

УДК.621.396.96

Я.Д. Ширман, В.М. Орленко, С.В. Селезньов

ПАССИВНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ СКРЫТЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

На основе краткого обзора состояния теории и техники использования скрытых излучений и их пассивной локации формулируется задача развития теории скрытности В.А. Котельникова. Строятся и моделируются дискретные алгоритмы некогерентной многоканальной обработки, рассчитанные на несанкционированное обнаружение шумовых и частично хаотических скрытых (LPI) сигналов. Показывается возможность создания ряда вариантов пассивных "анти-LPI" радаров.

Введение

Впервые проблему скрытности в СССР исследовала группа ученых ИРЭ АН СССР под руководством В.А. Котельникова в пятидесятых годах прошлого века [1]. Когерентность сигналов, приближение их структур к шуму, увеличение баз (произведений ширины спектра частот на длительность) используются для обеспечения скрытности в связи и локации. Из-за двукратного рассеяния волн (в последнем случае) скрытными могут быть только РЛС малой дальности. Первые макеты и образцы подобных РЛС реализовывались, начиная с шестидесятых годов в СПбГЭТУ (Санкт-Петербург) под руководством В.И. Винокурова [2].

Скрытность (LPI – Low Probability of Intercept) увязывается в настоящее время с проблемой электромагнитной совместимости (ЭМС) приборов обеспечения безопасности автомобильного и морского транспорта. Об интересе к созданию систем с повышенными скрытностью и ЭМС свидетельствуют две международных конференции 2002 г. и 2003 г., проведенные Институтом радиофизики и электроники НАН по этому вопросу [3, 4]. Крайне активно обсуждалась монография 2003 г. [5] в журнале «IEEE AE Systems Magazine» 2004 г. (две рецензии и два письма читателей [6]).

Скрытность наиболее просто достигается в высотомерах летательных аппаратов, обеспечивающих огибание рельефа местности и предотвращающих столкновения с землей при полете на малых высотах. Низкая вероятность перехвата реализуется только за счет когерентности сигнала и его малой мощности (например, менее 1 Вт в высотомере HGPI 9550 компании Honeywell, США [7]), быстрой хаотической перестройки несущей частоты и частоты следования импульсов, а также кода сигнала. Переход к шумоподобным сигналам пока не предусмотрен, поскольку расчет идет лишь на снижение излучаемой мощности за счет высокой отражающей поверхности Земли.

Многофункциональная РЛС AN/APQ-181 самолета Стелс В-2, рекламируемая [8, 9] в Интернете как LPI-РЛС, имеет 21 режим работы (огибание земной поверхности вплоть до высот 60 м, обзор земной поверхности с использованием синтеза апертуры, селекции движущихся целей, наблюдения воздушной и метеорологической обстановки, наведения оружия, навигации, контроль дозаправки и др.), включает электрически управляемую активную конформную антенную решетку, вписанную в конструкцию самолета (рис. 1). В целях скрытности изменяет частоту в очень широкой полосе частот от 12 до 18 ГГц (2...3 см), а также периоды следования импульсов, имеет малую пиковую мощность, однако без перехода к шумоподобному сигналу.



Рис. 1. Многофункциональная РЛС AN/APQ-181

РЛС «Скаут» [5, 10] установлена на голландском фрегате (рис. 2). В ней [5] использован непрерывный ЛЧМ сигнал с перестройки несущей частоты от номинала 9,375 ГГц, с переключаемой мощностью: 0,001, 0,01, 0,1, 1 Вт при разрешающей способности от 2,7 м до 86 м. Минимальная дальность обнаружения составляет несколько метров.

РЛС «Arige» (Испания) является видоизменением РЛС США AN/PPS-5 [11]. Предназначена для разведки на поле боя (рис. 3) при малой мощности когерентно-импульсного излучения с частотой следования импульсов 4 кГц. Обнаруживает солдата на расстоянии 5 км, группу солдат или малую автома-

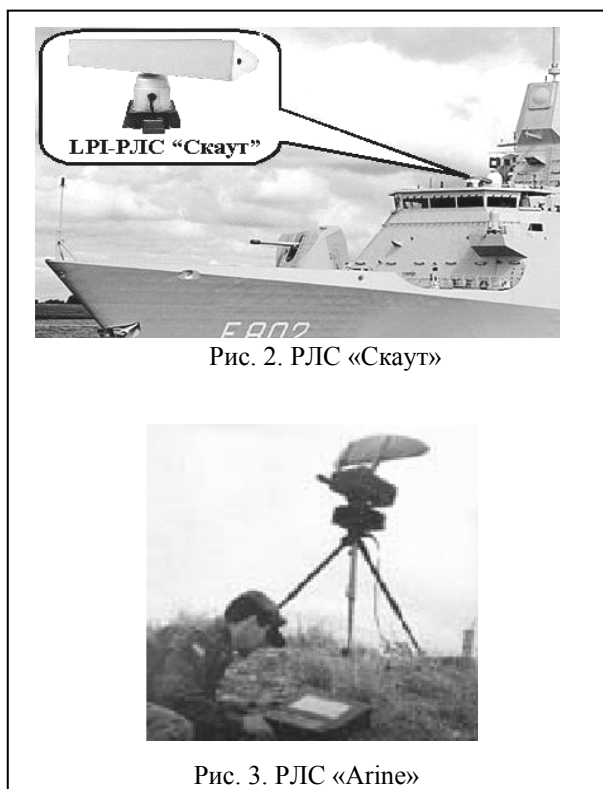


Рис. 2. РЛС «Скаут»

Рис. 3. РЛС «Arine»

шину – на расстоянии 10 км. Для повышения скрытности диапазон рабочих частот расширен до 8...12 ГГц (2...3 см).

