

СПОСОБ ЗАЩИТЫ РЛС СО СЛОЖНЫМ СИГНАЛОМ ОТ ИМИТИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ

Ю.Т. Карманов, Г.А. Непомнящий

ONE WAY TO PROTECT THE RADAR OF A COMPLEX SIGNALS FROM SIMULATING INTERFERENCE

Y.T. Karmanov, G.A. Nepomnyashiy

Предлагается статистический способ защиты радиолокационных станций (РЛС) со сложным сигналом от имитирующей помехи. Эффективность способа исследуется для случая воздействия типовой помехи и рэлеевских флуктуации амплитуд полезных и помехового сигнала.

Ключевые слова: защита РЛС, помеха, рэлеевские флуктуации.

A statistical method of protecting the complex radar signal of simulating interference is proposed. The effectiveness of the method is studied for the case of the impact of the model noise and Raleigh fluctuations of amplitudes and useful jamming signal.

Keywords: RLS protection, jamming, Raleigh fluctuations.

1. Введение

Радиолокационные станции (РЛС), использующие технику сжатия сигналов с внутриимпульсной модуляцией, обладают повышенными скрытностью и помехозащищенностью. Вместе с тем, РЛС данного класса также как и обычные локаторы подвержены воздействию преднамеренных имитирующих помех, причем специфика обработки сигналов с внутриимпульсной модуляцией в ряде случаев упрощают противнику задачу формирования имитирующей помехи. Например, для создания двух и более ложных отметок в дальномерном канале в ретрансляционных станциях помех успешно используется внесение амплитудной модуляции в ретранслируемый зондирующий сигнал РЛС (рис. 1) [1, 2]. Указанные обстоятельства заставляют искать специальные способы защиты РЛС с сжатием импульсов от имитирующих помех.

2. Возможные подходы

Исследования возможных путей решения рассматриваемой проблемы проводились с учетом следующих ограничений.

Подавляемой стороне, как правило, не известны параметры имитирующей помехи: форма имитирующего сигнала, его статистические свойства, количество помеховых сигналов. Как правило, не установленными являются сам факт действия по-

мехи и количество реальных целей на анализируемом интервале дальности. Следовательно, синтез оптимального приемника, а также построение адаптивной системы обработки смеси полезных и мешающих сигналов не являются возможными. Поэтому принятие решения о принадлежности отметки в канале вторичной обработки РЛС к истинной или ложной цели можно осуществить только на основе оценок параметров принимаемых сигналов, в том числе и статистических параметров.

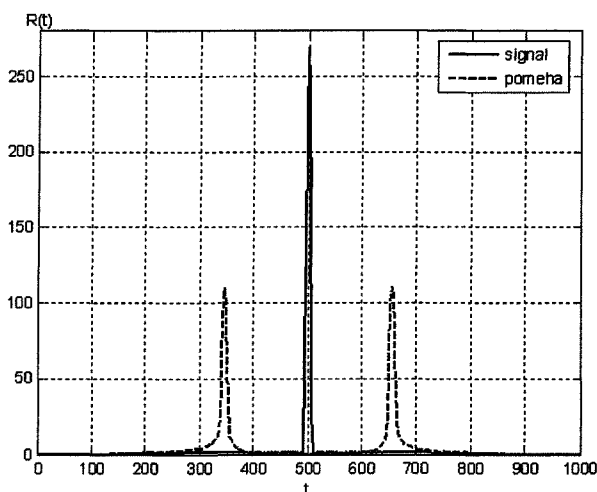


Рис. 1. Отклики СФ на сигналы от цели и помехи

Карманов Юрий Трофимович - д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой цифровых радиотехнических систем ЮУрГУ; ea@drts.susu.as.ru

Непомнящий Глеб Александрович - старший преподаватель кафедры цифровых радиотехнических систем ЮУрГУ; ea@drts.susu.ac.ru

Karmanov Yuri Trofimovich - PhD, professor, head of Digital radio-technical systems department of SUSU; ea@drts.susu.as.ru

Nepomnyashiy Gleb Aleksandrovich - senior lecturer of Digital radio-technical systems department of SUSU; ea@drts.susu.ac.ru

