

УЧЕТ ВРЕМЕННЫХ РАССОГЛАСОВАНИЙ ПРИ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОМ ОБНАРУЖЕНИИ ИЗЛУЧЕНИЙ ШУМОВЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ

д.т.н., проф. Я.Д. Ширман, к.т.н. В.М. Орленко, С.В. Селезнёв

Рассматриваются возможности несанкционированного обнаружения излучений шумовых радиолокаторов с учетом неопределенности времени начала излучения и длительности. Предлагаются общие алгоритмы обнаружения, проведена оценка показателей качества обнаружения и требуемое количество каналов обнаружения.

В настоящее время существенно возрос интерес к зондированию пространства сигналами с повышенной степенью хаотичности, в частности шумовыми и квазишумовыми сигналами с произведением полосы на длительность $10^4 - 10^6$. Достоинствами таких сигналов считают повышенные имитостойчивость, помехозащищенность, электромагнитную совместимость, скрытность, точность измерения и разрешающую способность по дальности.

На прошедшем недавно международном семинаре, посвященном вопросам шумовой радиолокации (г. Ялта, Украина), отмечалось, что уже в настоящее время существуют около 20 радиолокаторов, обладающих, по мнению их разработчиков, повышенной скрытностью излучения (Low Probability of Interception, LPI), в том числе, по меньшей мере, один локатор, использующий псевдослучайный шумовой сигнал [1 – 4].

Для объективной оценки возможных перспектив распространения подобных радиолокаторов в будущем необходимо рассмотреть практически достижимые пределы повышения скрытности за счет использования шумового излучения. Большим вкладом в этот вопрос явилась работа В.А. Котельникова ещё 1959 году [5], рассмотревшего этот вопрос в идеализированных условиях с позиций потенциальной помехоустойчивости санкционированного и несанкционированного обнаружения (радио или радиотехнической разведки) шумовых сигналов.

Однако рассмотрение в [5] проводилось безотносительно к области применения шумовых сигналов, для ряда идеализирующих предположений, не позволяющих в полной мере применить результаты [5] в радиолокации:

- не было рассмотрено влияние специфики отражения широкополосных шумовых сигналов от целей, влияющее на показатели качества санкционированного обнаружения;
- предполагалось отсутствие временного рассогласования между

моментами излучения шумового сигнала и моментами его несанкционированного приема;

– предполагалось отсутствие частотного рассогласования между спектральной областью излучения шумового сигнала и спектральной областью его несанкционированного приема.

Один из частных вариантов инженерного решения обнаружения LPI радиолокаторов недавно опубликован Ли в [6], но оно не было рассчитано на выявление потенциальных возможностей шумовой и противозумовой локации. С позиций потенциальной помехоустойчивости Котельникова обнаружение излучений шумовых радиолокаторов рассматривалось в [7, 8] в условиях снятия идеализаций с санкционированного обнаружения шумовых сигналов, но при сохранении идеализаций их несанкционированного обнаружения.

Данная работа выполнена также с позиций потенциальной помехоустойчивости с учетом возможных ограничений, налагаемых на несанкционированное обнаружение совокупной априорной неопределенностью поступающих сигналов, и конкретизирует потенциальные возможности учета временных рассогласований.

1. Общие алгоритмы обнаружения шумовых сигналов. Хотя шумовые зондирующие сигналы используются не всеми упомянутыми выше LPI радиолокаторами [1 – 4], именно они рассматриваются ниже как гауссовские сигналы с наибольшей неопределенностью (энтропией).

Отвлекаясь от результатов работ [7, 8], сигнал при санкционированном обнаружении здесь будем считать полностью известным, что возможно лишь при точечном характере цели, а также при других известных идеализациях. Сигнал же при несанкционированном обнаружении в данном разделе будем считать неизвестным по времени прихода, длительности, центральной частоте, полосе частот, и, естественно, структуре, определяемой шумовым характером сигнала.