В [2] и соответствующем рекламном проспекте сообщалось о создании в НИИ «ПРОГНОЗ» при СПбГТУ когерентной РЛС «АЛЬФА» с сигналом в виде пачки импульсов с фазокодовой модуляцией, несущей частотой 9,43 ГГц, скважностью более 2, минимальной длительностью зондирующего импульса 10 нс. Такой сигнал приближается к шумовому сигналу В.А. Котельникова.

На NRTW-2002 сообщалось о работах по шумовым сигналам К.А. Лукина [3] (ИРЭ НАНУ) с обширным экспериментом при ширине спектра около 200 МГц [3, 4] и Р. Нарайанана (США) [12], доведшего полосу частот шумового сигнала до 1000 МГц и его базу до 10^6 . Активно развиваются сигналы с повышенной хаотичностью китайскими специалистами под руководством Гуо-Ши Лю [13]. Еще в 1974 г. Х.А. Турсунходжаев [14] предложил для повышения средней мощности использовать амплитудное ограничение шумового сигнала.

Переходя к скрытным системам связи, следует указать, что снижение заметности излучений обеспечивается как путем снижения мощности сигнала за счет отсутствия двукратного рассеяния в тракте распространения, так и применением широкополосных сигналов с большой базой, близких по структуре к шумовым.

Примером может служить система связи AWICS [15], разработанная для ВМФ США. Система рас-

считана на замену проводных устройств связи между членами экипажей тяжелых вертолетов СН-53Е и СН-46Е, поскольку проводные коммуникации мешают быстро покинуть вертолет, приводя к гибели членов экипажа при экстренных посадках на воду. Система функционирует в L-диапазоне, обеспечивая высокую ЭМС. Спектр сигнала из соображений скрытности и ЭМС расширен до 400 МГц, используются пачки радиоимпульсов длительностью по 2,5 нс.

На Всероссийской научно-технической конференции (Муром, 2004) по сверхширокополосным системам излагался ряд предложений ИРЭ РАН по скрытной радиосвязи с квазишумовыми хаотическими сигналами. Так, под руководством А.С. Дмитриева, разработаны различные методы осуществления скрытной связи на основе динамического хаоса [16]. Устройства динамического хаоса представляют собой генераторы псевдохаотических колебаний, создающие определенные аналоговые и цифровые коды, доступные, как в точке передачи информации, так и в точках ее приема.

Интенсивное развитие скрытных средств связи и радиолокации, а также вопросы ЭМС вызывают практическую необходимость создания средств контроля и несанкционированного обнаружения скрытных излучений (пассивных «анти-LPI» РЛС). Столь сложная задача не может быть решена без развития теории, фундамент которой был заложен В.А. Котельниковым в работе [1]. К числу достижений этой работы относятся:

подход к скрытности, вытекающий из теории потенциальной помехоустойчивости;

понятие оптимального сигнала, связанного с высокой хаотичностью по времени и частоте;

понятие оптимального обнаружителя скрытного сигнала, связанного с использованием согласованного по времени и частоте некогерентного накопления.

К сожалению, ряд дальнейших исследований в мировой практике (даже в ИРЭ РАН) проводился без учета этого исследования. К числу работ по обнаружению скрытных излучений относятся также работы [17, 18], в которых развивалась проблема накопления во времени без учета накопления по частоте. Зарубежные работы были рассчитаны на сигналы с недостаточной хаотичностью. Так, например, в [19] приводится пример модернизации цифрового приемника радиотехнической разведки США, в который введен канал некогерентного накопления сигналов по времени в полосе частот приемника для перехвата, например, сигналов РЛС «Скаут». В настоящее время следует ориентироваться на более сложные шумоподобные сигналы.

Однако и сама постановка задачи наиболее фундаментальной работы [1], решая вопрос принципиально, не включала элементов, необходимых для использования теории на практике. Так, считалось, что несущая частота, ширина спектра, длительность и время прихода скрытого сигнала точно известны. Это не позволяло даже поставить вопрос о минимальном числе каналов, необходимом для обнаружения подобных сигналов.

В цикле работ [20 – 24] нами была поставлена задача развития работы В.А. Котельникова в указанном направлении, выявлении необходимого числа каналов для пассивной радиолокации наиболее эффективных шумовых сигналов, а также возможности распространения результатов, полученных для шумовых сигналов, на квазиоптимальный прием нешумовых сигналов.

Цель статьи. Данная статья обобщает полученные результаты. Наряду с теоретическим анализом в статье уделяется большое внимание использованию метода моделирования.