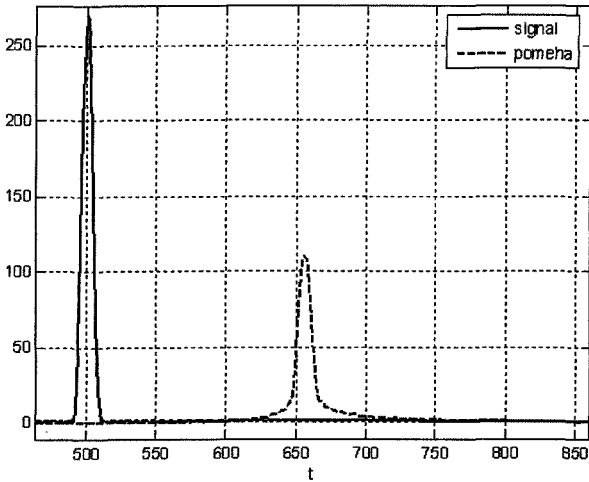


Рис. 2. Расширение длительности ГЛ отклика в случае ЛЧМ сигнала

В качестве оцениваемых нестатистических параметров теоретически можно использовать:

- 1) амплитуду отклика сжимающего фильтра (СФ) на принятый нормированный по энергии сигнал;
- 2) относительный уровень боковых лепестков сжатого сигнала;
- 3) длительность главного лепестка сжатого сигнала.

Уменьшение амплитуды отклика фильтра на помеховый сигнал, как и увеличение уровня боковых лепестков, связано с различием в форме между отраженным от реальной цели сигналом и имитирующим сигналом. Однако, в сложной сигнальной обстановке, когда на вход канала обработки поступает смесь нескольких сигналов и шума, нормирование энергий каждого сигнала по отдельности и измерение уровня боковых лепестков отдельных откликов невозможны.

Увеличение длительности главного лепестка (ГЛ) отклика на имитирующий сигнал помехи характерно для приемника сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Исследования показали, что увеличение длительности главного лепестка составляет до 4 раз по уровню половины амплитуды и до 20 раз по уровню одной десятой амплитуды при приеме амплитудно-модулированной имитирующей помехи. Следовательно, для защиты РЛС с ЛЧМ сигналом можно использовать изменение длительности откликов и сравнение их с заданным порогом (рис. 2).

В качестве оцениваемых статистических параметров можно рассматривать параметры амплитудных распределений отметок в дальномерном канале, например, средние значения и дисперсии амплитуд откликов. Те отметки, для которых соотношение между средним и дисперсией не подходит под параметры возможных распределений амплитуд отметок реальных целей, следует считать ложными.

3. Предлагаемое решение

В ходе исследований был предложен следующий статистический способ определения принадлежности отметок к ложным целям.

Если уровень боковых лепестков отклика фильтра на сигнал помехи значителен и превышает порог обнаружения (как в случае амплитудно-модулированной помехи), то в ответ на один помеховый сигнал формируется сразу несколько ложных отметок. В таком случае флуктуации амплитуд ложных отметок должны быть достаточно сильно коррелированы на протяжении интервала наблюдения и для принятия решений можно использовать оценки коэффициентов корреляции между амплитудами отметок. На рис. 3 изображена

