

УДК 621.396.96

ПРОСТРАНСТВЕННО - ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННОМ ПОДАВЛЕНИИ: ОГРАНИЧЕНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ

Ю. Н. Горбунов^{1,2}, Г. Л. Акопян³

¹ Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 141120, Московская область, г. Фрязино, пл. академика Введенского, д.1

² МИРЭА – Российский технологический университет,
119454, Москва, просп. Вернадского, д.78

³АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»,
107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2019 г., после доработки – 30 мая 2019 г.

Аннотация. Рассматриваются теоретические вопросы противостояния систем РЭП и РЛС, использующей сложные сигналы с большой базой $B = TW \gg 1$, где T, W – длительность и полоса сигнала, соответственно. Как известно, в РЛС при оптимальном приёме применяется согласованная фильтрация. В этом случае согласно теории потенциальной помехоустойчивости В.А.Котельникова достигается максимум отношения мощности сигнала к шуму на выходе приёмника равное $g^2 = 2E/N_0$, где E – энергия сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности шума приёмника. В случае наличия помех - пассивных и активных, создаваемых системой РЭП, максимум никогда не достигается. Сложный сигнал с амплитудной, частотной или фазовой модуляцией «рассыпается» при отражении от цели, представляемой как объёмно – распределённую совокупность множества «блестящих» точек, распределённых по дальности и угловым координатам. Пассивные помехи распределены локально (точечно или в объёме) в рабочей зоне РЛС, а АП - поражают отдельные сектора, нанося информационный ущерб при получении радиолокационной (координатной и доплеровской) информации. Синтез сигналов по телу неопределённости (только сигнальной характеристики), справедлив для оценки сжатия сигнала одной «блестящей» точки. Анализ отраженного сигнала от совокупности «блестящих точек», представляющий объект отражения в условиях помех, при которых максимум отношения

сигнал/шум $g^2 = 2E/N_0$ не достигается, представляет собой актуальную задачу. Применительно к синтезу адаптивных РЛС и систем РЭП в статье проанализированы условия реализации эффективной радиолокации и РЭП, в которых применяется пространственно - временная обработка сигналов и принятие решений - необходимых действий противоборствующих игроков, стремящихся к достижению (в терминологии теории игр) «седловой» ситуации равновесия. В статье проводится качественный анализ ситуаций противостояния РЛС и РЭП, заключающийся в оценке возможных ограничений и возникающих парциальных потерь при адаптации алгоритмов формирования и обработки сигналов радиолокации и РЭП, реализующих выполнение противоречивых требований. В статье анализируется применение в РЛС с быстрой (поимпульсной) перестройкой несущей частоты, хорошо зарекомендовавшей себя при работе в зонах одного шума, и подробно рассматриваются ограничения возможностей РЭП РЛС за счёт применения комбинированных активных и пассивных и помех.

Ключевые слова: быстрая перестройка частоты, пространственно–временная обработка, фазированная антенная решетка, рандомизация, селекция движущихся целей, расширение спектра сигнала, пассивные помехи, активные помехи, комбинированные помехи, энергетические потери.

Abstract. The theoretical issues of confrontation between REB and radar systems using complex signals with a large base $B = TW \gg 1$ are considered, where T and W are the duration and bandwidth of the signal, respectively. As is known, in the radar with the optimal reception of matched filtering is applied. In this case, according to the theory of potential noise immunity, V.A. Kotelnikov achieves a maximum signal-to-noise power ratio at the receiver output equal to $g^2 = 2E/N_0$, where E is the signal energy, N_0 is the noise power spectral density of the receiver. In the case of interference - passive and active, created by the REB system, the maximum is never reached. A complex signal with amplitude, frequency, or phase modulation is “scattered” when reflected from a target, represented as a volume-distributed set of “brilliant” points, distributed in range and angular coordinates. Passive interference is

