

Модели сигналов и помех при обнаружении целей в пространственно-распределённой информационной системе радиолокационных модулей

А. И. Полубехин, П. Ю. Чесноков

Обоснованы модели сигналов и помех в пространственно-распределённой информационной системе радиотехнического мониторинга (ПРИСРМ). Для решения задачи обнаружения воздушной цели рассмотрена совокупность эхосигналов, принимаемых несколькими позициями ПРИСРМ при облучении цели одной передающей позицией. Определена структура алгоритма обработки сигналов в позициях приема с фазированной антенной решёткой (ФАР), учитывающая частичную межпозиционную декорреляцию помех и высокую степень корреляции помех по апертуре ФАР. Предложена схема обнаружителя целей, построенного в соответствии с этим алгоритмом. Проведена оценка эффективности рассмотренных алгоритмов обработки с различной степенью учета межпозиционной декорреляции помех.

Ключевые слова: распределённая информационная система радиотехнического мониторинга, радиолокационная система, фазированная антенная решётка, полезный сигнал, помеха.

1. Введение

В радиолокационных системах (РЛС) информация о наблюдаемых объектах получается в результате анализа характеристик электромагнитного поля, излучаемого или переизлучаемого лоцируемым объектом. Регистрируемая информация в общем случае зависит от пространственного положения приемных позиций, а также от способов ее обработки. Будем рассматривать пространственно-распределённую информационную систему радиотехнического мониторинга (ПРИСРМ), включающую одну передающую и m приемных позиций, произвольно расположенных в пространстве. Для общности результатов будем также полагать, что каждая приемная позиция содержит фазированную антенную решетку (ФАР) с k ненаправленными элементами.

2. Модели сигналов и помех на входе приемных позиций с ФАР ПРИСРМ

Пусть временная структура излучаемого сигнала определяется выражением:

$$x_3(t) = a_{\text{изл}} \operatorname{Re}\{x(t)e^{j\omega_0 t}\}, \quad (1)$$

где $a_{\text{изл}}$ – амплитуда зондирующего сигнала;

$x(t)$ – его комплексная огибающая;

ω_0, t – круговая рабочая частота и текущее время соответственно.

Для неподвижного точечного объекта переизлучения (излучения) в идеальных условиях распространения электромагнитных волн временная структура принимаемого сигнала не из-

меняется, за исключением его положения на оси времени (времени запаздывания). Следовательно, выражение для принимаемого сигнала в i -ом элементе ФАР можно записать

$$x_{npi}(t) = a_{inp} \operatorname{Re}\{x_i(t-t_{zi})e^{-j\omega_0(t-t_{zi})}\}. \quad (2)$$

Амплитуды a_{inp} и времена запаздывания t_{zi} в общем случае различны в каждом из элементов антенной системы.

В случаях, когда цель или источник активной помехи движется, временная структура электромагнитного поля изменяется вследствие эффекта Доплера [1, 2]:

$$x_{npi}(t) = a_{inp} \operatorname{Re}\left\{x_i\left[t\left(1-\frac{V_{rinp}}{c}\right)\left(1-\frac{V_{rnep}}{c}\right)\right]e^{-j(\omega_0+\omega_{qci})(t-t_{zi})}\right\} \quad (3)$$

– для эхосигналов;

$$n_{npi}(t) = \sigma_i^r \operatorname{Re}\left\{n\left[t\left(1-\frac{V_{rinp}}{c}\right)\right]e^{-j(\omega_0+\omega_{qni})(t-t_{zi})}\right\} \quad (4)$$

– для активных помех.

Здесь V_{rnep} , V_{rinp} – радиальные скорости цели и источника активных помех в направлении на передающий пункт и i -ый элемент ФАР r -го приемного пункта;

c – скорость света;

ω_{qci} , ω_{qni} – значения доплеровских частот полезного сигнала и помехи в i -ой позиции приема относительно начала ее излучения;

σ_i^r – мощность активной помехи в элементе ФАР.

Совокупность полезного сигнала, внешних помех от l источников и внутреннего шума $n_o(t)$ образует входной сигнал одного элемента ФАР:

$$y_i(t) = x_{npi}(t) + \sum_{j=1}^{\ell} n_{npi}^j(t) + n_{oi}(t).$$

Входной сигнал всей ПРИСРМ представим в виде вектора

$$Y(t) = Y(t) = \|y_i(t)\|,$$

где число компонент $y_i(t)$ определяется числом элементов $(m+k)$ всей антенной системы.

Будем полагать, что ФАР в каждой из приемных позиций является узкополосной, удовлетворяющей условию

$$\Delta f \Delta t_3 \ll 1,$$

что позволяет пренебречь запаздыванием огибающих Δt_3 по раскрытию антенной решетки [3], Δf – полоса обрабатываемых частот.

Поскольку для целей сложной формы степень пространственной когерентности эхо-сигналов зависит от соотношения между длиной волны, эффективной базой ПРИСРМ и дальностью до цели [3], то в качестве модели полезного эхосигнала может быть выбран детерминированный или квазидетерминированный сигнал. Источники активных помех (ИАП) обычно обладают широкими диаграммами направленности [4, 5, 6, 7], что позволяет считать их точечными источниками, а помеховые колебания – пространственно коррелированными. Поле ИАП считаем случайным стационарным по времени и однородным по пространству на апертуре ФАР, а закон распределения его значений – нормальным. Кроме колебаний от внешних источников присутствуют приведенные ко входу внутренние взаимно некоррелированные по пространству и времени гауссовские белые шумы с одинаковой для всех элементов спектральной плотностью мощности N_o . С учетом введенных ограничений вектор колебаний, принимаемых i -ым элементом ФАР, запишем следующим образом:

$$\begin{aligned}
y_i(t) = & X_i a_i x_i \left[(t-t_{ci}) \left(1 - \frac{V_{rinp}}{c} \right) \left(1 - \frac{V_{rнеp}}{c} \right) \right] e^{-j(\omega_0 + \omega_{qci})(t-t_{ci})} + \\
& + \sum_{j=1}^{\ell} \sigma_{ni}^j N_i^j n_i^j \left[(t-t_{ni}^j) \left(1 - \frac{V_{rinp}}{c} \right) \right] e^{-j\omega_{qni}^j(t-t_{ni}^j)} + N_{oi}(t).
\end{aligned} \tag{5}$$

Здесь X_i и N_i^j – векторы амплитудно-фазового распределения поля эхо-сигнала и помехи от j -го источника на раскрые антенны i -й позиции;

$N_{oi}(t)$ – вектор собственных шумов в i -й позиции.