При санкционированном обнаружении логарифм отношения правдоподобия определим выражением, не вводя каких-либо случайных параметров:

$$\ln l = \ln p_n(\bar{y} - \bar{x}) - \ln p_n(\bar{y}), \quad (1)$$

где \bar{y}, \bar{x} – векторы дискретных отсчетов принятой реализации и ожидаемого сигнала. Достаточная статистика хорошо известна и соответствует корреляционной или фильтровой обработке

$$\xi_0 = \sum_{i=v_0}^{v_0+v} y_i \cdot x_i. \quad (2)$$

Качество обнаружения зависит от параметра обнаружения $q^2 = 2 \mathcal{E} / N_0$, где \mathcal{E} – энергия сигнала, а N_0 – спектральная плотность мощности шума. Случайные параметры могут быть учтены как и для шумовых сигналов [7, 8].

При несанкционированном обнаружении логарифм отношения правдоподобия представим в виде

$$\ln l = \ln \int_{\bar{\gamma}} \left[\int_{\bar{\beta}} \frac{p_n[\bar{y} - \bar{x}(\bar{\beta}, \bar{\gamma})]}{p_n(\bar{y})} p(\bar{\beta}) d\bar{\beta} \right] p(\bar{\gamma}) d\bar{\gamma}, \quad (3)$$

где $\bar{\beta}$ – вектор, характеризующий неизвестную структуру сигнала; $\bar{\gamma}$ – вектор случайных параметров принятой реализации сигнала (дискретное время прихода ν_0 и длительность ν , выраженные в интервалах дискретизации, центральная частота, полоса частот). Выражение, заключенное в квадратных скобках (2), является частным отношением правдоподобия по отношению к неизвестным параметрам с вектором $\bar{\gamma}$.

Начнем с частного отношения правдоподобия. Если по векторному параметру $\bar{\gamma}$ приходится обеспечивать многоканальность, то при гауссовском распределении сигнала и помехи по векторному параметру $\bar{\beta}$ этого делать не требуется.

Действительно, наложение гауссовского шумового сигнала с независимыми отсчетами на гауссовский шум с независимыми отсчетами дает гауссовский шум с независимыми отсчетами и суммарной дисперсией $\sigma_n^2 + \sigma_s^2$ и суммарным нулевым математическим ожиданием. В отсутствие же сигнала наблюдается гауссовский сигнал с дисперсией σ_n^2 и также с нулевым математическим ожиданием. С вычислительной точки зрения, свертка $\int_{\bar{x}=\bar{x}(\bar{\beta})} p(\bar{y} - \bar{x}) p(\bar{x}) d\bar{x}$ двух распределений вероятности,

описываемых нормальными законами (одномерными и многомерными), приводит к нормальному закону распределения суммарной величины с суммарной дисперсией. В частности для одномерных распределений

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_n^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}} dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}} e^{-\frac{y^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}}.$$

Таким образом, при фиксированном $\bar{\gamma}$, не снижая точности расчета (3), можно использовать упрощение

$$\begin{aligned} \frac{1}{p_n(\bar{y})} \int_{\bar{\beta}} p_n[\bar{y} - \bar{x}(\bar{\beta}, \bar{\gamma})] p(\bar{\beta}) d\bar{\beta} &= (2\pi)^{-\nu/2} \exp\left(-\frac{1}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} \sum_{i=\nu_0}^{\nu_0+\nu} y_i^2\right) \times \\ &\times 1 / (2\pi)^{-\nu/2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=\nu_0}^{\nu_0+\nu} y_i^2\right) = \exp\left(\frac{\sigma_s^2}{2\sigma_n^2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} \sum_{i=\nu_0}^{\nu_0+\nu} y_i^2\right). \end{aligned}$$