distributed locally (point or volume) in the working area of the radar station, and the accidental attack affects individual sectors, causing information damage when receiving radar (coordinate and Doppler) information. Synthesis of signals on the body of uncertainty (only the signal characteristics), is valid for estimating the compression of a signal of one “brilliant” point. The analysis of the reflected signal from the set of “bright points”, representing the object of reflection in the conditions of interference, in which the maximum signal-to-noise ratio $g^2 = 2E/N_0$ is not reached, is an actual task. As applied to the synthesis of adaptive radar and REB systems, the article analyzes the conditions for implementing effective radar and REB using spatio-temporal signal processing and decision making - the necessary actions of opposing players seeking to achieve a “saddle” equilibrium situation. The article provides a qualitative analysis of the situations of confrontation between the radar station and the radio-electronic equipment, which consists in assessing possible limitations and partial losses arising in the adaptation of the algorithms for the formation and processing of radar signals and radio-electronic devices that fulfill the conflicting requirements. The article analyzes the use of radar with a fast (pulse) restructuring of the carrier frequency, well-proven when working in areas of single noise, and discusses in detail the limitations of REB radar due to the use of combined active and passive and interference.

Keywords: fast frequency tuning, space-time processing, phased antenna array, randomization, selection of moving targets, spreading of the signal spectrum, passive interference, active interference, combined interference, energy loss.

1. Введение: пространственно-временная адаптация РЛС к помеховой обстановке

Изначально, после введения когерентно-импульсных (КИ) режимов работы для реализации подавления пассивных помех (ПП) в системах СДЦ (Ю.Б. Кобзарев), пространственно-временная (ПВ) обработка сигналов в КИ РЛС была раздельной (П - В). Пространственная обработка осуществлялась в антенне, а временная – в радиоприёмном устройстве (РПУ). Система селекции движущихся целей (СДЦ) представляла собой трансверсальный фильтр (в

простейшем случае – один или два каскадно соединённых череспериодных компенсаторов), формирующий провалы (нули) в амплитудно–частотной характеристике (АЧХ) РПУ РЛС [1].

По мере совершенствования систем СДЦ и появления фазированных антенных решеток (ФАР) появилась возможность борьбы с ПП методами ПВ обработки не только путём формирования нулей в АЧХ (в частотно-временной области), но и путём формирования нулей в диаграмме направленности (ДН) ФАР (пространственно–частотной области) (фильтры Уидроу [2]), применяемыми, между тем, и для борьбы с активными помехами (АП). Для реализации высокого разрешения по пространственным и временным координатам число каналов цифровой обработки (ЦО) (число элементов ФАР) стало резко возрастать (более 1 млн., например в РЛС противоракетной обороны SBX и около 0,5 млн. EMR США) [3,4,5]. Для решения возникших проблем в условиях аппаратных и ресурсных ограничений в работах [4,6,7] обоснован переход к малоразрядному, в пределе – бинарно-знаковому квантованию.

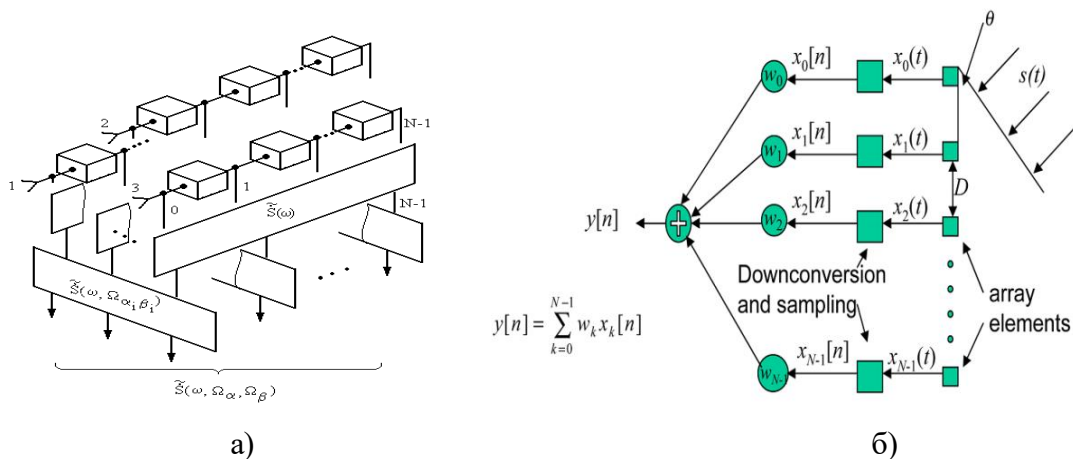


Рис.1. Схема обобщённого спектрально - углового анализа, где w_k - весовые коэффициенты

Для адаптивных РЛС высокого разрешения со сложными (подшумовыми) сигналами применяется многоканальный спектрально-корреляционный анализ (СКА) [8], заключающийся в выборе метода СКА в зависимости от вида сигнала, решаемых задач и наличия аппаратных и ресурсных ограничений, в частности – бинарно-знакового квантования.