Колебание, принятое всей совокупностью приемных позиций, удобно записать в виде блочного вектора

$$Y(t) = X(t) + \sum_{j=1}^{\ell} N_j(t) + N_o(t), \tag{6}$$

блоки которого определяются выражением (5).

3. Решающее правило обнаружения цели в ПРИСРМ

Известно [8, 9, 10], что принятие решения о наличии цели в заданной области пространства сводится к сравнению отношения правдоподобия или его логарифма с порогом, соответствующим выбранному критерию качества обнаружения:

$$\text{Ln} \lambda = \int_0^T \int_0^T X(t_1)^* \psi(t_1, t_2) Y(t_2) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T X(t_1)^* \psi(t_1, t_2) X(t_2) dt_1 dt_2, \tag{7}$$

где $\psi(t_1, t_2)$ находится из интегрально-матричного уравнения

$$\int_0^T \Phi(t_1, t_2) \psi(t_2, t_3) dt_2 = T \delta(t_1 - t_3), \tag{8}$$

$\Phi(t_1, t_2)$ – матрица корреляционных функций внешних помех и внутренних шумов.

Особенность решения (8) для ПРИСРМ заключается в том, что вследствие запаздывания огибающих сигналов и помех между позициями пространственно-временная обработка не разделяется на пространственную и временную. Кроме того, принимаемые колебания в различных позициях приема могут быть нестационарно связанными, так как существует зависимость параметров принимаемых колебаний, в частности доплеровского смещения частоты, от пространственного положения приемных позиций, цели и ИАП.

Таким образом, матрица $\Phi(t_1, t_2)$ зависит от пространственного положения приемных позиций и источников помех, скорости их движения, взаимного запаздывания огибающих $\Delta t_{zij} = t_{zi} - t_{zj}$ и амплитудно-фазовых распределений на раскрые каждой ФАР – N_i , доплеровских смещений частоты $\Delta \omega_{qij} = \omega_{qi} - \omega_{qj}$, а также изменения взаимной корреляции колебаний по пространственным координатам Δr_i :

$$\Phi(t_1, t_2) = f(\Delta \bar{r}_i, N_i, t_{zi}, \omega_{qi}, t_1, t_2, \omega_{qj}, t_{zj}, N_j, \Delta \bar{r}_j). \tag{9}$$

В общем случае все параметры, входящие в эту матричную функцию, могут быть переменными. Однако в большинстве рассматриваемых радиолокационных задач на интервале наблюдения указанные параметры изменяются незначительно и поэтому их можем считать постоянными. Тогда элемент корреляционной матрицы в предположении, что параметры N_i , ω_{qi} , t_{zi} являются детерминированными величинами, будет иметь вид:

$$\Phi_{ij}(t_1, t_2) = \sum_{\ell} N_i^{\ell} N_j^{\ell} \sigma_i^{\ell} \sigma_j^{\ell} \rho(t_1 - t_{zi}, t_2 - t_{zi}, \Delta r_i, \Delta r_j) e^{-j\omega_{qi}^{\ell}(t_1 - t_{zi}^{\ell})} e^{+j\omega_{qj}^{\ell}(t_2 - t_{zj}^{\ell})}. \tag{10}$$

4. Особенности обработки сигналов в ПРИСРМ при наличии помех

Рассмотрим особенности матрицы $\Phi(t_1, t_2)$, а следовательно, и особенности обработки сигналов в ПРИСРМ для различных условий приема.

Рассмотрим совокупность эхосигналов, принимаемых m позициями ПРИСРМ при облучении цели одной передающей позицией. В комплексной форме $S^*(t) = S_1^*(t), \dots, S_m^*(t)$. Индекс $*$ здесь и далее у скаляров означает комплексное сопряжение, у векторов и матриц – комплексное сопряжение и транспонирование (эрмитово сопряжение). Эхосигнал в i -й ($i = \overline{1, m}$) приемной позиции запишем в виде:

$$S_i(t) = a_{ci} \exp(-j\phi_{ci}) s_0(t - t_{ci}) \exp[j(\omega_0 + \Omega_{ci})(t - t_{ci})], \quad (11)$$

где a_{ci} – среднеквадратическое (эффективное) значение; ϕ_{ci} – начальная фаза; t_{ci} – запаздывание; ω_0, Ω_{ci} – несущая частота и доплеровский сдвиг частоты; $s_0(t)$ – нормированная комплексная огибающая, определяемая законом модуляции. При этом

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(t)|^2 dt = \frac{a_{ci}^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |s_0(t - t_{ci})|^2 dt = a_{ci}^2 T_c = \mathcal{E}_c, \quad (12)$$

где T_c – длительность; \mathcal{E}_i – энергия сигнала в i -й позиции.

Синтез и анализ обнаружителей в ПРИСРМ удобно проводить в частотной области. Поэтому запишем выражение для спектра сигнала (11):

$$\Psi_i(\omega) = a_{ci} \exp(-j\phi_{ci}) \Psi_0(\omega - \omega_0 - \Omega_{ci}) \exp(-j\omega t_{ci}). \quad (13)$$

где $\Psi_0(\omega)$ – преобразование Фурье $s_0(t)$, причем

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi_0(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} |s_0(t)|^2 dt = 2T_c. \quad (14)$$

Иногда важно учесть влияние направленности антенны приемной позиции. Вместо (13) получим

$$\Psi_i(\omega) = a_{ci} \exp(-j\phi_{ci}) g_{ci}(\beta_{ci}, \varepsilon_{ci}, \omega) \Psi_0(\omega - \omega_{ci}) \exp(-j\omega t_{ci}), \quad (15)$$

где $g_{ci}(\beta_{ci}, \varepsilon_{ci}, \omega)$ – нормированная ДН антенны i -й позиции, в общем случае зависящая от частоты; $\beta_{ci}, \varepsilon_{ci}$ – угловые координаты цели относительно i -й позиции. Выражения (11)–(15) справедливы и для квазидетерминированных сигналов, если часть или все параметры неизвестны или случайны. Однако комплексная огибающая $s_0(t)$ и, следовательно, ее спектр $\Psi_0(\omega)$ предполагаются известными.