Отсюда видно, что частное (для фиксированного значения $\bar{\gamma}$) отношение правдоподобия является при несанкционированном обнаружении шумовых излучений монотонно-нарастающей функцией частной достаточной статистики

$$\xi = \xi(\bar{\gamma}) = \sum_{i=v_0}^{v_0+v} y_i^2. \quad (4)$$

Учитывая влияние векторного параметра $\bar{\gamma}$, обратим внимание на экспоненциальную зависимость $e^{\xi(\bar{\gamma})}$ подынтегрального выражения (3) от достаточной статистики частного отношения правдоподобия. Можно поэтому считать, что при интенсивных сигналах отношение правдоподобия является монотонной функцией этой достаточной статистики, а также (при надлежащем выборе зависимости $\xi(\bar{\gamma})$) параметра $\bar{\gamma}$. Оптимальное сравнение с порогом отношения правдоподобия сводится тогда к квазиоптимальному сравнению с порогами достаточных статистик при различных m дискретных значениях векторного параметра $\bar{\gamma}$ [9].

Структурная схема обнаружителя принимает вид, показанный на рис. 1.

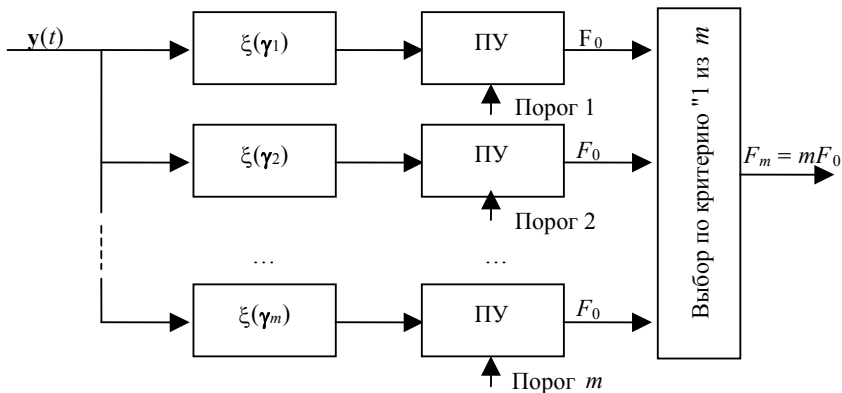


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя

Каналы обработки (рис. 1) принимаемых колебаний с квадратичным суммированием отсчетов должны квазиоптимально учитывать неопределенность сигнала. Условную вероятность ложной тревоги $F_0 \ll 1$ можно устанавливать одинаковой для различных m каналов. Результирующая условная вероятность F при отборе по критерию "1 из m " составит тогда величину $F_m = m \cdot F_0$.

Используя многоканальные схемы обнаружения (рис. 1), приходится удовлетворять противоречивым требованиям:

– уменьшению энергетических потерь рассогласования, возникающих за счет различий между дискретными значениями $\bar{\gamma}$, выбранными при построении схемы, и практически возможными значениями. Для этого величина m должна быть достаточно велика;

– недопущению излишнего завышения условной вероятности ложной тревоги $F_m = m \cdot F_0$ и, особенно, неправомерного усложнения устройства. Для этого величина m должна быть по возможности мала.

2. Расчет показателей качества несанкционированного обнаружения с учетом временных рассогласований. При больших значениях числа ν суммируемых элементов достаточная статистика несанкционированного обнаружения (4) имеет нормальное распределение (закон больших чисел). Условные вероятности ложной тревоги F и правильного обнаружения D выражаются через интеграл вероятности $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$:

$$F = 0,5 - 0,5\Phi\left(\frac{\xi_0 - m(\xi | n)}{\sigma(\xi | n)}\right); \quad D = 0,5 - 0,5\Phi\left(\frac{\xi_0 - m(\xi | n + s)}{\sigma(\xi | n + s)}\right),$$

где ξ_0 – порог обнаружения; $m(\xi | n)$, $\sigma(\xi | n)$, $m(\xi | n + s)$, $\sigma(\xi | n + s)$ – математические ожидания и стандартные отклонения достаточной статистики ξ , соответственно при наличии только помехи, а также и сигнала и помехи.

