_k^*(\omega')} = 2\pi W_{ik}(\omega)\delta(\omega - \omega').$$

Частотная характеристика фильтра $K(j\omega)$ выбирается по критерию минимума среднеквадратической ошибки, то есть из условия минимума дисперсии ошибки (33). При перекрытии спектров случайных процессов $\vec{\xi}_2$ и $\vec{\xi}_2$, энергетические спектры ошибок измерений $W_1(\omega) \in [\omega_{11}, \omega_{12}]$ и $W_2(\omega) \in [\omega_{21}, \omega_{22}]$ будут также перекрываться на интервале частот $[\omega_{21}, \omega_{12}]$, что препятствует полному устранению ошибки $\varepsilon_\Upsilon(t) = \varepsilon_{и1}(t) - \hat{\varepsilon}_{и1}(t)$ (рисунок 2).

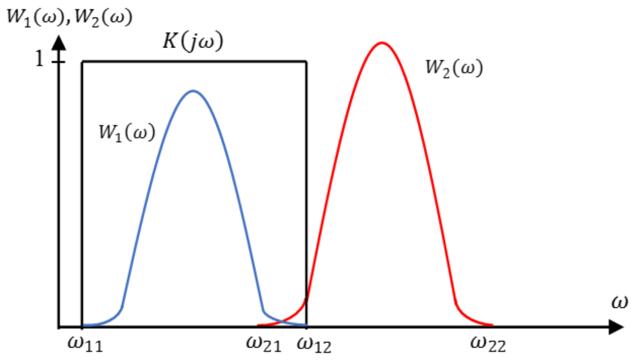


Рис. 2. Энергетические спектры ошибок измерений $\varepsilon_{и1}(t)$ и $\varepsilon_{и2}(t)$

Fig. 1. The Energy Spectra of Measurement Errors $\varepsilon_{u1}(t)$ and $\varepsilon_{u2}(t)$

Частотная характеристика фильтра $K(j\omega)$ выбирается такой, чтобы в наибольшей степени подавлять процесс $\varepsilon_{и2}(t)$ и в минимальной степени искажать процесс $\varepsilon_{и1}(t)$. Выбрав интервал частот для $K(j\omega)$ равным $[\omega_{11}, \omega_{12}]$, а также учитывая ошибки измерений, обусловленные влиянием перекрытия энергетических спектров процессов $\varepsilon_{и1}(t)$ *и* $\varepsilon_{и2}(t)$, запишем выражение (33) в следующем виде:

$$\begin{aligned}\sigma^2_{\varepsilon\Upsilon} &= \frac{1}{2\pi}\int_{\omega_{11}}^{\omega_{12}} W_1(\omega)|1-K(j\omega)|^2 d\omega + \\ &+\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_{21}(\omega)K(j\omega)\times[1-K(j\omega)]^* d\omega + \\ &+\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_{12}(\omega)[1-K(j\omega)]K^*(j\omega) d\omega + \\ &+\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_2(\omega)|K(j\omega)|^2 d\omega.\end{aligned} \quad (34)$$

Если выбрать $|K(j\omega)| = 1$, $\omega \in [\omega_{11}, \omega_{12}]$, а также устремить предел четвертого слагаемого к нулю: $\lim\limits_{\Delta\omega\to 0}\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_{21}}^{\omega_{12}} W_2(\omega)|K(j\omega)|^2 d\omega \to 0$, где $\Delta\omega = \omega_{12} - \omega_{21}$, за счет подходящего выбора спектральных характеристик процессов $\vec{\xi}_1$ и $\vec{\xi}_2$ можно обеспечить в выражении (34) $\sigma^2_{\varepsilon\Upsilon} \to 0$, то есть практически безошибочно воспроизводить процесс $R(t)$.

При использовании компенсации погрешностей измерений в ДРЛК за счет их взаимной компенсации и фильтрации динамические ошибки не возникают, так как спектр ошибки системы $\sigma^2_{\varepsilon\Upsilon}$ (33) не зависит от спектра $S_R(\omega)$, а значит, сама ошибка $\varepsilon_\Upsilon(t) = \varepsilon_{и1}(t) - \hat{\varepsilon}_{и1}(t)$ не зависит от $R(t)$. Поэтому на выбор параметров системы не влияет модель процесса $R(t)$, что является большим достоинством этого способа при отсутствии априорной информации относительно $R(t)$.