Стохастические сигналы будем использовать при рассмотрении пассивных ПРИСРМ или пассивных режимов активно-пассивных ПРИСРМ для моделирования сигналов источников «шумового» излучения. Термин «стохастический» вместо более простого «случайный» используется для того, чтобы отличить эти сигналы от сигналов известной формы со случайными параметрами (квазидетерминированных). Иногда стохастические сигналы называют шумовыми. Однако понятие «шум» ассоциируется с понятием «помеха» чем-то «вредным». Так как в пассивной ПРИСРМ эти сигналы – «полезные», лучше называть их стохастическими. Такие сигналы можно записать в форме (11), (13) или (15), если принять, что $s_0(t)$, а следовательно, и $\Psi_0(\omega)$ – реализации случайных процессов. Будем далее считать, что стохастические сигналы – реализации комплексных гауссовских узкополосных ($\Delta\omega \ll \omega_0$, где $\Delta\omega$ – ширина энергетического спектра) случайных процессов с нулевыми средними значениями, стационарных на интервале наблюдения $(-T/2, T/2)$. Гауссовские процессы достаточно хорошо описывают многие реальные сигналы источников излучения, наблюдаемых в ПРИСРМ, и позволяют использовать развитый математический аппарат. Как известно, многомерный стационарный гауссовский процесс с нулевой средней полностью определяется своей корреляционной (ковариационной) матрицей или матрицей энергетических спектров.

Запись стохастического сигнала в форме (11), (13) или (15) предполагает, что параметры

a_{ci} и φ_{ci} , $i = \overline{1, m}$ не меняются на интервале наблюдения. В то же время комплексная огибающая $s_0(t)$ изменяется быстро, так что интервал наблюдения содержит большое число интервалов корреляции $s_0(t)$. Такая модель соответствует сигналам многих наблюдаемых в ПРИСРМ источников излучения. Для стохастических сигналов этого типа целесообразно ввести условные корреляционные матрицы при фиксированных значениях параметров, характеризующих интенсивность (мощность) и взаимный фазовый сдвиг и (или) задержку. Если эти значения известны, имеем стохастический сигнал с *детерминированной* корреляционной матрицей, при неизвестных или случайных параметрах – стохастический сигнал с *квазидетерминированной* корреляционной матрицей.

Произвольный элемент корреляционной матрицы (слово «условной» для краткости далее опустим) комплексных стохастических сигналов на входах m приемных позиций ПРИСРМ:

$$B_{ik}(t_1, t_2) = 0.5 \overline{S_i(t_1) S_k^*(t_2)}, \quad i, k = \overline{1, m}. \quad (16)$$

Черта сверху здесь означает усреднение по множеству реализаций (в данном случае – комплексных огибающих $s_0(t)$), а коэффициент 0.5 введен для того, чтобы дисперсия $B_{ii}(0)$ совпала с дисперсией (мощностью) действительного сигнала $\text{Re} S_i(t)$, т.е. $B_{ii}(0) = 0.5 \overline{S_i(t)^2} = \overline{[\text{Re} S_i(t)]^2}$, так как $\overline{[\text{Im} S_i(t)]^2} = \overline{[\text{Re} S_i(t)]^2}$. Подставив (11) в (16), после усреднения получим

$$B_{ik}(t_1, t_2) = \sqrt{P_{ci} P_{ck} \rho_c(t_1 - t_2 + \tau_{cik})} \times \exp \left\{ j \left[(\omega_0 + \Omega_{ci})(t_1 - t_2) - \Delta \Omega_{cik} t_2 + \omega_0 \tau_{cik} + \Delta \phi_{cik} \right] \right\} \quad (17)$$

В (17) обозначено

$$\tau_{cik} = t_{ck} - t_{ci}; \quad \Delta \Omega_{cik} = \Omega_{ck} - \Omega_{ci}; \quad P_i = a_{ci}^2; \quad (18)$$

$\rho_c(\dots)$ – корреляционная функция $s_0(t)$. В разностную фазу $\Delta \phi_{cik}$ включены доплеровские сдвиги фаз. Если у эхосигнала ω_0 – известная несущая частота зондирующего сигнала, то в (17) ω_0 – условная несущая частота стохастического сигнала от неподвижного (относительно приемных позиций) источника излучения. Когда источник движется, в качестве несущей частоты воспринимается $\omega_i = \omega_0 + \Omega_{ci}$, $i = \overline{1, m}$. Тем не менее удобно разделять ω_0 и Ω_{ci} . Заметим также, что в (18) t_{ci} – запаздывание сигнала на пути от источника до i -й позиции, а Ω_{ci} – доплеровская частота из-за движения источника относительно i -й позиции, в то время как для эхосигнала в (11) t_{ci} – суммарное запаздывание на пути «передающая позиция – цель – i -я приемная позиция», а Ω_{ci} – доплеровская частота, связанная со скоростью изменения суммарной дальности на этом пути.

Автокорреляционные функции в (17) ($i = k$; $i, k = \overline{1, m}$) зависят от разности $t_1 - t_2$, что означает стационарность сигналов. Взаимные корреляционные функции ($i \neq k$) зависят и от абсолютного времени t_3 , что указывает на нестационарную связь сигналов. Если набегом фазы на интервале наблюдения из-за различия доплеровских частот можно пренебречь, т.е. если $|\Delta \Omega_{cik} T| \ll 2\pi$, то сигналы во всех позициях не только стационарны, но и стационарно связаны.

Корреляционной функции (17) соответствует «мгновенный» энергетический спектр [19]:

$$\begin{aligned} \Phi_{ik}(\omega, t) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{ik}(t, t-x) \exp(-j\omega x) dx = \\ &= \left(\sqrt{P_{ci} P_{ck} / \Delta f_c} \right) F_c(\omega - \omega_0 - \Omega_{ck}) \times \\ &\times \exp \left[j(\omega \tau_{cik} + \Delta \psi_{cik}) \right] \exp(-j\Delta \Omega_{cik} t), \end{aligned} \quad (19)$$