Оптимальное несанкционированное обнаружение протяженных шумовых сигналов

Колебания, принятые в полосе частот B на интервале времени T , можно описать $\mu = BT$ комплексными отсчетами Y_i , разделенными интервалами времени $\delta t = 1/B$. После дискретизации используются "кратковременные" Фурье-преобразования групп из χ отсчетов на временных интервалах $\Delta t = \chi \delta t$ (рис. 4).

В результате приходим к время-частотному преобразованию Габора [25], но несколько отличающегося от вида [25 – 27]. За счет предварительной дискретизации, по В.А. Котельникову, обеспечивается возможность обратного преобразования и использования теоремы Парсеваля. Отсчеты распределяются по плоскости (рис. 5) с интервалами Δt и $\Delta f = 1/\delta t$.

Только многоканальное (p, q) несанкционированное обнаружение с рядом время-частотных каналов $(p = 1, 2, \dots, P, q = 1, 2, \dots, Q)$, согласованных с шумовыми сигналами длительностью $L_p \Delta t$ и полосой частот $M_q \Delta f$, может быть близким к оптимальному [1]. В силу теоремы Парсеваля алгоритм суммирования временных отсчетов [1] сводится к алгоритму суммирования частотно-временных отсчетов [22]

$$\xi_{p,q} = \sum_{l=L_{0p}}^{L_{0p}+L_p} \sum_{m=M_{0q}}^{M_{0q}+M_q} |G_{lm}|^2 \quad (1)$$

квадратов модулей время-частотных отсчетов

$$|G_{lm}|^2 = (\text{Re}G_{lm})^2 + (\text{Im}G_{lm})^2.$$

За счет использования принципов фильтровой обработки предполагается накопление в следящем окне для различных начальных частот $M_{0q} \Delta f + \text{const}$ и моментов времени $L_{0p} \Delta t + \text{const}$ (рис. 4), чтобы избежать увеличения числа каналов обработки в процессе обзора. Стрелка вдоль оси частот (рис. 5) изображена более длинной, чем стрелка по оси времени. Это поясняет, что обзор по частоте предполагается значительно более быстрым, чем по времени.

Чтобы оценить качество обнаружения и необходимое число каналов, рассмотрим распределение плотности вероятности $p(\xi/\bullet)$ статистик (1) $\xi_{p,q} = \xi$ при условиях наличия сигнала и шума $n + s$ и только шума n .

Для больших $\mu = L_p M_p$ применима центральная предельная теорема теории вероятности. На рис. 6 показаны поэтому:

- 1) нормальные условные плотности вероятности $p(\xi/n + s)$ и $p(\xi/n)$;
- 2) математические ожидания $m(\xi/n + s)$ и $m(\xi/n)$;
- 3) пороговый уровень ξ_0 ;

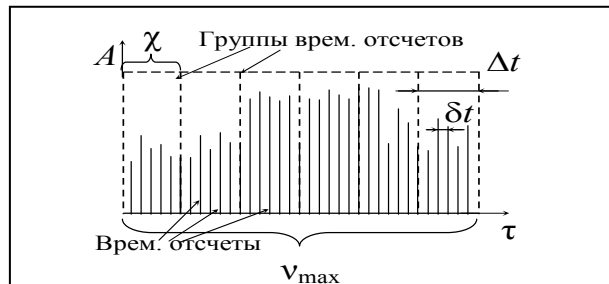


Рис. 4. Колебания, принятые в полосе частот B

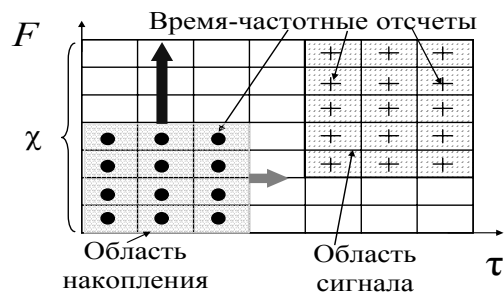


Рис. 5. Распределение отсчетов по плоскости

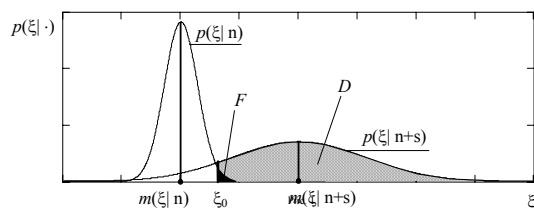


Рис. 6. Теорема теории вероятности для больших $\mu = L_p M_p$

4) площади под кривыми плотностей вероятности слева от ξ_0 , соответствующие вероятностям ложной тревоги F и правильного обнаружения D .

Тогда

$$F = 0,5 - 0,5\Phi(u_1); \quad D = 0,5 - 0,5\Phi(u_2), \quad (2)$$

где функция $\Phi(u)$ – интеграл вероятности

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-t^2/2} dt; \quad \Phi(-u) = -\Phi(u) \quad (3)$$

и

$$u_1 = \frac{\xi_0 - m(\xi|n)}{\sigma(\xi|n)}; \quad u_2 = \frac{\xi_0 - m(\xi|n+s)}{\sigma(\xi|n+s)}, \quad (4)$$

где $m(\xi/\bullet)$ – условные математические ожидания;

$\sigma^2(\xi/\bullet)$ – условные дисперсии статистики ξ .