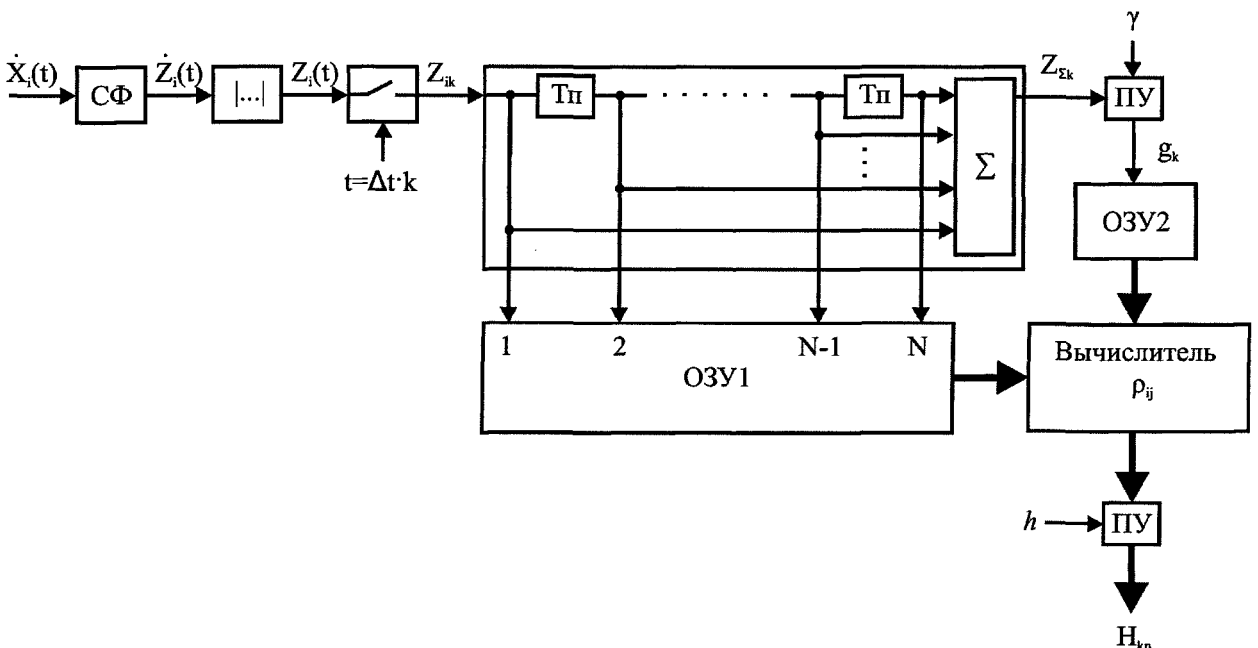


Рис. 3. Структурная схема приемника

структурная схема приемника, в которой реализуется предлагаемый способ.

Входной сигнал подвергается сжатию в СФ, затем формируется модуль отклика фильтра (оггибающая отклика), подвергаемый дискретизации с интервалом Δt . В накопителе происходит некогерентное накопление дискретизованных модулей отклика Z_{ik} для каждого излученного импульса. Число импульсов $N, i=1 \dots N$. Результат накопления Z_k^2 сравнивается с порогом γ , значение которого определяет вероятность ложной тревоги. Все N векторов Z_{ik} записываются в ОЗУ1 и далее поступают на вычислитель коэффициента корреляции ρ между столбцами матрицы с элементами Z_{ik} для тех значений k , в которых порог γ превышен ($g_k = 1$). Вычисление производится в соответствии с выражением

$$\rho_{nm} = \sum_{j=1}^N \left[\frac{Z_{jn} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Z_{in}}{\left\{ \sum_{i=1}^N \left[Z_{in} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Z_{in} \right]^2 \right\}^{1/2}} \times \frac{Z_{jm} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Z_{im}}{\left\{ \sum_{i=1}^N \left[Z_{im} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Z_{im} \right]^2 \right\}^{1/2}} \right], \quad n, m \in 1 \dots K, \quad (1)$$

где K – число анализируемых отсчетов дальности.

Значения коэффициентов ρ_{nm} сравниваются с заданным порогом h . Если $\rho_{nm} \geq h$ то принимается решение, что отметки на дальностях с номерами n и m являются ложными (для номеров n и m принимается гипотеза H_2). Все значения k , удовлетворяющие условию $\rho_{km} < h, m \in 1 \dots K, g(m) = 1$, считаются номерами отсчетов дальности, на которых присутствуют истинные цели (для номеров k принимается гипотеза H_1). Для нахождения вероятностей ошибок P_{12} (вероятность принятия ложной отметки за истинную) и P_{21} (вероятность принятия истинной отметки за ложную) необходимо знать плотности распределения вероятности оценок ρ_{nm} по обеим гипотезам $W_\rho(\rho|H_1)$ и $W_\rho(\rho|H_2)$, которые зависят от параметров отраженных и помеховых сигналов, уровня шума и числа импульсов N .