где $\Delta\psi_{cik} = \Delta\phi_{cik} + \Delta\Omega_{cik}t_{ci} = \phi_{ck} - \phi_{ci} + \Delta\Omega_{cik}t_{ci}$; Δf_c – эффективная ширина спектра сигнала; $F_c(\omega)$ – нормированный энергетический спектр комплексной огибающей:

$$F_c(\omega) = \Delta f_c \int_{-\infty}^{\infty} \rho_c(x) \exp(-j\omega x) dx; \quad (20)$$

$$(1/2\pi\Delta f_c) \int_{-\infty}^{\infty} F_c(\omega) d\omega = 1.$$

Если можно пренебречь различием доплеровских сдвигов частоты сигналов в разных позициях ($|\Delta\Omega_{cik}T| \ll 2\pi, i, k = \overline{1, m}$), то

$$\Phi_{ik}(\omega, t) = \Phi_{ik}(\omega) = \left(\sqrt{P_{ci}P_{ck}} / \Delta f_c \right) F_c(\omega - \omega_0) \exp \left[j(\omega\tau_{cik} + \Delta\psi_{cik}) \right]. \quad (21)$$

Здесь $\Delta\psi_{cik} = \Delta\phi_{cik} = \phi_{ck} - \phi_{ci}$. При $i=k$ выражение (21) с учетом (18) дает энергетический спектр сигнала в произвольной i -й позиции.

Собственные шумы приемников будем считать белыми стационарными гауссовскими процессами (с нулевыми средними значениями), взаимно независимыми в разных позициях. Тогда

$$B_{ik}(t_1, t_2) = 0.5 \overline{Ш_i(t_1) Ш_k^*(t_2)} = \sqrt{N_i N_k} \delta_{ik} \delta(t_1 - t_2); \quad i, k = \overline{1, m}, \quad (22)$$

где N_i – односторонняя спектральная плотность шума i -й позиции; δ_{ik} – символ Кронекера ($\delta_{ik} = 1, i = k, \delta_{ki} = 0, i = k$).

При полной пространственной корреляции комплексные амплитуды сигналов на входах разных позиций жестко связаны и «дружно» флуктуируют. Жестко связаны и начальные фазы сигналов. Поэтому такие сигналы естественно назвать пространственно-когерентными.

5. Алгоритмы обработки информации в ПРИСРМ

При синтезе и анализе алгоритмов обработки в ПРИСРМ чаще всего предполагается, что колебания помех между приемными позициями полностью коррелированы или полностью не коррелированы.

Во многих случаях искажения пространственно-временного сигнала можно приближенно рассматривать как результаты воздействия модулирующих помех $A_i(t)$ [11]. При наличии подобных искажений принимаемый сигнал в i -ой позиции приема помехи будет иметь вид:

$$N_i(t) = N_i A_i(t) n_i(t - t_{zi}) \sigma_i. \quad (23)$$

Полагая процесс $A_i(t)$ стационарным и независимым от принимаемого сигнала, для элемента матрицы (23) можем записать

$$\Phi_{ij}(t_1, t_2) = \left\| \sum_{\ell} N_i^j N_i^{j*} \sigma_i^{\ell} \sigma_j^{\ell} \rho(\tau - \Delta t_{zij}) \rho \Delta_{rij}(\tau) + I_{ij} N_o \delta(\tau) \right\|. \quad (24)$$

В течение интервала обработки модулирующий процесс можно считать неизменным, и следовательно, в этом случае функция

$$\rho \Delta_{rij}(\tau) = \rho \Delta_{rij}$$

не зависит от времени и характеризует коэффициент пространственной корреляции помех в различных позициях приема, т.е. межпозиционная корреляция помех может нарушаться. В тоже время, вследствие ограниченных размеров ФАР, в каждой из позиций помеховые колебания внешних источников можно считать полностью коррелированными по раскрытию антенной решетки.

$$\Phi(\omega) = IN_o + q(\omega) \left\| N_i N_j^* \rho_{\Delta r_{ij}} \sigma_i \sigma_j e^{j\omega t_{zj}} \right\|. \quad (25)$$

При наличии одного источника помех используем представление матрицы энергетических спектров внешней помехи в виде матрицы единичного ранга, что представляет определенные удобства при обращении матрицы $\Phi(\omega)$.

Преобразуем матрицу $\Phi(\omega)$ следующим образом:

$$\Phi(\omega) = N_o + q(\omega) D_N D_\tau D_\phi \left(\left\| \rho_{\Delta r_{ij}} \right\| \Theta I_k \right) D_N^* D_\tau^* D_\phi^*. \quad (26)$$

В этом выражении $D_N = \|N_{ii}\|$ обозначает блочно-диагональную матрицу, i -ый диагональный блок которой есть вектор амплитудно-фазового распределения в i -ой позиции приема. Так как диагональные элементы матрицы $\|\rho_{\Delta r_{ij}}\| = R$ равны единице, представим матрицу R в виде суммы единичной матрицы и матрицы R_o , диагональные элементы которой – нулевые:

$$R = I + R_o. \quad (27)$$

Заменим диагональные нули в R_o на любые числа, такие что полученная матрица R_q будет иметь минимальный ранг.

Представим матрицу R_o линейным разложением по ортогональным векторам a_i, b_i [13]:

$$\vec{R}_o = \sum_i \lambda_i a_i a_i^* = \sum_i b_i b_i^*, \quad (28)$$

где диагональная матрица R_q определяется выражением:

$$R_q = I - \sum_i b_{ij}^2. \quad (29)$$

Описанное представление непосредственно связано с разложением матрицы по собственным векторам, а именно:

$$R = U \Lambda U^* = U \Lambda_q U^* + U \Lambda_o U^*, \quad (30)$$

где U – матрица собственных векторов;

Λ – диагональная матрица собственных чисел.

Если диагональная матрица Λ_q удовлетворяет условию $\Lambda_q = \Lambda_k I$, где Λ_k – собственное число наибольшей кратности, то тогда матрица $\Lambda_o = \Lambda - \Lambda_q$ имеет минимальный ранг.

Тогда матрицу энергетических спектров можем представить в виде суммы блочно-диагональной матрицы $\Phi_q(\omega)$ и матриц единичного ранга:

$$\Phi(\omega) = \Phi_q(\omega) + q(\omega) D_i D_\phi \left(\sum_i \Pi_{bi} \Pi_{bi}^* \right) D_\phi^* D_\tau^*, \quad (31)$$

где $\Phi_q^{jj}(\omega) = I_k N_o + \Pi_j \Pi_j^* \left(1 - \sum_i b_{ji}^2 \right) q(\omega)$.