Пусть σ_n^2 обозначает дисперсии реальных $\text{Re}G_{lm}$ и мнимых $\text{Im}G_{lm}$ частей независимых гауссовских шумовых отсчетов, где $v_n = 2\mu_n$ – общее число отсчетов.

Для квадрата g_n^2 каждой гауссовской компоненты его математическое ожидание – $m(g_n^2) = \sigma_n^2$, а дисперсия – $m\left\{ \left[g_n^2 - m(g_n^2) \right]^2 \right\} = 2\sigma_n^2$. Тогда

$$m(\xi|n) = v_n \sigma_n^2; \quad \sigma^2(\xi|n) = 2v_n \sigma_n^4. \quad (5)$$

Пусть σ_s^2 обозначает дисперсию реальных и мнимых частей сигнальных отсчетов, их общее число $v_s = 2\mu_s$. Если все отсчеты попадают в область накопления, то

$$m(\xi|n+s) = (v_n - v_s)\sigma_n^2 + v_s(\sigma_n^2 + \sigma_s^2); \quad (6)$$

$$\sigma^2(\xi|n+s) = 2[(v_n - v_s)\sigma_n^2 + v_s(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)^2]. \quad (7)$$

Если $v_s \geq v_n$, то часть отсчетов не попадает в область накопления:

$$m(\xi|n+s) = v_n(\sigma_n^2 + \sigma_s^2); \quad (8)$$

$$\sigma^2(\xi|n+s) = 2v_n(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)^2. \quad (9)$$

Энергию сигнала, обеспечивающую заданные показатели качества обнаружения D и ложной тревоги F , можно рассчитать из (1) – (9). Для согласованной обработки $v_s = v_n = v$ и слабого сигнала $\sigma_s^2 \ll \sigma_n^2$ требуемая энергия (с точностью до интервала дискретизации) примерно равна

$$v\sigma_s^2 \approx \sqrt{2v}\sigma_n^2[\Psi(2D-1) + \Psi(1-2F)], \quad (10)$$

где $\Psi(z)$ – функция, обратная интегралу вероятности (3).

Кривые обнаружения (10) показаны в центральной части рис. 7 для базы сигнала $\mu_s = \mu = 10^5$ вероятностей ложной тревоги $F = 10^{-5}$ и $F = 10^{-9}$. Левые кривые соответствуют когерентному накоплению сигнала.

Правые кривые соответствуют когерентной обработке одного "кодového" фрагмента сигнала длительностью $1/B$. Выигрыш от перехода к некогерентному накоплению около 30 дБ. Замена когерентного накопления некогерентным приводит к потерям около 20 дБ.

При наличии рассогласования обработки $k = v_s - v \neq 0$ уравнение (9) заменяется на

$$v_s \sigma_s^2 \eta(k) \approx \sqrt{2v_s} \sigma_n^2 [\Psi(2D-1) + \Psi(1-2F)], \quad (11)$$

где $k = v_n - v_s$ – величина рассогласования;

$\eta(k)$ – эффективность рассогласования:

$$\eta(k) = \begin{cases} \sqrt{v_n/v_s} = \sqrt{1-|k|/v_s}, & \text{если } k \leq 0; \\ \sqrt{v_s/v_n} = 1/\sqrt{1+|k|/v_s}, & \text{если } k > 0. \end{cases} \quad (12)$$

Функции эффективности рассогласования для некогерентных сигналов (аналогично функциям рассогласования когерентных) могут использоваться для определения требуемого числа каналов некогерентной обработки N .

На рис. 8 показаны функции рассогласования для 5-ти каналов, имеющих одномерное рассогласование по длительности накопления. Каналы сомкнуты

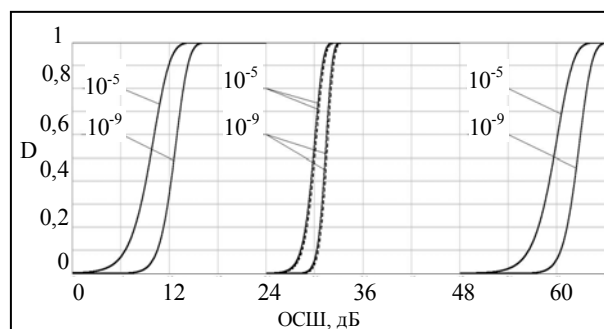


Рис. 7. Кривые обнаружения

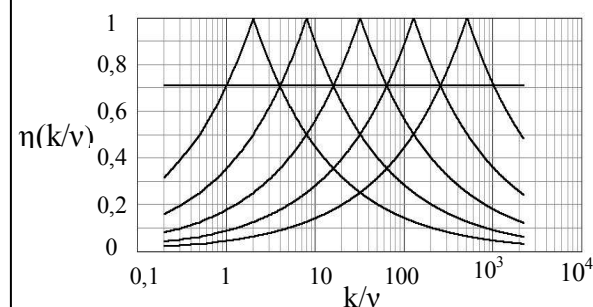


Рис. 8. Функции рассогласования

на уровне потерь 1,5 дБ. Они перекрывают диапазон относительных длительностей от 1 до 10^3 .