Вводя функции $\Psi(s)$, обратные интегралу вероятности, такие что $\Psi(\Phi(x)) = x$, можно установить связи между порогом обнаружения ξ_0 , характеристиками достаточной статистики ξ и показателями качества обнаружения F, D :

$$\begin{aligned} \xi_0 - m(\xi | n) &= \sigma(\xi | n)\Psi(1 - 2F); \\ \xi_0 - m(\xi | n + s) &= \sigma(\xi | n + s)\Psi(1 - 2D). \end{aligned} \quad (5)$$

Согласование по времени прихода ν_0 можно обеспечить, если вычисление достаточной статистики (4) проводится последовательно для различных значений ν_0 . От шага к шагу один или несколько предыдущих отсчетов отнимается от суммы (4) и столько же последующих добавляется. Схема в целом уподобляется аналоговой схеме с квадратичным детектированием и фильтровым последдетекторным накоплением в фильтре-интеграторе.

Рассогласование по длительности накопления можно учесть, заменяя время накопления ν на $\nu + k = \nu + |k|$ или $\nu + k = \nu - |k|$ в алгоритме (4).

В первом случае (длительность сигнала соответствует ν отсчетам, время накопления $\nu + k$ отсчетам, $k \geq 0$) математические ожидания до-

статочной статистики при отсутствии и наличии сигнала составят:

$$m(\xi | n) = (v+k)\sigma_n^2; \quad m(\xi | n+s) = v\sigma_{n+s}^2 + k\sigma_n^2 = (v+k)\sigma_n^2 + v\sigma_s^2.$$

Соответствующая дисперсия квадрата одного отсчета при наличии только помехи примет вид

$$\int_{-\infty}^{\infty} (n^2 - \sigma_n^2)^2 p(n) dn = \int_{-\infty}^{\infty} n^4 p(n) dn - 2\sigma_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} n^2 p(n) dn + \sigma_n^4 = \int_{-\infty}^{\infty} n^4 p(n) dn - \sigma_n^4,$$

где момент четвертого порядка для отсчета гауссовской помехи определяется выражением

$$\int_{-\infty}^{\infty} n^4 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} dn = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \frac{d^2}{d\alpha^2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\alpha n^2} dn \Big|_{\alpha=\frac{1}{2\sigma_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \frac{d^2}{d\alpha^2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \Big|_{\alpha=\frac{1}{2\sigma_n^2}} = 3\sigma_n^4,$$

т.е. дисперсия квадрата одного отсчета помехи составляет $2\sigma_n^4$.

В силу независимости квадратов отсчетов дисперсия достаточной статистики ξ составит при наличии одной помехи $\sigma^2(\xi | n) = 2(v+k)\sigma_n^4$, а при наличии помехи и сигнала

$$\sigma^2(\xi | n+s) = 2v\sigma_{n+s}^4 + 2k\sigma_n^4 = 2v(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)^2 + 2k\sigma_n^4.$$

Уравнения (5) примут следующий вид:

$$\begin{aligned} \xi_0 - (v+k)\sigma_n^2 &= \sqrt{2(v+k)\sigma_n^2}\Psi(1-2F); \\ \xi_0 - (v+k)\sigma_n^2 - v\sigma_s^2 &= \sqrt{2v(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)^2 + 2k\sigma_n^4}\Psi(1-2D). \end{aligned} \quad (6)$$

Исключая ξ_0 , получим уравнение для вычисления пороговой энергии сигнала $v\sigma_s^2$ при заданных показателях качества обнаружения

$$v\sigma_s^2 = -\sqrt{2v(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)^2 + 2k\sigma_n^4}\Psi(1-2D) + \sqrt{2(v+k)\sigma_n^2}\Psi(1-2F). \quad (7)$$

При $k=0$ уравнение (7) переходит в менее общее, но точное уравнение [6, 7]:

$$\sigma_s^2 = \frac{\Psi(1-2F) - \Psi(1-2D)}{\sqrt{v/2} - \Psi(2D-1)} \sigma_n^2. \quad (8)$$