Подобное представление особенно удобно при небольшом числе приемных позиций, когда расстояния между приемными позициями таковы, что коэффициенты межпозиционной корреляции помех можно считать одинаковыми: $\rho_{\Delta r_{ij}} = \rho_{\Delta r}$. В этом случае блочно-диагональная матрица $\Phi_q(\omega)$ определяется выражением

$$\Phi_q^{jj}(\omega) = (I_k + \Pi_j \Pi_j^* (1 - \rho_{\Delta r})) N_o, \quad (32)$$

а второе слагаемое в (28) может быть представлено в виде:

$$D_\tau D_\phi \left(\sum_i \Pi_{bi} \Pi_{bi}^* \right) D_\phi^* D_\tau^* = D_\phi D_\tau \rho_{\Delta r} \Pi \Pi^* D_\phi^* D_\tau^*.$$

Рассмотрим применение подобного разложения для двухпозиционной РЛС. В этом случае матрицу энергетических спектров запишем в виде:

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= N_o I + (1 - \rho_{\Delta r}) q(\omega) \begin{vmatrix} N_1 N_1^o \sigma_1^2 & O \\ O & N_2 N_2^* \sigma_2^2 \end{vmatrix} + \\ &+ q(\omega) \rho_{\Delta r} D^\tau D^\phi \begin{vmatrix} N_1 N_1^o \sigma_1^2 & N_1 N_2^* \sigma_1 \sigma_2 \\ N_2 N_1^* \sigma_1 \sigma_2 & N_2 N_2^* \sigma_2^2 \end{vmatrix} D_\phi^* D_\tau^* = \\ &= N_o (\Phi_q(\omega) + q(\omega) \rho_{\Delta r} D^\tau D^\phi \Pi \Pi^* D_\phi^* D_\tau^*). \end{aligned} \quad (33)$$

Такое представление матрицы энергетических спектров соответствует рассмотрению входного колебания в каждой из приемных позиций в виде двух некоррелированных между собой составляющих. Для двухканального случая такое представление приведено в [13]. Одна из них некоррелирована с любой другой компонентой любой позиции, а вторая – полностью коррелирована с соответствующей компонентой другой приемной позиции. Некоррелированной компоненте соответствует блочно-диагональная матрица, коррелированной – полностью заполненная. Структура алгоритма обработки в позициях приема с ФАР должна учитывать возможную частичную межпозиционную декорреляцию помех и высокую степень корреляции помех по апертуре ФАР. Действительно, обращая матрицу (32), получим

$$\Phi^{-1}(\omega) = \frac{1}{N_o} \left(\Phi_q^{-1}(\omega) - \frac{\Phi_q^{-1}(\omega) D_\tau D_\phi \Pi q(\omega) \rho_{\Delta r} \Pi^* D_\tau^* D_\phi^* \Phi_q^{-1}(\omega)}{1 + q(\omega) \rho_{\Delta r} \Pi^* \Phi_q^{-1}(\omega) \Pi} \right). \quad (34)$$

Поскольку

$$\Phi_{q_0}^{-1}(\omega) = I - \frac{q_H(\omega) h_i^2 N_i N_i^*}{1 + q_H(\omega) h_i^2 N_i^* N_i}, \quad q_H(\omega) = (1 - \rho_{\Delta r}) q(\omega),$$

то для элемента обратной матрицы $\Phi_{ij}^{-1}(\omega)$ можно получить выражение

$$\begin{aligned} \Phi_{ij}^{-1}(\omega) &= \frac{1}{N_o} \left(I - N_i \frac{(1 - f_{ii}^2(\omega))}{K} N_i^* - \right. \\ &\left. - N_i D^{\tau i} D^{\phi i} f_{ii}(\omega) h_i K(\omega) h_j f_{jj}(\omega) D_{\phi j}^* D_{\tau j}^* N_j^* \right). \end{aligned} \quad (35)$$

Здесь введены обозначения

$$f_{ii}(\omega) = \left(I - \frac{q_H(\omega) h_i^2 K}{1 + q_H(\omega) h_i^2 N_i^* N_i} \right), \quad K(\omega) = \frac{\rho_{\Delta r} q(\omega)}{1 + \rho_{\Delta r} q(\omega) \Pi^* \Pi}.$$

6. Алгоритмическая схема обнаружителя цели ПРИСРМ

Схема обнаружителя, построенного в соответствии с (35), изображена на рис. 1. Оптимальное преобразование принятых колебаний включает операции нормировки этих колебаний по уровню шумов, компенсации помехи и накопления полезного сигнала. В каждой приемной позиции формируются лучи в направлениях на цель и источник помех. Помеховые колебания разделяются на два канала, один из которых обеспечивает фильтрацию «некоррелированной» компоненты и затем ее компенсацию в каждой из позиций. «Коррелированные» компоненты выравниваются по времени запаздывания и фазе, суммируются с весами и поступают на фильтр $K(\omega)$, который обеспечивает выделение «коррелированной» компоненты из смеси шумов и помех.

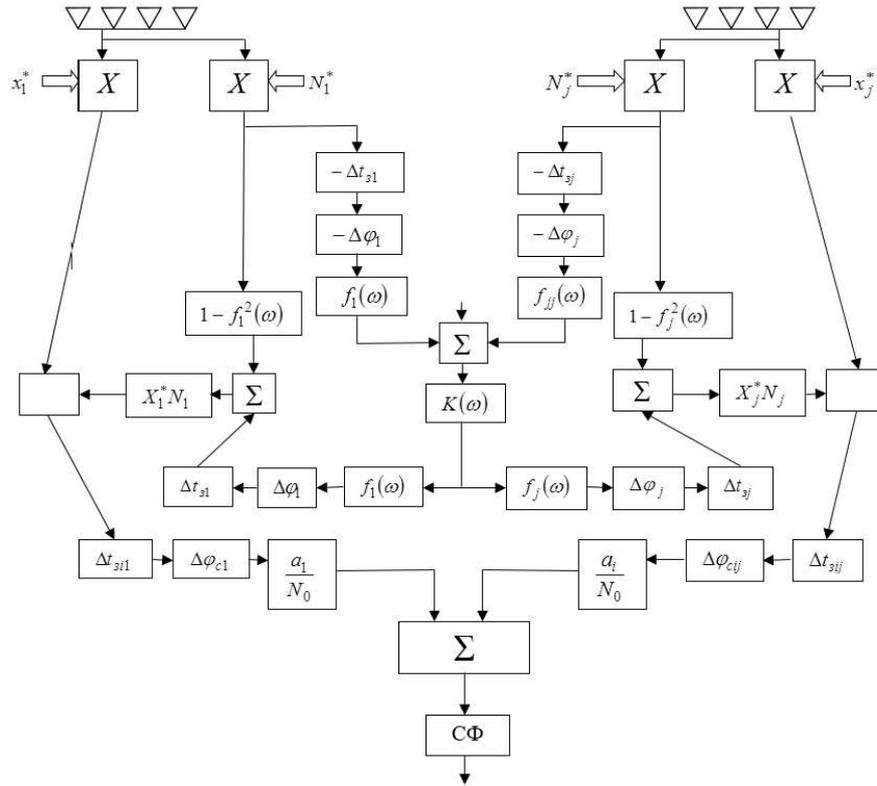


Рис. 1. Схема обнаружителя, построенного в соответствии с (35)