Такая же зависимость, как на рис. 8, обуславливает перекрытие относительного диапазона по полосе частот от 1 до 10^3 на уровне потерь 1,5 дБ.

Если потери для время-частотной области не должны превышать 3 дБ, то всего $N = 25 \dots 36$ каналов (или меньше) может быть достаточным для перекрытия сигналов с базами вплоть до $(10^3)^2 = 10^6 \dots 10^7$.

Было проведено моделирование оптимального несанкционированного обнаружения шумового сигнала. Результаты приведены на рис. 9, 10.

На рис. 9 показан трехмерный график результата обработки на плоскости Габора после:

некогерентного накопления шумового сигнала на фоне шума в одном время-частотном канале после спектрального анализа (слева);

порогового ограничения и усиления сигналов в этом канале (справа).

На рис. 10 приведено сравнение выходов двух каналов, один из которых согласован по длительности и полосе сигнала (слева), а второй – только по длительности (справа).

Несанкционированное обнаружение частично хаотических сигналов

Такие сигналы включают различные амплитудно-, фазо- и частотно-манипулированные сигналы, в том числе сигналы с быстрой перестройкой частоты. Отсчеты таких сигналов со случайными фазами могут рассматриваться как случайные величины. Амплитудно-фазовую структуру определить сложно, когда энергия сигнала близка к пороговой.

Поэтому для обнаружения сигналов был избран алгоритм (1). Сигналы, занимающие только часть площади ВТ, можно обнаруживать предложенным многоканальным устройством быстрого поиска несколько не сложнее сигналов, занимающих эту площадь полностью.

На рис. 11 показано трехмерное изображение, полученное в результате применения некогерентного накопления на плоскости Габора к пачке импульсов. Излучаемые на быстро изменяющихся несущих частотах, такие сигналы могут сформировать сигнал с достаточно большой базой ВТ. Однако скрытность таких сигналов в принципе может быть не выше, чем у шумовых сигналов с базой ВТ [1].

Более того, выход канала, настроенного на значительно меньшую базу (лучше согласованного с базой пачки) сигнала, может оказаться большим, чем для шумового сигнала в канале, согласованном со всей его базой ВТ.

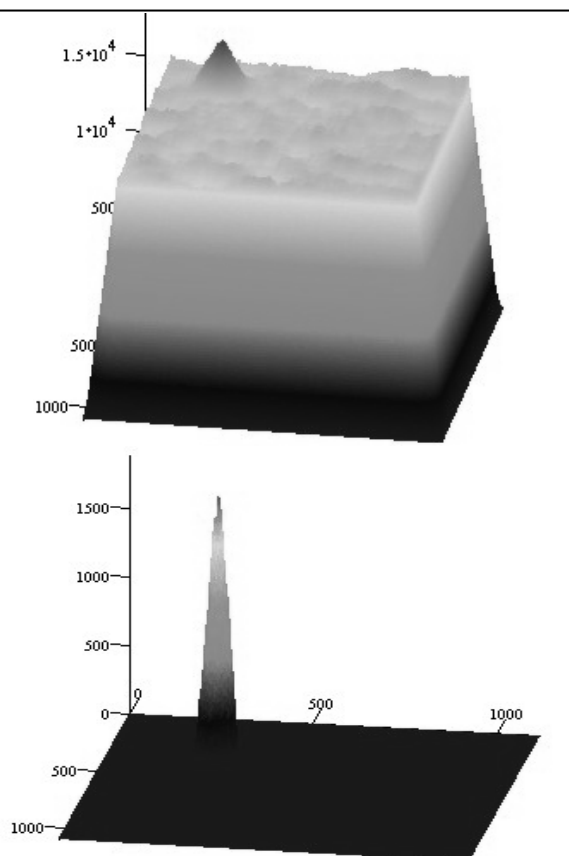


Рис. 9. График результата обработки на плоскости Габора

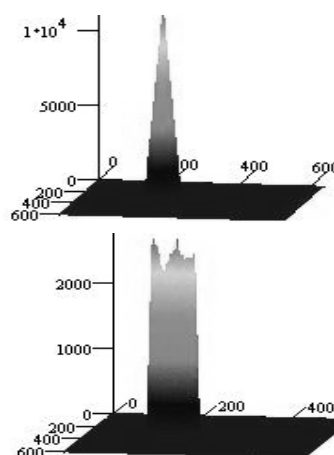


Рис. 10. Сравнение выходов двух каналов

На рис. 12 сравниваются двумерные изображения промоделированных некогерентных накопителей ЛЧМ и шумового сигнала одинаковой полосы, длительности и энергии, причем, последние близки к пороговым значениям. Координаты на рис. 12 – среднее время прихода сигнала и его средняя частота.