4. Результаты исследований

Найдем выражения для фактических значений коэффициентов корреляции между амплитудами отметок для двух случаев:

1) двух независимо флюктуирующих отметок (гипотеза H_1);

2) одинаково флюктуирующих отметок на фоне шума (гипотеза H_2).

Комплексный сигнал на входе приемника в случае двух независимо флюктуирующих целей [3]

$$\dot{X}_i(t) = \dot{A}_1 \dot{S}(t - \tau_1) + \dot{A}_2 \dot{S}(t - \tau_2) + \dot{n}(t), \quad (2)$$

где \dot{A}_1 и \dot{A}_2 – независимые комплексные нормальные величины с нулевыми средними и дисперсиями D_1 и D_2 соответственно; $\dot{S}(t)$ – комплексный зондирующий сигнал; τ_1 и τ_2 – задержки отраженных сигналов; $\dot{n}(t)$ – комплексный белый шум.

Огибающая отклика СФ на сигнал $\dot{X}_i(t)$

$$Z_i(t) = \left| \dot{A}_1 \dot{R}(t - \tau_1) + \dot{A}_2 \dot{R}(t - \tau_2) + \dot{v}(t) \right|, \quad (3)$$

где $\dot{R}(t)$ – отклик СФ на $\dot{S}(t)$; $\dot{v}(t)$ – комплексный гауссовский шум на выходе СФ с дисперсией $D_{ш}$.

Дискретные отсчеты оггибающей отклика

$$Z_{ik} = \left| \dot{A}_1 \dot{R}_{k-n} + \dot{A}_2 \dot{R}_{k-m} + \dot{v}_{ik} \right|, \quad (4)$$

где $k = t/\Delta t, n = \tau_1/\Delta t, m = \tau_2/\Delta t, \Delta t$ – интервал дискретизации, определяемый разрешающей способностью РЛС по дальности.

Таким образом, величина Z_{ik} – модуль вектора с независимыми нормальными компонентами, имеющими нулевые средние и дисперсии

$$D_k = D_1 R_{k-n}^2 + D_2 R_{k-m}^2 + D_{ш}, \quad (5)$$

где R_k – отсчеты модуля (оггибающей) отклика СФ.

Коэффициент корреляции между амплитудами отсчетов дальности с номерами n и m

$$\rho_{nm}^* = \frac{M\{Z_{in} \cdot Z_{im}\} - M\{Z_{in}\} \cdot M\{Z_{im}\}}{\left[D\{Z_{in}\} \cdot D\{Z_{im}\} \right]^{1/2}}, \quad (6)$$

где $M\{*\}$ и $D\{*\}$ – среднее и дисперсия случайной величины.

Нахождение среднего $M\{Z_{in} \cdot Z_{im}\}$ затруднительно. В ходе исследований было замечено, что коэффициенты корреляции модулей амплитуд отметок мало отличаются от коэффициентов корреляции квадратов модулей ρ_{nm}^{2*} (рис. 4).

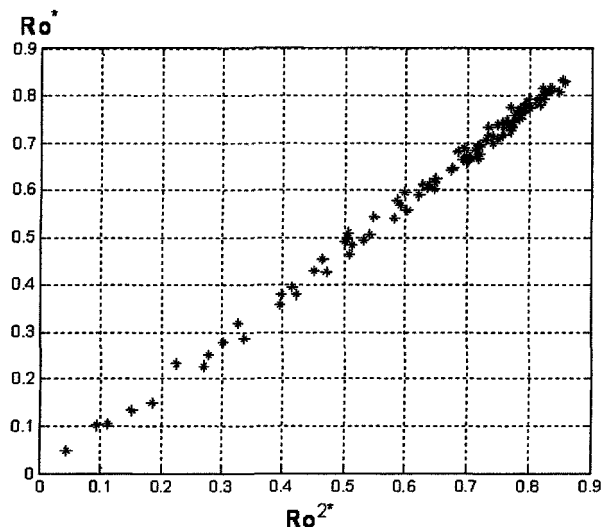


Рис. 4. Зависимость коэффициента корреляции ρ_{nm}^* от коэффициента корреляции ρ_{nm}^{2*}

Таким образом

$$\rho_{nm}^* \approx \rho_{nm}^{2*} = \frac{M\{Z_{in}^2 \cdot Z_{im}^2\} - M\{Z_{in}^2\} \cdot M\{Z_{im}^2\}}{[D\{Z_{in}^2\} \cdot D\{Z_{im}^2\}]^{1/2}}, \quad (7)$$

Для нахождения (7) используем [4]. Основная трудность здесь связана с вычислением $M\{Z_{in}^2 \cdot Z_{im}^2\}$.