Обобщённая схема формирования пространственно-временных выборок (ПВ) – выборок с возможностью формирования оценок спектральной плотности мощности (СПМ) и оценок частоты и пеленга (пространственных частот) показана на Рис. 1а и на Рис. 1б.

В плоско- волновом приближении волна, падающая на апертуру ФАР под углом (пеленгом) θ от нормали к антенне, формирует поле, описываемое пространственными частотами:

$$\Omega_{\alpha} = \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{tg}\alpha \cos \theta \quad (1)$$

$$\Omega_{\beta} = \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{tg}\beta \cos \theta, \quad (2)$$

зависящими от азимута α и угла β места прихода волны [4]. Пространственные частоты в фильтрах Уидроу [2] базируются не на временных, а на N пространственных выборках (на Рис. 1 а $N = 3$).

На разных этапах и в различных ситуациях возможна и требуется хаотизация параметров радиолокационных сигналов, условий их обработки. В [4,7] показано, что при этом устраняются отрицательные эффекты ЦО (стробоскопические, интерференционные, боковые лепестки, шумы квантования и др.). Часто возникает необходимость введения в неинформативные параметры зондирующих сигналов контролируемого хаоса. Это достигается расширением спектров обычных и пространственных частот: применением перестройки частоты, модуляции порогов квантования, многобазовой пеленгации, коммутации баз пеленгации, хаотизацией положения фазового центра ФАР и др. В статье рассматривается РЛС со сложными сигналами с перестройкой несущей частоты (ПНЧ).

Ранее установлено, что алгоритмы обработки сигналов в ситуациях «сигнал + шум» и «сигнал + помеха + шум» существенно отличаются между собой, хотя есть и много общего. «Общее» по В.А. Котельникову [9] обусловлено необходимостью использовать всю энергию сигнала E путем выполнения операции накопления сигналов по временным и пространственным

выборкам, при этом ПП от дипольных отражателей (ДО) и неподвижных местных предметов (МП) принимаются коррелированными и гауссовскими [10]. В процессе обработки из-за ограничений в тракте РПУ и использования «грубых статистик» [8] часто (в сечениях ЦО) помехи становятся негауссовскими, однако они линеаризуются (и нормализуются [11,12,13]), а использование непараметрической статистики стабилизирует параметры распределения и стабилизирует вероятность ложных тревог на выходе процессора ЦО.

В ситуации наличия ПП и АП возникает необходимость их режекции по временным и пространственно - угловым параметрам: радар в соответствии с принципом В.А.Котельникова включает режекторные фильтры (РФ) по времени или пространству (угловым координатам) для ПВ для реализации «обеления» ПП и АП. В первом случае формируются нули в АЧХ фильтра СДЦ, а во втором – нули (провалы) в ДН ФАР. Учитывая тот факт, что помехи распределены по времени и пространству случайным образом, радар по существу не в состоянии достоверно установить факт присутствия помехи в каждом элементе разрешения. Следовательно, возможны ситуации включения компенсаторов помех и РФ «зоне шума», что приводит к потерям полезного сигнала, либо их не включения – в зонах помех, что приводит к ложным тревогам.

В [11] был найден вариант построения РФ в аппаратуре СДЦ на основе стохастического РФ со случайными (хаотическими) весовыми коэффициентами (ВК), в котором адаптивно регулируется АЧХ - варьируется полоса РФ от равномерной до «периодичной, с провалами до нуля». В варианте [11] РФ в зоне одного шума становится «прозрачным» для сигнала цели во всей полосе частот, сохраняя при этом преимущество: постоянство «фазовой» и «групповой» задержек РФ. Безусловно, и в этом случае также возникают ситуации «рассогласованной» фильтрации, однако в стохастических фильтрах со случайными ВК это происходит более «безболезненно» - возможность

режекции помех введением корреляции в ВК сохраняется, каноническая структура ПВ фильтра остается инвариантной.