Как и выше, ЛЧМ сигнал является менее скрытым, чем шумовой. При пороговых значениях энергии обнаружение ЛЧМ сигнала происходит не толь-

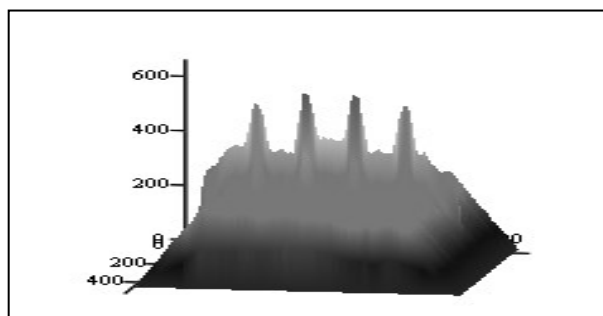


Рис. 11. Трехмерное изображение, полученное в результате применения некогерентного накопления на плоскости Габора к пачке импульсов

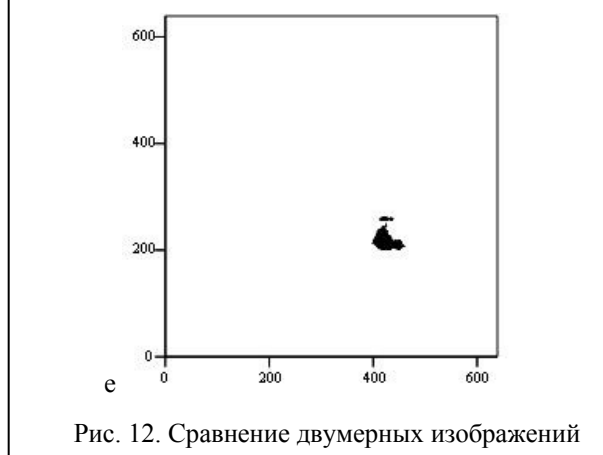


Рис. 12. Сравнение двумерных изображений

ко в согласованных каналах, но и в некоторых других. Разница в качестве наблюдения для выбранных прямоугольных областей накопления невелика. Эта разница может быть усилена за счет использования скошенных диаграмм накопления.

Наилучшая скрытность обеспечивается для шумовых сигналов, ограниченной или неограниченной длительности, и шумоподобных сигналов, например, фазоманипулированных М-кодом или частотно-манипулированных кодами Костаса сигналов. Такие скрытные сигналы могут обнаруживаться согласно возможностей, определенных кривыми (рис. 7), если используются адекватные принципы построения приемника.

Принципы построения несанкционированных обнаружителей

Могут использоваться аналоговые и цифровые спектроанализаторы (СА):

- 1) полностью цифровые СА;
- 2) СА со сжатием (после гетеродинирования);
- 3) оптические СА.

Квадратичная обработка (1) может заменяться более простой – с линейным детектированием.

Обнаружители с цифровыми СА. Данная разновидность спектрального анализа связана с дискретным и быстрым преобразованием Фурье. С точки

зрения обработки, их развитие наиболее перспективно. Однако быстродействие цифровых элементов в некоторых случаях еще недостаточно. Согласно прогнозам, закон Мура продолжит действовать в ближайшие годы. Это означает, что степень интеграции и быстродействие цифровых элементов продолжат еще удваиваться каждые 18 месяцев.

Обнаружители со спектроанализаторами со сжатием (после ЛЧМ гетеродинирования). Точное функционирование спектроанализатора амплитудно-фазового типа предполагает формальное введение в уравнение преобразования Фурье

$$g_y(f) = \int_T y(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (13)$$

множителей $\exp(-jbt^2)$ и $\exp[jb(\theta - t)^2]$. Тогда

$$g_y(f) = \int_T \left[y(t) e^{-jbt^2} \right] e^{jb(t-\theta)^2} dt e^{-jb\theta^2} \Big|_{\theta=fT/\Delta f} \quad (14)$$

остается, как нетрудно проверить, эквивалентным (13).

Менее формально, $b = \pi\Delta f/T$ и $\theta = \pi f/b = Tf/\Delta f$ являются здесь параметром модуляции и временем задержки сигнала в фильтре, пропорциональным частоте спектральной компоненты. Блок-схема простейшего (амплитудного [28, 29]) спектроанализатора со сжатием импульсов (САС), соответствующая модулю (12), (13), приведена на рис. 13. Фильтр сжатия выстраивает частотные компоненты во времени.

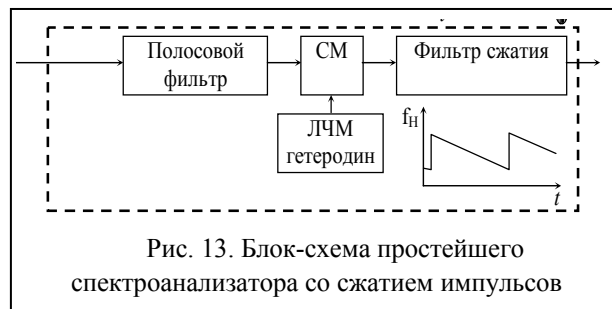


Рис. 13. Блок-схема простейшего спектроанализатора со сжатием импульсов

В целом, многоканальный несанкционированный обнаружитель с САС показан на рис. 14.

Выход САС поступает на амплитудный квадратичный детектор АД, а затем на несколько N фильтров-интеграторов. Каждый фильтр-интегратор обладает своей импульсной характеристикой (рис. 15).