Заключение

Одновременная оценка и обнаружение сигналов в двух диапазонах длин волн повышает точность определения параметров целей в ДРЛК. При этом появляется возможность получить информацию о степени корреляции помех разных диапазонов длин волн путем анализа матрицы $K_{cl,\chi}(t,\vartheta)$.

Учет особенностей, возникающих в случае перекрытия спектров процессов $\vec{\xi}_1$ и $\vec{\xi}_2$, позволяет уменьшить ошибки оценивания координат цели, возникающих при несовпадении импульсных характеристик $Q_\eta(t,\vartheta)$ и $K_Z(t,\vartheta)$ с оптимальными (по минимуму среднего квадрата ошибки). При этом влияние эффекта перекрытия спектров необходимо также учитывать на третьем этапе обработки информации. В этом случае дисперсия ошибки измерений $\sigma^2_{\varepsilon\Upsilon}$, как показано в (33–34), будет зависеть от степени перекрытия спектров $W_1(\omega)$ и $W_2(\omega)$.

Рассмотренную модель можно также применять для решения задач одновременной оценки и обнаружения сигналов, принимаемых от сложных целей, состоящей из m точечных отражателей или сигналов от m точечных целей, на фоне негауссовских помех. При этом возрастает число проверяемых гипотез, но ход решения остается тем же самым. В случае неизвестных статистических характеристик сигналов, помех и шумов для обработки должны применяться методы обучения и адаптации.

Список используемых источников

1. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1973. 89 с.
2. Лукошкин А.П., Каринский С.С., Шаталов А.А. Обработка сигналов в многоканальных РЛС. М.: Радио и связь, 1983. 328 с.
3. 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. 44–51.
4. Давыдов В.С., Лукошкин А.П., Шаталов А.А., Ястребков А.Б. Радиолокация сложных целей. Разрешение и распознавание. СПб.: Янис, 1993. 280 с.
5. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.

* * *

A Two-Band Multitasks Radar Complex Functioning Model

M. Kuznetsov[1], **V. Makarenkov**[1]

[1]Military space Academy named after A. F. Mozhaisky,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68
Received 5th October 2019
Accepted 20th February 2020

For citation: Kuznetsov M., Makarenkov V. A Two-Band Multitasks Radar Complex Functioning Model. *Proc. of Telecom. Universities.* 2020;6(1):60–68. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-60-68

Abstract: *The author propose us a mathematical models of signals, interference, and noise that are simultaneously emitted and received by a two-band radar complex. The author considers the model of the complex functioning, which carries out simultaneous signals evaluation and detection received from slowly and rapidly fluctuating target on the background of interference and noise. This article investigates the features of information processing in the considered model which arise when the spectra of two ranges overlap.*

Keywords: *two-band radar complex, slowly and rapidly fluctuating target, three-step information processing procedure, compensation of measurement errors.*