Естественная хаотизация применялась и ранее: в системах широкополосного ограничения – усиления [12,13] без систематизированного подхода, оформленного теорией стохастической радиолокации [4].

2. Анализ противостояния РЛС и РЭП

Уточним постановку задачи, отметим, что радиолокатор должен функционировать в условиях преднамеренных АП и пассивных ПП помех. Индикаторные переменные соответственно принимают значения $\theta_{АП} = 1/0$, $\theta_{ПП} = 1/0$. Энергетические и информационные потери «рассогласованной» фильтрации, когда $\theta_{АП}$ и $\theta_{ПП}$ не совпадают с их оценками $\tilde{\theta}_{АП} = 1/0$ и $\tilde{\theta}_{ПП} = 1/0$, требуют дополнительного анализа.

Изначально краеугольным камнем противостояния когерентно - импульсной (КИ) РЛС и системы РЭП является совместимость режимов СДЦ («обеления» ПП) и быстрой (поимпульсной) перестройки несущей частоты (БПЧ) радара, используемой для реализации его повышенной помехозащищенности и сверхразрешения [11,12]. Аналогично – в пространственной области должны быть сформированы нули в ДН ФАР, в том числе в варианте хаотизации её фазового центра, переключения баз с целью обеления АП, снижения заметности РЛС и внедрения сверхширокополосных (СШП) технологий в области пространственных частот [4, 14]. Традиционно путь решения задачи адаптации радаров в условиях ПП состоял в констатации необходимости его работы на постоянной несущей частоте (без БПЧ).

В развитие когерентно-импульсной радиолокации Ю.Б.Кобзарева сегодня развивается направление когерентно-шумовой (стохастической) радиолокации [5]. Введение режимов БПЧ и ранее – режима вобуляции частоты повторения (ВЧП) для устранения эффектов «слепых» скоростей в когерентно-импульсных (КИ) РЛС по существу представляет собой увеличение базы сигнала путём

введения элементов рандомизации неинформативных параметров сигнала РЛС, оформляемых в направление стохастической радиолокации [4].

Известно, что при синтезе ЦФ СДЦ во временной области требуется знание временной корреляционной матрицы ПП. Если синтез ЦФ СДЦ осуществляется в частотной области (например, синтез многоканальных фильтров), требуется знание спектральной матрицы помех. Как в том, так и в другом случае нужна априорная информация о свойствах помехи. При отсутствии такой информации применяют адаптацию, в результате которой недостающая априорная информация восполняется статистикой, получаемой в процессе наблюдения. Обработка сигналов позволяет получить оценки элементов корреляционной или спектральной матрицы ПП. Согласно теории статистических решений наилучшим критерием оптимальности является критерий максимума апостериорной вероятности (Байесовский подход), однако при отсутствии априорных сведений можно воспользоваться критерием максимума отношения правдоподобия. Установлено также, что этот критерий при гауссовых помехах полностью эквивалентен критерию максимума отношения сигнал/помеха. Выходное отношение сигнал/помеха q_1^2 , нормированное к входному, есть коэффициент улучшения K_y .

Применив матричную форму записи, представим K_y в виде:

$$K_y = \frac{\vec{A}_T^* M_S \vec{A}}{\vec{A}_T^* M_C \vec{A}}, \quad (3)$$

где M_S - корреляционная матрица сигнала; M_C - корреляционная матрица помехи; $\vec{A} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ - вектор весовых коэффициентов.

Индекс (Т) означает транспонирование, а (*) – комплексно-сопряженную величину.

В формуле (3) числитель $P_S = \vec{A}_T^* M_S \vec{A}$ - мощность сигнала на выходе, а знаменатель $P_C = \vec{A}_T^* M_C \vec{A}$ - мощность помехи на выходе.