Для упрощения процедуры вычисления $M\{Z_{in}^2 \cdot Z_{im}^2\}$ будем считать отсчеты шума \dot{v}_{in} и \dot{v}_{im} статистически независимыми. Опуская громоздкие выкладки, запишем окончательный результат

$$\rho_{nm}^* \approx \frac{R_0^2 R_{m-n}^2 (k_1^2 + k_2^2)}{(k_1 R_0^2 + k_2 R_{m-n}^2 + 1)(k_2 R_0^2 + k_1 R_{m-n}^2 + 1)} + \frac{2k_1 k_2}{(k_1 R_0^2 + k_2 R_{m-n}^2 + 1)(k_2 R_0^2 + k_1 R_{m-n}^2 + 1)} \times \times [(\text{Re}\{\dot{R}_0\} - \text{Im}\{\dot{R}_0\})(\text{Re}\{\dot{R}_{m-n}\} - \text{Im}\{\dot{R}_{m-n}\}) + 4 \text{Re}\{\dot{R}_0\} \cdot \text{Im}\{\dot{R}_0\} \cdot \text{Re}\{\dot{R}_{m-n}\} \cdot \text{Im}\{\dot{R}_{m-n}\}], \quad (8)$$

где $k_1 = \frac{D_1}{D_{\text{ш}}}$, $k_2 = \frac{D_2}{D_{\text{ш}}}$.

В случае использования в РЛС ФКМ сигналов мнимые составляющие откликов отсутствуют и выражение (8) можно переписать следующим образом:

$$\rho_{nm}^* | H_1 \approx \frac{(q_1 + q_2)^2}{\Delta R^2 \left(q_1 + \frac{q_2}{\Delta R^2} + 1 \right) \left(q_2 + \frac{q_1}{\Delta R^2} + 1 \right)}, \quad (9)$$

где $q_1 = \frac{D_1 R_0^2}{D_{\text{ш}}}$, $q_2 = \frac{D_2 R_0^2}{D_{\text{ш}}}$ – отношения сигнал/шум

на выходе СФ для отраженных сигналов, $\Delta R = \frac{R_0}{R_{m-n}}$ –

подавление боковых лепестков отклика СФ на отраженный сигнал.

Из (9) следует, что в случае воздействия на приемник одного сигнала помехи

$$\rho_{nm}^* | H_2 \approx \frac{q_{\text{п}}^2}{(q_{\text{п}} + 1) \cdot (q_{\text{п}} + \Delta R_{\text{п}}^2)}, \quad (10)$$

где $q_{\text{п}}$ – отношение сигнал/шум на выходе СФ для имитирующего сигнала помехи; $\Delta R_{\text{п}}$ – подавление боковых лепестков отклика СФ на сигнал помехи.

Выражения (9) и (10) позволяют приблизительно определить средние значения оценок $\rho_{nm} | H_1$ и $\rho_{nm} | H_2$, определяемых в (1). Нахождение других параметров распределений $W_{\rho}(\rho|H_1)$ и $W_{\rho}(\rho|H_2)$ в силу сложности (1) является трудновыполнимой задачей. На рис. 5 изображены результаты статистического расчета плотности $W_{\rho}(\rho|H_2)$ для разных значений N , показывающие, что распределение $W_{\rho}(\rho|H_2)$ может существенно отличаться от нормального.