Различные импульсные характеристики обеспечивают просмотр плоскости Габора диаграммами накопления с различными полосами ($\mu_q \delta t = \text{const}$) и длительностями ($\mu_p \Delta t = \mu_p \chi \delta t = \text{const}$) сигнала. Неопределенность времени прихода сигнала и его начальной частоты не требует введения дополнительных каналов, поскольку накопление проводится фильтрами-интеграторами в скользящих окнах, как



Рис. 14. Многоканальный несанкционированный обнаружитель с САС

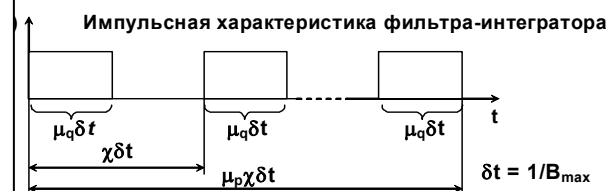


Рис. 15. Импульсные характеристики фильтр-интеграторов

было показано на рис. 5. Некоторые каналы (рис. 14) для расширения диапазона частот могут использоваться для совместного некогерентного накопления.

Обнаружители с оптическими спектроанализаторами. Перевод электрических колебаний на оптическую несущую выполняется пространственно-временными модуляторами света (ПВМС), расположенными в плоскости 1-1 (рис. 16). В качестве быстрого ПВМС можно использовать ультразвуковую линию задержки в виде тонкой прозрачной пластины с коэффициентом преломления, изменяющимся под воздействием ультразвука.

Цилиндрическая линза L переводит плоскость

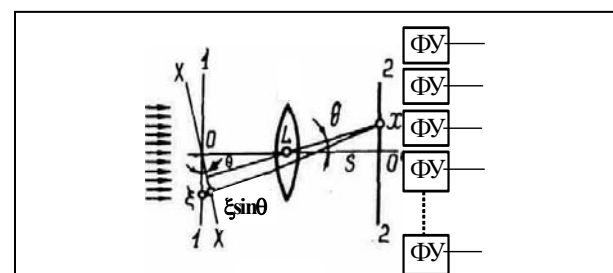


Рис. 16. Перевод электрических колебаний на оптическую несущую

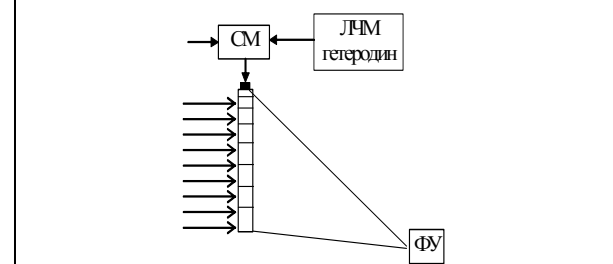


Рис. 17. Обработка с использованием ЛЧМ гетеродина и оптического сжатия импульсов

ПВМС 1-1 в фокальную – 2-2. Благодаря разностям хода,

$$2\pi\xi \sin(\theta/\lambda_0) \approx 2\pi\xi x/s\lambda_0,$$

где λ_0 – длина волны света;

s – фокусное расстояние линзы, на котором наблюдается преобразование Фурье.

Результат преобразования подвергается некогерентному накоплению с использованием фотоумножителей (ФУ) или ПВМС.

Более длительное накопление проводится во внешних цепях. Обработка может быть упрощена с использованием ЛЧМ гетеродина и оптического сжатия импульсов (рис. 17).

Заклучение

1. На основе статистических методов в развитие основополагающих работ В.А. Котельникова обоснована практическая необходимость и возможность построения теории пассивного обнаружения скрытых радиосигналов. Поставлена задача реализации обнаружения наиболее скрытых шумовых сигналов, анализа путей ее аппаратного решения и использования такой аппаратуры для квазиоптимального обнаружения сигналов с частично хаотическими законами модуляции.

2. Введена новая разновидность дискретного преобразования Габора, допускающая обратное преобразование. На этой основе теория одномерного оптимального некогерентного накопления шумовых сигналов по времени [1] заменена теорией двумерного некогерентного накопления по времени и частоте.

3. Предложено накопление шумовых сигналов в скользящих окнах не только по времени, но и по частоте. За счет этого сигналы, отличающиеся только временем запаздывания и частотой, обрабатываются в одном канале. Число каналов обработки сокращено также с помощью введенной функции эффективности некогерентного накопления, подобной функции рассогласования Вудворда. Все это позволило минимизировать требуемое число каналов обработки, доведя его до 30...40 при очень больших базах $10^6 \dots 10^7$.

4. Показана возможность несанкционированного обнаружения частично хаотических сигналов на основе соответствующих обнаружителей шумовых сигналов.

5. Детально рассмотрены принципы построения несанкционированных обнаружителей с накоплением в скользящих окнах. Приводятся результаты компьютерного моделирования несанкционированного обнаружения шумовых и частично хаотических сигналов, подтверждающие теоретические выводы.

Авторы выражают благодарность д.т.н. проф.