Наряду с критерием оптимальности на основе максимума сигнал/помеха Уидроу [11] разработал алгоритм по минимуму среднего квадрата ошибки. В настоящее время установлено, что эти алгоритмы являются эквивалентными, сводятся к оптимальному решению на основе введения собственных значений корреляционной матрицы помехи. Коэффициенты ЦФ являются решением уравнения Винера:

$$M_c \vec{A} = \mu \vec{S}^*, \quad (4)$$

где μ - произвольная константа; $\vec{S} = (s_1, s_2, \dots, s_N)^T$ - вектор – столбец отсчетов сигнала цели.

Решением уравнения (4) является вектор:

$$\vec{A} = \mu M_c^{-1} \vec{S}^*. \quad (5)$$

Оптимальное отношение сигнал/помеха, обеспечивающее максимальную вероятность правильности обнаружения, равно $\vec{S}_T M_c^{-1} \vec{S}^*$. Независимо от выбора критерия оптимальности и реализации оптимальных структур временной обработки, формирующей «нули» («провалы») в АЧХ РФ, все это справедливо для ситуации, когда априорная неопределенность по частоте связана только с «доплеровской неопределенностью», а БПЧ в пределах пачки из N импульсов отсутствует.

На Рис.1 была приведена обобщённая схема совместной многоканальной ПВ – обработки. Часто компенсаторы ПП по времени (схемы череспериодной компенсации ЧПК П.А.Бакулева [1]) или по пространству (автокомпенсаторы Я.Д.Ширмана) выделяют отдельно, т. к. интервал корреляции помех по времени или пространству обычно существенно меньше соответствующих размеров ПВ – выборки (раздельная П - В обработка).

Для РЛС с раздельной П - В обработкой в [15] была проведена оценка возможности совмещения режимов БПЧ в СШП РЛС с режимом СДЦ на аналоге отечественной РЛС, а именно - АН/МРQ-53 (ЗРК «Патриот», «Иджис») при работе в условиях воздействия комбинированных ПП и АП помех. В приближении спрогнозированы возможные ухудшения характеристик

обнаружения РЛС в связи с необходимостью аппаратной реализации «обеления» помех в условиях ограничения размеров порядка r РФ и размеров ПВ выборок N, M, L , где N – размер временной выборки, $M \times L$ – количество элементов ФАР (M – число столбцов, L – число строк).

В сокращённом варианте изложим основные результаты, полученные ранее [15]. Известно, что режимы БПЧ и СДЦ в РЛС обычно несовместимы [4,15,16]. Другими словами режим СДЦ исключает возможность БПЧ в радаре.

Применение организованных ПП, например, ДО из L атакующих летательных аппаратов (ЛА), либо создание объемно-протяженного маскирующего фона «предварительной подготовкой» рабочей зоны за счет выноса ПП, например, с помощью БПЛА, навязывает использование режимов СДЦ и, следовательно, заведомо, как известно, снижает потенциальные возможности обнаружения целей в радаре. Важно знать: каковы энергетические потери радара в случае использования режима СДЦ? На примере подавления РЛС AN/MPQ-53 ЗРК «Патриот» в [15] предположено, что атакующие L целей находятся в одном элементе разрешения РЛС. Внутри этой зоны имеются отражения от выше упомянутой «групповой цели». Полезная цель практически полностью замаскирована сигналами мешающих отражений (см. затемнённую зону на Рис.1а). В режиме СДЦ помехи от МП компенсируются полностью, а помехи от ДО лишь частично, что обусловлено их движением под действием ветра.

В [15] оценено возможное применение в МФ РЛС AN/MPQ-53 адаптивного компенсатора доплеровского смещения частоты ДО, вызванного движением под действием ветра, что возможно устранение доплеровского смещения частоты за счет комплексного «доворота» сигнала в квадратурах или подстройки когерентного гетеродина.

В результате при включении адаптивного компенсатора скорости ветра, из которой видно, что в режиме СДЦ полезный сигнал от групповой цели полностью обнаруживается с помощью одной РЛС (см. Рис. 2 в).