В дальнейшем для каждой из приемных позиций эта компонента подвергается обратным преобразованиям, обеспечивающим ее компенсацию в канале согласованной обработки полезного сигнала. После когерентной компенсации помех проводится выравнивание полезных сигналов по фазе и времени запаздывания, весовое их суммирование и обработка в согласованном фильтре.

7. Алгоритм обнаружения цели в ПРИСРМ при воздействии нескольких помех

Рассмотренная методика синтеза алгоритмов в условиях частичной межпозиционной декорреляции помех легко применима и при воздействии нескольких источников помех. Матрицу энергетических спектров в этом случае можем записать в виде:

$$\Phi(\omega) = N_o \left(I + \sum_{\ell} \Phi_y^{\ell}(\omega) + \sum_{\ell} D_{\delta}^{\ell} D_{\phi}^{\ell} q^{\ell}(\omega) \left(\sum_i \Pi_{b^i}^{\ell} \Pi_{b^i}^{*\ell} \right) D_{\phi}^{*\ell} D_{\tau}^{*\ell} \right). \tag{36}$$

Здесь $\Pi_i = \Pi_i^{\ell} = \| N_i^{\ell} h_i^{\ell} \|$.

Определяя опять сумму во втором слагаемом через прямоугольные матрицы

$$\Pi = \| D_{\tau}^{\ell} D_{\phi}^{\ell} \Pi^{\ell} \| = \| D_{\tau}^1 D_{\phi}^1 \Pi^1 D_{\tau}^2 D_{\phi}^2 \Pi^2 \dots D_{\tau}^{\ell} D_{\phi}^{\ell} \|,$$

матрицу энергетических спектров запишем следующим образом:

$$\Phi(\omega) = (\Phi_q(\omega) + \Pi G_q \Pi^*) N_o, \tag{37}$$

где G_q – диагональная матрица энергетических спектров помеховых колебаний $G_q = \| q^{\ell}(\omega) \|$.

Отсюда найдем обратную матрицу

$$\Phi^{-1}(\omega) = \frac{1}{N_o} \left(\Phi_q^{-1}(\omega) - \Phi_q^{-1}(\omega) \Pi (G_q + \Pi^* \Pi)^{-1} \Pi \Phi_q^{-1}(\omega) \right). \tag{38}$$

Полученные результаты позволяют обобщить известные [14, 15, 16] методы синтеза многопозиционных алгоритмов обработки на случай частичной межпозиционной корреляции активных помех.

Иногда более удобной является запись алгоритма, при синтезе которого матрица энергетических спектров представляется в виде:

$$\Phi(\omega) = N_o I + D_N D_\tau D_\phi G D_\phi^* D_\tau^* D_N^*. \quad (39)$$

В этом выражении G является матрицей спектров внешних помех:

$$G = \left\| h_i h_j q_{ij}(\omega) \right\|,$$

причем взаимный энергетический спектр $q_{ij}(\omega)$ учитывает пространственную декорреляцию помех. Введение блочно-диагональной матрицы $D_N = \left\| N_i \right\|$ позволило существенно сократить размерность матрицы G . Обращая $\Phi(\omega)$, получим алгоритм обработки

$$\xi = \frac{1}{N_o} \int_{\Omega} \left\{ X^*(\omega) Y(\omega) - \frac{1}{N_o} X^*(\omega) D_N D_\tau D_\phi \left(I + G \frac{K}{N_o} \right)^{-1} \times \right. \quad (40)$$

$$\left. \times G D_\phi^* D_\tau^* D_N^* Y(\omega) \right\} d\omega.$$

Здесь, в отличие от (35), явно не фильтруются коррелированные и некоррелированные компоненты. Для фильтрации всего векторного процесса используется матричный фильтр с импульсной характеристикой

$$M = \left(I + G \frac{K}{N_o} \right)^{-1} G.$$

Алгоритм справедлив для ПРИСРМ с произвольным числом приемных позиций при воздействии одного источника активных помех.

8. Оценка эффективности разработанных алгоритмов

Результаты известных работ [10, 11, 17] показывают, что нарушение пространственной корреляции помех снижает эффективность их подавления вследствие уменьшения отношения сигнал/шум. Для получения оценок эффективности проанализируем и сравним эффективность рассмотренных алгоритмов обработки с различной степенью учета межпозиционной декорреляции помех.

В общем случае отношение сигнал/шум на выходе определяется выражением:

$$q^2 = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_n^2} = \frac{\left| \int_{\Omega} W^*(\omega) X(\omega) d\omega \right|^2}{\iint_{\Omega} W^*(\omega) \Phi(\omega_1, \omega_2) W(\omega_2) d\omega_1 d\omega_2}, \quad (41)$$

где σ_c^2 – мощность полезного сигнала;

σ_n^2 – мощность помех и внутренних шумов на выходе устройства обработки;

$W(\omega) = \int_{\Omega} \Phi^{-1}(\omega_1, \omega_2) X(\omega_2) d\omega_2$ – весовой вектор.