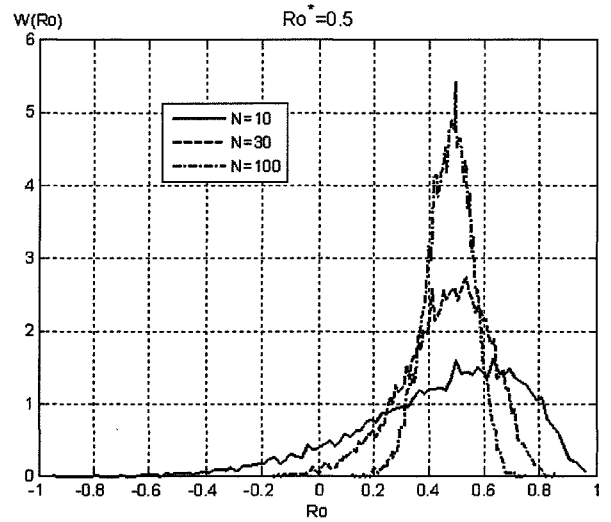


Рис. 5. Распределения $W_{\rho}(\rho|H_2)$ при ρ_{nm}^*/H_2 и различных N

По аналогии с [5] введем монотонное преобразование

$$r_{nm} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \rho_{nm}}{1 - \rho_{nm}} \right). \quad (И)$$

На рис. 6 пунктирными линиями изображены кривые распределений величины r_{nm} , соответствующих распределениям на рис. 5 и полученных с помощью статистического моделирования. Сплошными линиями на рис. 6 изображены кривые нормального распределения с параметрами:

$$\text{среднее} \quad M_r = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \rho_{nm}^*}{1 - \rho_{nm}^*} \right), \quad (12)$$

$$\text{дисперсия} \quad D_r = \frac{1}{N - 3}. \quad (13)$$

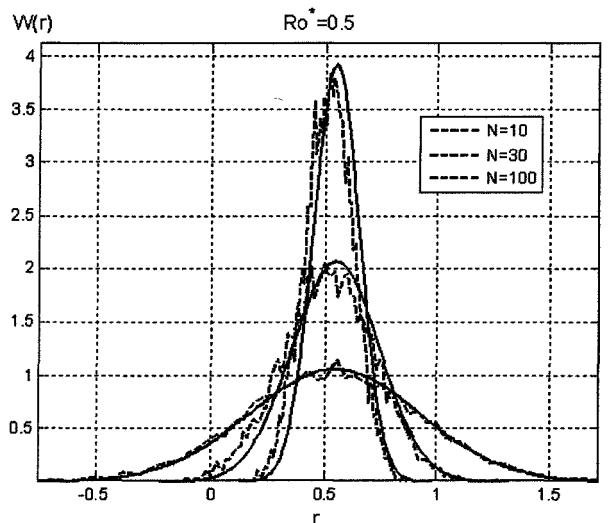


Рис. 6. Аппроксимация распределения $W_r(r|H_2)$ нормальным законом

Распределения $W_r(r|H_2)$ мало отличаются от нормальных с указанными параметрами. Результаты моделирования показали, что данная аппрок-

симация справедлива для произвольных значений $\rho_{nm}^* | H_1$ и $\rho_{nm}^* | H_2$ и $N \geq 0$. С учетом преобразования (11) можно приближенно определить вероятности ошибочных решений

$$P_{12} = P\{\rho_{nm} | H_2 < h\} \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left\{ \frac{\ln \left[\frac{(1+h)(1-\rho_{nm}^* | H_2)}{(1-h)(1+\rho_{nm}^* | H_2)} \right]}{2\sqrt{\frac{2}{N-3}}} \right\}; \quad (14)$$

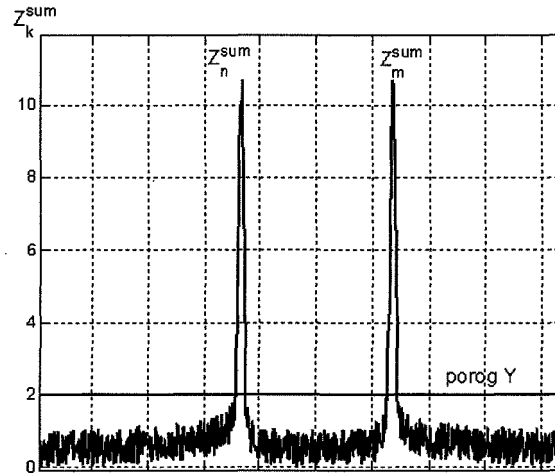
$$P_{21} = P\{\rho_{nm} | H_1 > h\} \approx \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left\{ \frac{\ln \left[\frac{(1+h)(1-\rho_{nm}^* | H_1)}{(1-h)(1+\rho_{nm}^* | H_1)} \right]}{2\sqrt{\frac{2}{N-3}}} \right\}. \quad (15)$$

где $\rho_{nm}^* | H_1$ и $\rho_{nm}^* | H_2$ определяются (9) и (10) соответственно.