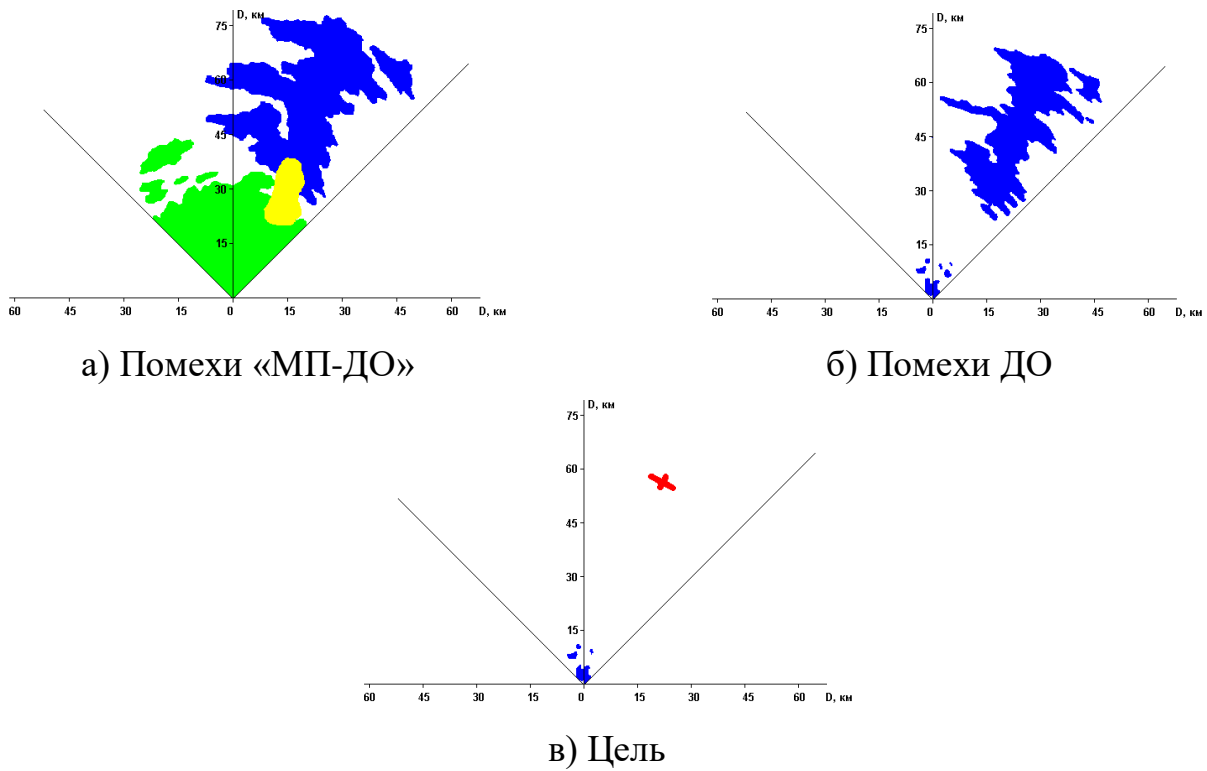


Рис.2. Воздействие пассивных помех на РЛС

Для ситуации с АП проиллюстрируем эффективность режима БПЧ на рис. 3а. Прежде изобразим для простоты картину воздействия АП в предположении, что ПП от МП и ДО отсутствуют, а несущая частота РЛС постоянна, т.к. используется режим КИ СДЦ.