Это означает, что при достаточно больших v пороговая энергия одного сигнального отсчета может быть существенно меньше энергии помехового отсчета $\sigma_s^2 \ll \sigma_n^2$ за счет длительного некогерентного накопления. Нет оснований считать, что это будет несправедливо и при $k \neq 0$. Пренебрегая поэтому в сумме $\sigma_n^2 + \sigma_s^2$ соотношения (7) величиной σ_s^2 , а также заменяя $\Psi(-y) = -\Psi(y)$, получим

$$v\sigma_s^2 \approx \sqrt{2(v+k)}\sigma_n^2[\Psi(2D-1) + \Psi(1-2F)]. \quad (9)$$

Во втором случае (длительность сигнала соответствует ν отсчетам, время накопления $\nu - |k|$ отсчетам, $k \leq 0$) математические ожидания и дисперсии достаточной статистики при отсутствии и наличии сигнала составят:

$$\begin{aligned} m(\xi | n) &= (\nu - |k|)\sigma_n^2; & m(\xi | n+s) &= (\nu - |k|)\sigma_{n+s}^2; \\ \sigma^2(\xi | n) &= 2(\nu - |k|)\sigma_n^4; & \sigma^2(\xi | n+s) &= 2(\nu - |k|)\sigma_{n+s}^4. \end{aligned}$$

Данный случай отличается от случая согласованной обработки (8) только заменой ν на $\nu - |k|$. Используя (8), получим

$$v\sigma_s^2 = \nu \left[\frac{\Psi(1-2F) - \Psi(1-2D)}{\sqrt{(\nu - |k|)/2} - \Psi(2D-1)} \sigma_n^2 \right] \approx \sqrt{2\nu} \cdot \sqrt{\frac{\nu}{\nu - |k|}} [\Psi(1-2F) + \Psi(2D-1)] \sigma_n^2. \quad (10)$$

Значения, определяемые формулами (9) и (10), совпадают при согласованной обработке ($k = 0$):

$$\nu \cdot \sigma_s^2 \approx \sqrt{2\nu} \cdot \sigma_n^2 [\Psi(2 \cdot D - 1) + \Psi(1 - 2 \cdot F)]. \quad (11)$$

3. Анализ полученных результатов. На рис. 2 – 4 показаны кривые обнаружения сигнала с произведением полосы на длительность (базы сигнала) 10^5 :

- для санкционированного обнаружения, с полностью известными параметрами (рис. 2);
- для несанкционированного обнаружения без накопления (рис. 3);
- для несанкционированного обнаружения с оптимальным, т.е. без рассогласования некогерентным накоплением (рис. 4).

Если не принимается никаких дополнительных мер по накоплению, то потери энергии представляют собой величину порядка базы сигнала (50 дБ). Оптимальное некогерентное накопление (8) позволяет снизить потери энергии примерно до 20 дБ. Иначе говоря, в данном случае энергетический выигрыш за счет накопления составляет около 30 дБ при потерях по сравнению с когерентным накоплением около 20 дБ. При большом накоплении отсчеты сигнала могут быть существенно меньше по абсолютной величине отсчетов шума, что уже использовалось при переходе к соотношению (9).

Если время некогерентного накопления не совпадает с длительностью сигнала, то при излишнем превышении времени накопления дополнительно накапливаются шумы, вследствие чего возрастают энергетические потери, а при излишнем уменьшении времени накопления – не обеспечивается полное использование энергии сигнала. С увеличением абсолютного значения рассогласования $|k|$, независимо от знака рассогласования, энергия порогового сигнала возрастает по отношению к энергии (11), иначе коэффициент использования энергии η уменьшается:

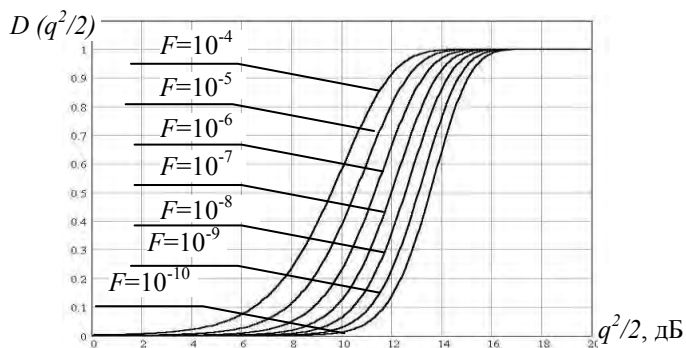


Рис. 2. Кривые обнаружения для полностью известного шумового сигнала с когерентным накоплением