Соотношения (14) и (15) позволяют построить характеристики распознавания истинных и ложных отметок (зависимость вероятности распознавания ложных отметок $P_{22} = 1 - P_{12}$ от вероятности ошибки P_{21}) при различных параметрах отраженных и помеховых сигналов.

Пусть отношения сигнал /шум для отраженных и помехового сигналов одинаковы и равны q , подавление боковых лепестков отклика СФ на отраженный сигнал составляет 30 дБ, а на сигнал помехи 0 дБ (рис. 7). Характеристики распознавания, построенные для различных значений отно-

шения q и числа наблюдаемых (излучаемых РЛС) импульсов N изображены на рис. 8, а, б. Как видно, при сравнительно небольших значениях q и N достоверность принятия решения в рассматриваемом приемнике весьма высока.



Результат наблюдения для случая, когда средние амплитуды отметок, формируемых отраженными или помеховым сигналами, различаются (рис. 9, а). Для построения характеристик распознавания в этой ситуации следует задать отношение сигнал шум отметки меньшей амплитуды q_2 и уровень подавления боковых лепестков отклика на сигнал помехи ΔR_{Π} . При этом $q_1 \approx q_2 \cdot \Delta R_{\Pi}^2$. Характеристики распознавания, построенные для $\Delta R = 30$ дБ, $q_2 = 10$ дБ, $N = 30$ и различных значений ΔR_{Π} изображены на рис. 9, б. Достоверность принятия решений высока и в этом случае.

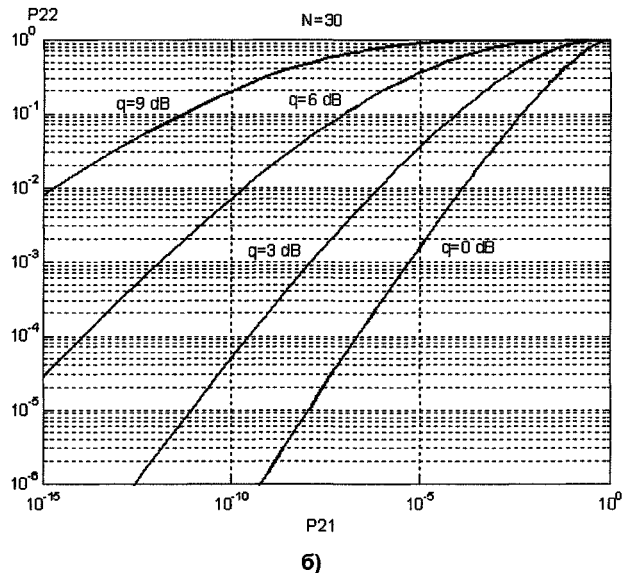
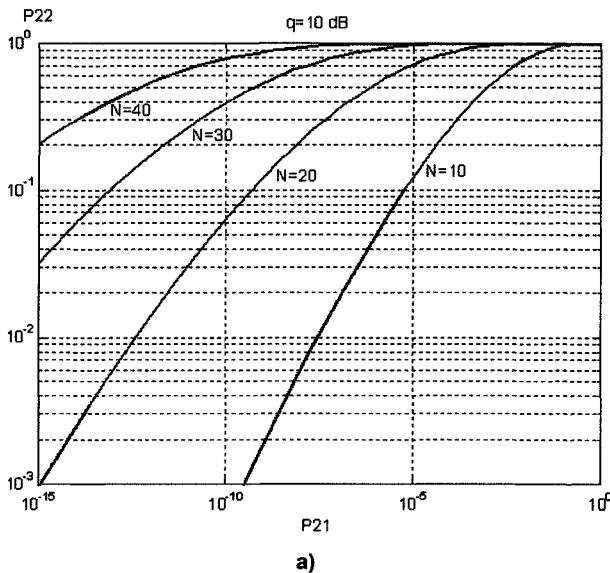