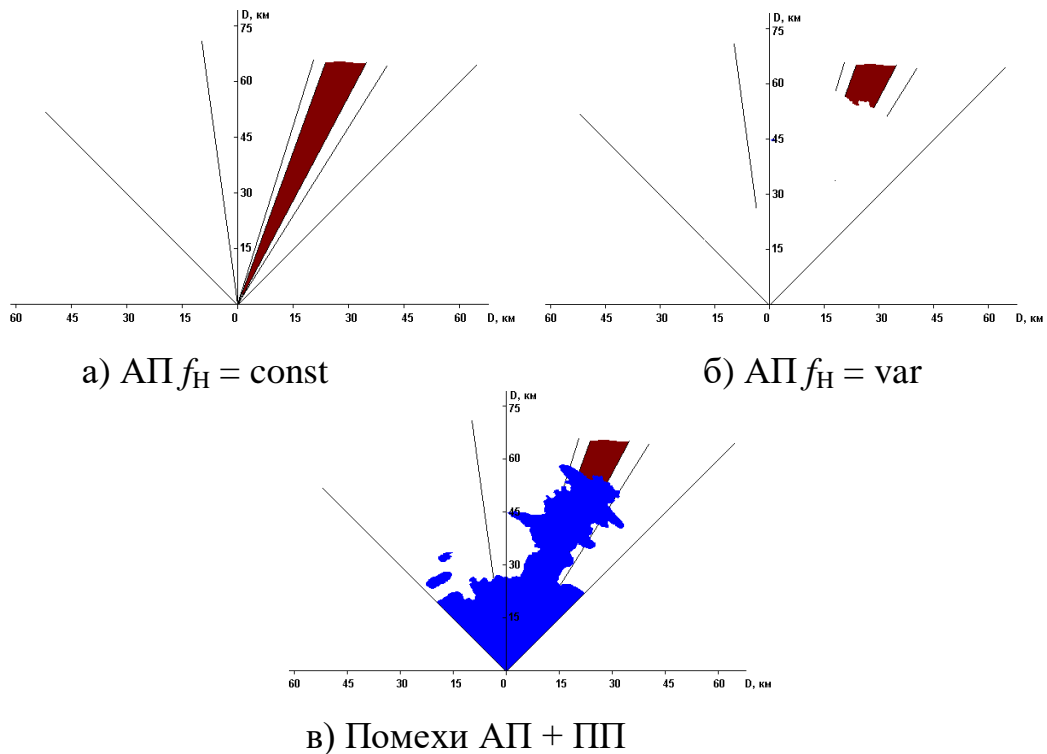


Рис. 3. Воздействие активных (а, б) и комбинированных (в) помех на РЛС для различных режимов ее работы

Из рис. 3а видно, что полезная цель полностью замаскирована в угловом секторе на линии «РЛС – цель» как в передней, так и в задней полусферах группы ЛА. При БПЧ (см. рис. 3.б) обнаруживаются ЛА, летящие впереди, так, например, если АП излучаются с ближайшего к РЛС самолета, то он обнаруживает сам себя, т.к. дальность может быть измерена по кромке «помеховой засветки». Таким образом, режим БПЧ является эффективным средством уменьшения маскирующего эффекта, вызванного воздействием на РЛС АП. Кроме того, наличие нескольких (двух и более) РЛС позволяет определить координаты ЛА за счет триангуляции, а в случае БПЧ – существенно упростить ситуацию обнаружения передовых ЛА, при этом ПП в режиме СДЦ не подавляются.

Для реализации режима СДЦ в r -кратной ЧПК, необходимо в каждой ячейке дальности совместно обработать $r + 1$ импульсов одной частоты, т.е. в течение $r + 1$ импульсов частота РЛС не должна изменяться или, по крайней мере, в течение времени $(r + 1)T$, где T – период повторения зондирующих импульсов в РЛС, режим БПЧ невозможен. Следовательно, в этом режиме АП могут быть использованы в качестве возможного средства для маскировки целей, в то же время ПП подавляются. В режиме БПЧ наоборот: компенсируются АП, но не компенсируются ПП.

Таким образом, применение СШП радиолокации (примеры с БПЧ и комбинированными ПП и АП) должно учитывать обстоятельства, связанные с ситуационной задачей. Тело неопределённости «кнопочного» типа – лишь сигнальная характеристика, реализуемая свои преимущества в виде тела вращения с круговой симметрией только в зонах одного шума приёмника [4].

Учитывая указанные обстоятельства, несмотря на то, что возможны эффективные способы подавления той или другой помехи, ответы на вопросы помехозащищённости РЛС в условиях комбинированных АП и ПП не столь очевидны. Эти вопросы являются предметом исследований в настоящей статье с целью поиска соответствующих эффективных алгоритмов поведения противоборствующих игроков - РЛС и РЭП.