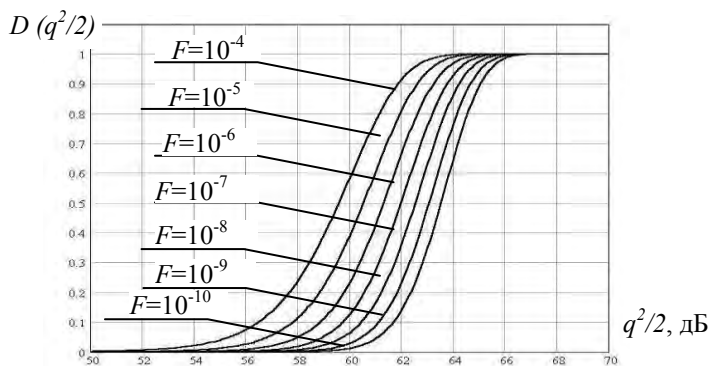


Рис. 3. Кривые обнаружения для неизвестного шумового сигнала без накопления

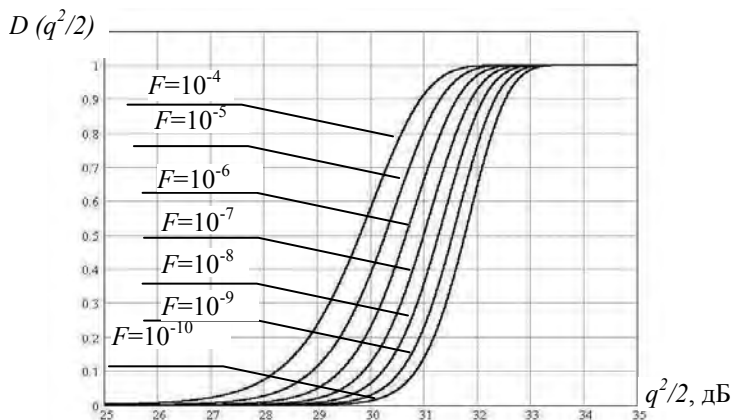


Рис. 4. Кривые обнаружения для неизвестного шумового сигнала с оптимальным некогерентным накоплением

$$\eta = \sqrt{I - |k|/\nu} \quad \text{при } k \leq 0 \quad \text{и} \quad \eta = I/\sqrt{I + k/\nu} \quad \text{при } k \geq 0. \quad (12)$$

В этом смысле коэффициент использования энергии η аналогичен коэффициенту корреляции (рассогласования) сигналов ρ^2 при когерентной обработке. Кривые потерь на рассогласование $\eta = \eta(k)$ представлены на рис. 5.

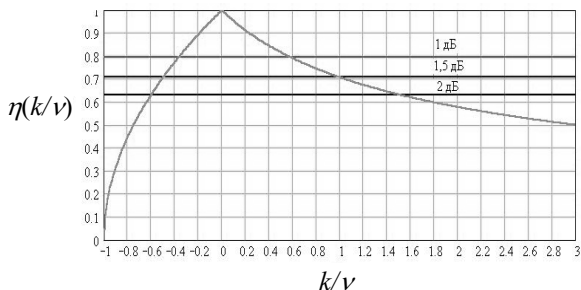


Рис. 5. Кривая потерь на рассогласование

На рис. 5 также нанесены прямые, соответствующие постоянным уровням потерь $\eta_{dB} = 1\text{дБ}$; $1,5\text{дБ}$; 2дБ . При заданном уровне потерь η можно найти максимальное ($k_{\max}(\eta)/\nu$) и минимальное ($-|k_{\min}(\eta)|/\nu$) значения и определить пределы изменения относительного времени накопления от $I - |k_{\min}(\eta)|/\nu$ до $I + k_{\max}(\eta)/\nu$. Отношение этих величин определяет допустимый предел изменения относительного времени накопления при потерях накопления не более η_{dB} в случае одноканального приема