Суммарная мощность помех и внутренних шумов на выходе устройства при полностью коррелированных помехах равна величине

$$\sigma_n^2 = \int_{\Omega} X^o(\omega) \Phi^{-1}(\omega) X(\omega) d\omega. \quad (42)$$

Для проведения расчетов введем ряд упрощений. Будем считать спектральную плотность мощности внешних помех равномерной во всей полосе частот; мощности полезных сигналов, внешних помех и собственных шумов одинаковыми во всех приемных позициях. Спектральная плотность мощности полезного сигнала также равномерна по частоте. При использовании одноэлементных антенн в позициях приема ПРИСРМ и в случае полностью коррелированных

помех отношение сигнал/шум $q^2 = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_n^2}$ стремится к некоторому значению [18] $q_o^2 - q_i^2$, где q_o^2

– отношение сигнал/шум при отсутствии внешних помех, q_i^2 – равна отношению сигнал/шум на выходе одной приемной позиции. Рассчитанное для двухпозиционной системы нормированное отношение сигнал/шум (q^2/q_o^2) в зависимости от пространственного положения цели и ИАП показано на рис. 2. Оно носит осциллирующий характер, обусловленный интерференцией полезных сигналов при компенсации помех, и в точности совпадает с полученной ранее в [18] зависимостью.

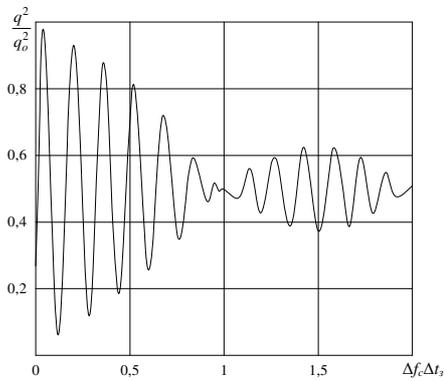


Рис. 2. Нормированное отношение сигнал/шум (q^2/q_o^2) при стабильности пространственных различий в положении цели и ИАП

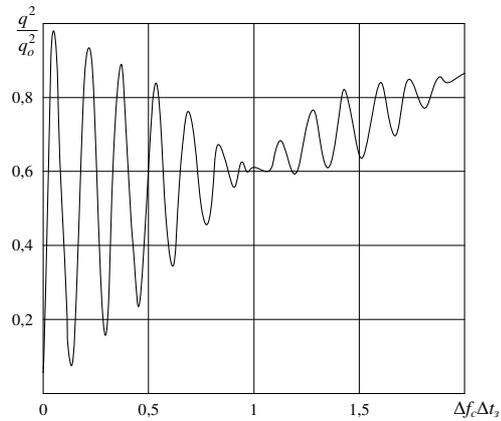


Рис. 3. Нормированное отношение сигнал/шум (q^2/q_o^2) при росте пространственных различий в положении цели и ИАП

Использование угловой селекции приводит к повышению эффективности обработки. В общем случае изменение взаимного пространственного положения приводит не только к изменению разностей хода, но и к изменению их угловых положений относительно приемных позиций. При этом q^2 стремится к q_o^2 с ростом пространственных различий в положении цели и ИАП, что и можно наблюдать на рис. 3 для двухпозиционной РЛС с линейными десятиэлементными решетками в позициях приема при удалении ИАП от цели параллельно линии базы. Для двухпозиционной системы возможно такое расположение цели и ИАП, когда они различаются угловыми координатами по отношению к каждой из приемных позиций, имеют одинаковую разность хода. Если эффективность при использовании слабонаправленных антенн не изменяется при таком изменении угловых координат ИАП и цели, то при использовании ФАР q^2 с ростом угловых различий стремится к q_o^2 (рис. 4).

Проанализируем влияние частичной декорреляции помех на эффективность обработки в алгоритмах, не учитывающих межпозиционную декорреляцию помех. В этом случае мощность помех на выходе можем записать в виде:

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{пик}}^2 &= \int_{\Omega} X^*(\omega)\Phi^{-1}(\omega)X(\omega)d\omega + \int_{\Omega} X^*(\omega)\Phi^{-1}(\omega)\Phi_q(\omega)\Phi^{-1}(\omega)d\omega = \\ &= \sigma_{n2}^2 + \sigma_n^2. \end{aligned} \quad (43)$$

В данном случае внутренние шумы учитываются первым слагаемым. Отношение

$\frac{q^2}{q_k^2} = \frac{\sigma_{n1}^2}{\sigma_{n2}^2 + \sigma_n^2}$ характеризует ухудшение эффективности обработки в условиях частичной декорреляции помех.

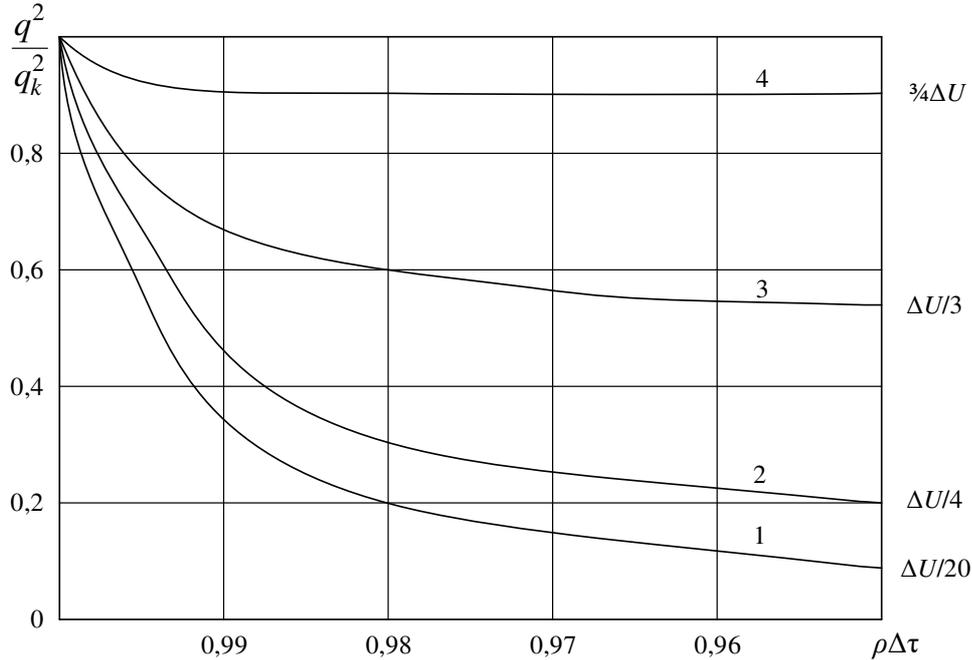


Рис. 4. Ухудшение эффективности обработки в условиях частичной декорреляции помех: ρ – коэффициент межпозиционной корреляции для двухпозиционной РЛС с ненаправленными антеннами, ΔU – ширина ДН приемной позиции

Зависимость отношения $\frac{q^2}{q_k^2}$ от коэффициента межпозиционной корреляции для двухпозиционной РЛС с ненаправленными антеннами приведена на рис. 4 (кривая 1).