Рис. 8. Характеристики распознавания: а – при различных N ; б – при различных q

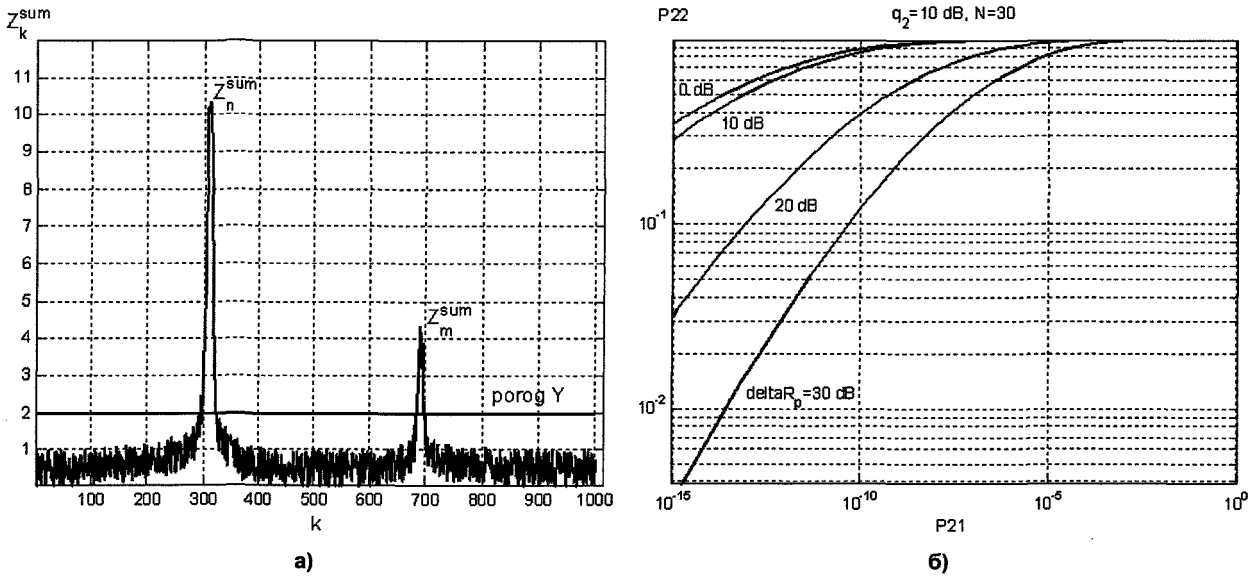


Рис. 9. Наблюдение двух отметок разной интенсивности (а) и соответствующие характеристики распознавания (б)

5. Заключение

В ходе исследований способов защиты РЛС сжатием импульсов от имитирующей помехи предложен специальный способ, обладающий высокой эффективностью при воздействии на приемник типовой (амплитудно-модулированной) имитирующей помехи, что подтверждается результатами теоретических расчетов. Данный способ можно применить и при воздействии другого типа помехи, отклик СФ на которую имеет значительный уровень боковых лепестков.

Следует отметить, что предлагаемый способ будет эффективен только в том случае, если флуктуации амплитуд сигналов истинных целей слабо коррелированы в течение одного периода излучения зондирующего импульса РЛС (быстрые флуктуации ЭПР). В случае медленных амплитудных флуктуации, когда период повторения импульсов невелик, в качестве оцениваемого параметра можно использовать коэффициент корреляции фазы откликов СФ. Такой способ нуждается в проведении отдельного исследования на эффективность.

Литература

1. Свистов, В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В.М. Свистов. - М.: Сов. радио, 1977.
2. Перунов, Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин; под ред. Ю.М. Перунова. - М.: Радиотехника, 2003.
3. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Г. Ван Трис. - М.: Сов. радио, 1972. - Т.3.
4. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. - М.: Радио и связь, 1989.
5. Кендаш, М. Статистические выводы и связи / М. Кендалл, А. Стюарт. - Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1973.

Поступила в редакцию 16 марта 2009 г.