А.В. Кобзеву за полезное обсуждение фрагментов работы и к.т.н. СНС А.С. Маляренко за участие в сборе информации по Интернету.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Котельников В.А. О сигналах с максимальной и минимальной вероятностью обнаружения // Радиотехника и электроника. – 1959. – № 4, № 3. – С. 354 – 358.
2. Калениченко С.П., Кутузов В.М. Повышение скрытности радиолокационных станций // RLNC-2001, 7-я междунар. конф. – Воронеж, 2001. – Т. 1. – С. 345 – 357.
3. Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology // Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – P. 13 – 22.
4. Abstracts of papers // NRT-2003. – Kharkov, Ukraine. – November 2003. – 40 p.
5. Pace P.E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. – Artech House, 2003. – 456 p.
6. IEEE A&E Systems magazine, May, 2004. – P. 42 – 44; June, 2004. – P. 39 – 41; November, 2004. – P. 40; November, 2004. – Inside front cover.
7. Johnston S.L. LPI Radars: Radars of the Future // Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – P. 116 – 123.
8. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://tomcat.fnet.cz/b2_spirit.htm.
9. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vectorsite.net/avb2.html>.
10. Focus on the royal Netherlands navy // Рекламное издание фирмы “Thales”, 2004.
11. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.periscope.ucg.com/mdb-smpl/weapons/sensors/grdradar/w0003502.shtml>.
12. Narayanan R.M. Theory and Application of Ultra-Wideband Polarimetric Random Noise Radar // Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – P. 55 – 64.
13. G-S. Liu, H. Gu, W-M. Su, H-B. Sun & J-H. Zhang. Random Signal Radar – A Winner in Both the Military and Civilian Operating Environments // IEEE Trans. AES-39. – April 2003. – P. 489 – 497.
14. Гурсунходжаев Х.А. Авторское свидетельство СССР № 95306, с приоритетом от 7 июня 1974.
15. Ameti A., Fontana R. J., Knight E.J., Richley E. Ultra Wideband Technology for Aircraft Wireless Intercommunication Systems (AWICS) Design // IEEE A&E Systems Magazine. – July 2004. – P. 14 – 20.
16. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. – М.: Физматлит, 2002. – 352 с.
17. Кобзев А.В., Штейман А.В., Шокотько А.Н. Синтез методов совместного обнаружения-оценивания параметров сигналов неизвестного вида. – К.: Наука и оборона, 1994. – № 3. – С. 66 – 69.
18. Евграфов Д.В. Анализ алгоритма обнаружения прямоугольных радиоимпульсов с существенной априорной неопределенностью параметров // Радиотехника (Изв. вузов). – 1996. – № 4. – С. 40 – 45.
19. Lee J. LPI Signal Detection Using A Multi-Channel Digital Receiver // Proc. NATO SET LPI Symposium. – Warsaw, Poland. – 2001, April 23–25. – P. 452 – 466.
20. Ширман Я.Д., Орленко В.М. К вопросу о сигналах с минимальной и максимальной вероятностями обнаружения в радиолокации: Прикладная радиоэлектроника. – Х.: АНПРЭ, 2002. – Т. 1, № 1. – С. 25 – 32.
21. Ширман Я.Д., Орленко В.М., Селезнев С.В. Учет временных рассогласований при несанкционированном обнаружении излучений шумовых радиолокаторов // Системы обработки информации. – Х.: ХВУ, 2002. – Вып. 6(22). – С. 252 – 261.
22. Shirman Y.D., Orlenko V.M., Seleznev S.V. Unauthorized Detection of Random Signals // Proc. of the International Radar Symposium IRS-2003. – Dresden, October 2003. – P. 223 – 228.
23. Shirman Y.D., Orlenko V.M., Seleznev S.V. Some Construction Principles of "Anti-LPI" Radar / NRT-2003 // Прикладная радиоэлектроника. – Х., 2005. – Т. 4, № 1. – С. 31 – 35.
24. Shirman Y.D., Orlenko V.M., Seleznev S.V. Passive Detection of Stealth Signals // Proc. of EuRAD. – Amsterdam, October 2004. – P. 321 – 324.
25. Gabor D. Theory of Communications // Proc. IEEE, 1946. – Part 3. – P. 429 – 457.
26. Victor C. Chen, Hao Ling. Time-frequency transforms for radar imaging and signal analysis // Artech House. – 2002. – P. 214.
27. Qian S., Chen D. Discrete Gabor Transform. // IEEE Trans. Signal Processing. – July 1993. – Vol. 41, № 7. – P. 2429 – 2438.
28. Ширман Я.Д., Ганин В.М., Шаповалов Ф.А. Приемное устройство станции радиотехнической разведки: Авторское свидетельство СССР № 374004, с приоритетом от 30 декабря 1961 // Бюллетень изобретений. – 1988. – № 33. – С. 260.
29. Mueller F.J., Goodwin R.L. A Wide-Band Microwave Compressive Receiver // IRE Intern. Conv. Rec. – 1962. – Vol. 10, part 3. – P. 103 – 109.

Поступила 18.04.2005

Рецензент: д-р техн. наук профессор В.І. Карпенко, Харьковский университет Воздушных Сил.