$$K(\eta) = \frac{I + k_{\max}(\eta)/\nu}{I - |k_{\min}(\eta)|/\nu}.$$

Так, для $\eta_{dB} = 1,5\text{дБ}$ значение $k_{\max}(\eta)/\nu = 1$, значение $k_{\min}(\eta)/\nu = -0,5$, а значение $K(\eta) = (1 + 1)/(1 - 0,5) = 4$. Это означает, что потери в канале с расчетным временем накопления ν не превысят 1,5 дБ при длительностях сигналов от $0,5\nu$ до 2ν . Для обслуживания сигналов с длительностью больше 2ν требуется следующий канал с пределами длительностей сигналов от 2ν до 8ν и с расчетным временем накопления 4ν , и т.д. Многоканальная система из m каналов обеспечит предельное отношение обслуживаемых длительностей сигналов 4^m при уровне потерь не более 1,5дБ, что проиллюстрировано на рис. 6.

Обработка может быть как цифровой, так и аналоговой. В канале, охватывающем истинное время накопления, должен появиться наибольший от-

клик, превышающий отклики в соседних каналах на значение от 0 до 1,5дБ.

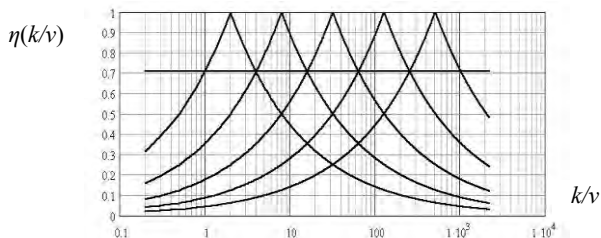


Рис. 6. Кривые потерь в рассогласовании в каналах обработки

Для обслуживания сигналов с произведениями полосы на длительность $10^3 = 10^6$ при энергетических потерях не более 1,5дБ требуется не более пяти каналов, настроенных на различные длительности накопления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Johnston S.L. LPI Radars: Radars of the Future -They are Here Now! Proc. of NRTW-2002, September 18-20, Yalta, Ukraine.
2. Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology and Brief Overview on Noise Radar History / Proc. of NRTW-2002, September 18-20, Yalta, Ukraine.
3. Guosui L., Hong G., Weimin S. Development of Random Signal Radar / IEEE AES Trans. – April, 1999. – P. 770 – 777.
4. Bell D.C., Narayanan R. M. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging Using a Coherent Ultrawideband Random Noise Radar System / Optical Engineering. – November 2001. – V. 40, No. 11. – P. 2612 – 2623.
5. Котельников В.А. О сигналах с минимальной и максимальной вероятностями обнаружения / Радиотехника и электроника. – 1959. – Т. 4, № 3. – 354 с.
6. Lee J. LPI Signal Detection Using A Multi-Channel Digital Receiver.
7. Ширман Я.Д., Орленко В.М. К вопросу о сигналах с минимальной и максимальной вероятностями обнаружения // Прикладная радиоэлектроника.
8. Shirman Y.D., Orlenko V.M. Wideband Active Radar Using the Signals with Various Degree of Randomness / Proc. of NRTW-2002, September 18-20, Yalta, Ukraine.
9. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Маквис, 1998.

Поступила 4.11.2002

ШИРМАН Яков Давидович, доктор техн. наук, профессор кафедры ХВУ. В 1947 году окончил Ленинградскую военно-воздушную академию. Область научных интересов – адаптивные радиотехнические системы.

ОРЛЕНКО Валерий Михайлович, канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры ХВУ. В 1992 году окончил Житомирское высшее военное училище радиоэлектроники. Область научных интересов – радиолокационное распознавание, нейросетевые алгоритмы.

СЕЛЕЗНЁВ Сергей Владимирович, адъюнкт кафедры ХВУ. В 1999 году окончил ХВУ. Область научных интересов – радиолокация и радионавигация.