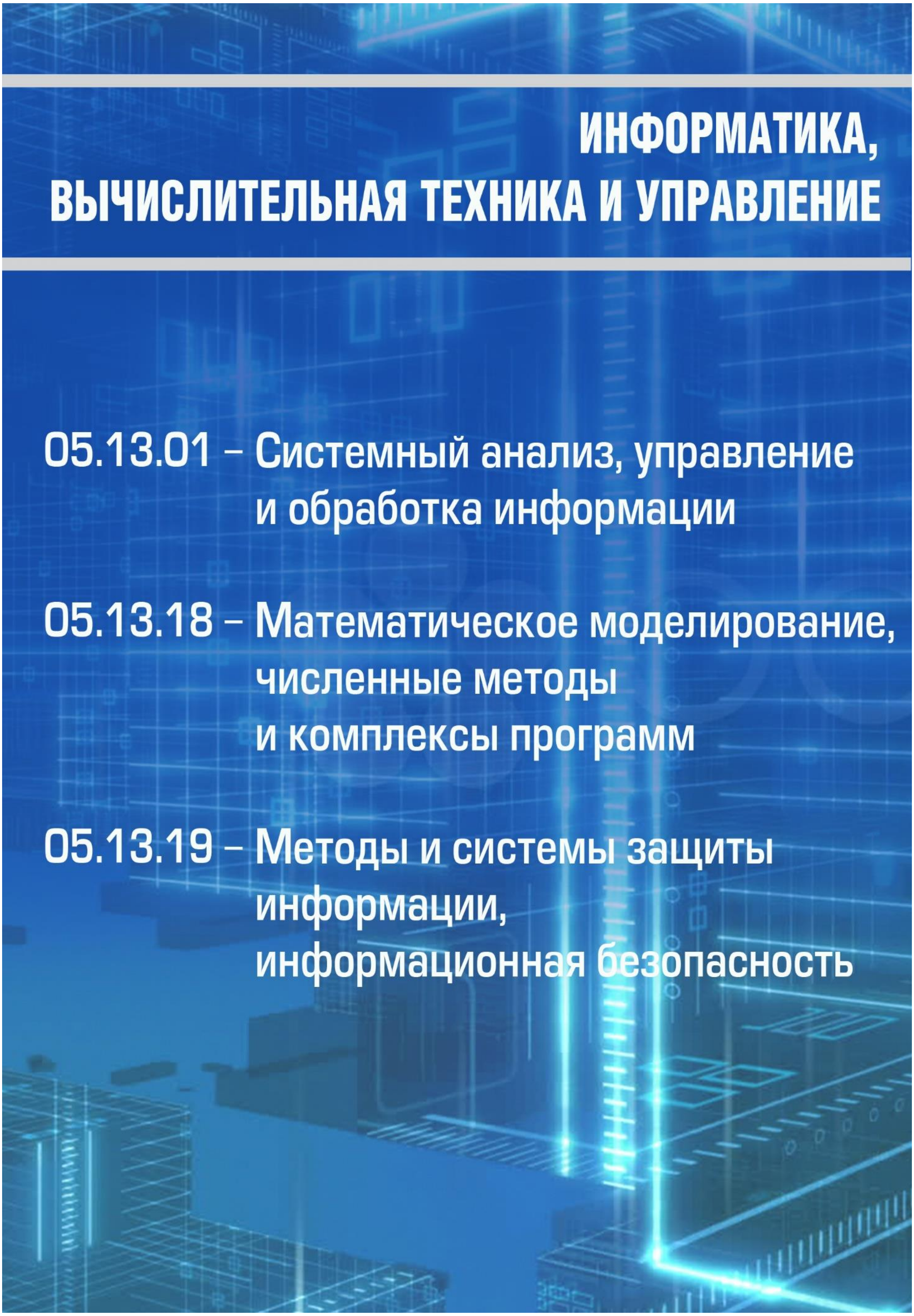
References

1. Vishin G.M. *Multi-Frequency Radar*. Moscow: USSR Ministry of Defense Publ.; 1973. 89 p. (in Russ.)
2. Lukoshkin A.P., Karinsky S.S., Shatalov A.A. *Signal Processing In Multi-Channel Radar*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1983. 328 p. (in Russ.)
3. Labets V.V., Shatalov A.A., Shatalova V.A. Models of signals, simultaneously emitted and received by multi-frequency radar with a phased antenna array. *Aerospace Defense Herald*. 2019;2(22):44–49. (in Russ.)
4. Davydov V.S., Lukoshkin A.P., Shatalov A.A., Yastrebkov A.B. *Radar Complex Targets. Resolution and Recognition*. St.Petersburg: Ianis Publ.; 1993. 280 p. (in Russ.)
5. Yarlykov M.S. *Statistical Theory of Radio Navigation*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1985. 344 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

КУЗНЕЦОВ Максим Юрьевич | кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры средств противоракетной обороны Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, repytwjd1082@yandex.ru
https://orcid.org/0000-0003-4131-2599

МАКАРЕНКОВ Владислав Викторович | адъюнкт кафедры средств противоракетной обороны Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, makar8722@mail.ru
https://orcid.org/0000-0002-0221-1915


ИНФОРМАТИКА,
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ
05.13.01 – Системный анализ, управление и обработка информации
05.13.18 – Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
05.13.19 – Методы и системы защиты информации, информационная безопасность