Не сложно убедиться, что аналогичная зависимость существует и при наличии ФАР с узкой ДН в приемных позициях, если не учитывать коррелированности по раскрытию антенной решетки. Для алгоритмов (38), (39), учитывающих корреляцию помех по раскрытию ФАР (будем считать межэлементные коэффициенты корреляции равными единице), внешняя помеха подавляется независимо от коэффициента межпозиционной корреляции. Однако при этом мощность полезного сигнала в каждой приемной позиции зависит от углового положения цели и ИАП по отношению к ним.

Зависимость $\frac{q^2}{q_k^2}$ от $\rho_{\Delta r}$ совпадает с аналогичной зависимостью для алгоритмов,

не учитывающих частичную декорреляцию помех, только в том случае, когда цель и ИАП не различаются угловыми положениями ($U \rightarrow 0$) в каждой из позиций. С увеличением этих различий зависимость q^2 от коэффициента межпозиционной корреляции снижается, при полном разрешении по угловым координатам в каждой из позиций не зависит от него. Это иллюстрируется для двухпозиционной РЛС с линейными ФАР кривыми 2–4 на рис. 4, здесь ΔU – ширина ДН приемной позиции. При полном угловом разрешении цели и ИАП наблюдается внутривариационная компенсация некоррелированной компоненты, а полезный сигнал при этом ослабляется незначительно.

Отношение $\frac{q^2}{q_o^2}$ для алгоритмов, не учитывающих частичную межпозиционную декорреляцию помех, носит тот же характер, что и при полностью коррелированных

помехах. Отношение $\frac{q^2}{q_0^2}$ для алгоритмов, учитывающих возможную декорреляцию, стремится к максимально возможному значению с ростом угловых различий цели и ИАП.

Таким образом, эффективность алгоритмов, полученных с учетом межпозиционной декорреляции помех, тем выше по отношению к алгоритмам, синтезированным без ее учета, чем больше цель, и ИАП различаются угловыми координатами в позициях приема.

9. Заключение

Изложенное позволяет сделать вывод о том, что помеховые колебания от источников, действующих по боковым лепесткам ДН приемных позиций, можно считать некоррелированными между приемными позициями и обработку их можно проводить только внутри каждой приемной позиции.

Литература

1. *Фалькович С. Е.* Оценка параметров сигнала. М.: Сов. радио, 1970. 336 с.
2. *Ширман Я. Д.* Разрешение и сжатие сигналов. М.: Сов. радио, 1974. 360 с.
3. *Hanie E.* Distance considerations for multistatic radar // Proc. IEEE 1980 Intern. Radar Conf. Arlington, Va. 1980. P. 100–105.
4. *Бусленко Н. П.* Моделирование сложных систем. М.: Наука, 1978. 356 с.
5. *Кобак В. О.* Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.
6. *Козлов М. В., Прохоров А. В.* Введение в математическую статистику. М.: Изд. МГУ, 1987. 264 с.
7. *Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н.* Многопозиционные радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
8. *Черняк В. С.* Многопозиционные обнаружители флуктуирующих сигналов на фоне пространственно-коррелированных помех // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 2. С. 334–346.
9. *Barale G., Franschetti G., Pardini S.* The multiradar tracking in the ATC system of the Rome FIR // Proc. Intern. Radar Conf. (Radar 82). London, 1982. P. 296–299.
10. *Groginsky H. L.* Position estimation using only multiple simultaneous range measurements // IRE Trans. 1959. V. ANE-6, № 5. P. 178–187.
11. *Ярлыков М. С.* Статическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.
12. *Будзейко Б. П.* О совместной процедуре оценивания параметра различения гипотез // Радиотехника и электроника. 1976. Т. 21, № 4. С. 879–881.
13. *Ewing E. F.* The applicability of bistatic radar to short range surveillance // Proc. Intern. Radar Conf. (Radar 77). London, 1977. P. 53–58.
14. *Битюков В. К., Замуруев С. Н., Козлов Е. Ю., Медведев С. В., Нефедов В. И.* Алгоритм цифровой обработки тепловых изображений // Сб. трудов 2-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения», 1999. С. 86–88.
15. *Черняк В. С.* Пространственно-частотная фильтрация сигналов на фоне стохастических помех в многоканальных приемных системах // Радиотехника и электроника. 1973. Т. 18, № 5. С. 959–969.
16. *Pillai S. U., Kwon B. H.* Forward-backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. 1989. V. 37. P. 8–15.
17. *Черняк В. С.* Эффективность многопозиционных обнаружителей флуктуирующих сигналов на фоне пространственно-коррелированных помех // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 3. С. 559–573.

18. Черемисов А. К. Статистические характеристики эффективной площади рассеяния тела в бистатической радиолокации // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 12. С. 2516–2524.
19. Караваев В. В., Сазонов В. В. Обнаружение сигнала на фоне хаотических рассеивателей в бистатической системе // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 1. С. 67–73.

Статья поступила в редакцию 03.08.2020.

Полубехин Александр Иванович

к.т.н., руководитель Инновационного технологического центра комплекса научной политики МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел. (499) 263-68-46, e-mail: polub1980@mail.ru.

Чесноков Павел Юрьевич

старший оперуполномоченный ОПБ МВД России, тел. (926) 541-77-42, e-mail: chesnokoff-p@inbox.ru.

Models of signals and interference when detecting targets in a spatially distributed information system of radar modules

A. I. Polubekhin, P. Yu. Chesnokov

Models of signals and interference in a spatially distributed information system of radio engineering monitoring (PRISRM) are substantiated. The set of echo signals received by several PRISRM positions when the target is irradiated with one transmitting position is considered in order to solve the problem of detecting an air target. The structure of signal processing algorithms at reception positions with a phased array antenna (PAA) is determined. In this case, the partial interposition decorrelation of interference, noise and a high degree of interference correlation over the PAA aperture are taken into account. The scheme of a target detector built in accordance with this algorithm is proposed. The efficiency of the considered processing algorithms is estimated regarding various consideration degrees of interposition interference decorrelation.

Keywords: distributed information system of radio engineering monitoring, radar system, phased array antenna, useful signal, interference.