3. Анализ энергетических потерь в РЛС в режиме СДЦ

В МФ РЛС AN/MPQ-53 в режиме СДЦ реализован режим двукратного ЧПК. В общем случае этот алгоритм вытекает из структуры алгоритма нерекурсивной цифровой фильтрации для знакопеременных биномиальных весовых коэффициентов $a_i = (-1)^i C_r^i$, где C_r^i - число сочетаний из r по i , r – порядок ЦФ (для двукратного ЧПК $r=2$). На «оптимальных» скоростях амплитуда полезного сигнала увеличивается в 2^r раз, а коэффициент усиления шума (по мощности, введено в [1]) равен:

$$k = C_{2r}^r = \frac{(2r)!}{(r!)^2}, \quad (6)$$

где C_{2r}^r - число сочетаний из $2r$ по r , ! – знак факториала.

Следовательно, как это следует из формулы (6), на «оптимальной» скорости отношение сигнал/шум по мощности возрастает в $2^{2r} \cdot \frac{1}{k} = \frac{2^{2r} (r!)^2}{(2r)!}$ раз, в то время как при оптимальной когерентной обработке (накоплении) $r+1$ импульсов отношение сигнал/шум по мощности увеличивается в $r+1$ раз.

Таким образом, потери в отношении сигнал/шум, для целей, летящих на «оптимальной» скорости, будут равны:

$$P_{\text{opt}} = 10 \lg \frac{(r+1)(2r)!}{2^{2r} (r!)^2}, \text{ дБ}, \quad (7)$$

что для $r = 1, 2, 3$ составляет 0, примерно 0,5 и примерно 1 дБ соответственно. Понятие «оптимальные» скорости [1] определяется как $\lambda/4 + k\lambda/2$, а «слепые» $k\lambda/2$, $k = 1, 2, 3, \dots, \lambda$ – длина волны.

В среднем по всем доплеровским частотам (скоростям) цели, когда коэффициент усиления шума по существу представляет собой усредненный коэффициент передачи цели, возникают дополнительные потери отношения сигнал/шум, определенные относительной разницей максимальных и средних уровней ЧХ режекторных фильтров (РФ) системы СДЦ:

$$P_d = 10 \lg \frac{2^{2r} (r!)^2}{(2r)!}, \text{ дБ}, \quad (8)$$

Суммарные потери $P_\Sigma = P_{\text{opt}} + P_d$, определяемые с помощью формул (7) и (8), для $r = 1, 2, 3$ составляют соответственно 3, примерно 4,7 и 6 дБ соответственно.

Как следует из формул (7) и (8), общая формула для суммарных потерь, определяющая общее снижение чувствительности в режиме СДЦ имеет вид

$$P_\Sigma = 10 \lg(r + 1), \text{ дБ} \quad (9)$$

Здесь следует отметить, что в режиме СДЦ (для скоростей цели, отличных от «слепых») может наблюдаться некоторое увеличение чувствительности системы по отношению к измерениям по выходу приемника, однако это увеличение отражает выигрыш по сравнению с одиночным сигналом, в то время как общие потери чувствительности по отношению к оптимальной обработке пачки из $r + 1$ импульсов все же определяются формулой (9). Для МФ РЛС АН/МРQ-53 эти потери составляют примерно 4,7 дБ, что эквивалентно уменьшению дальности на 31,6%.

При включении «адаптивного компенсатора ветра» потери могут увеличиться на 10 дБ, а дальность действия РЛС (в зонах МП и ДО) – в целом уменьшится в 1,3...2,3 раза в зависимости от соотношения доплеровского смещения частоты (вызванного ветром) и частоты повторения РЛС.

Потери 4,7 дБ возникают всегда, как только РЛС переходит в режим СДЦ, что связано с неравномерностью ЧХ ЦФ СДЦ типа «2 - кратный ЧПК» потери 0...10 дБ возникают при ветре $v_v > 9$ км/ч.

В [15] также произведена оценка уменьшения рабочих зон действия МФ РЛС при работе в условиях ПП.

Уменьшение дальности действия РЛС при работе в условиях ДО позволяет предположить, что обрабатываемый сигнал находится в ограничении, наличие же дополнительных отражений от МП существенно усугубляет эту ситуацию и приводит к дополнительным энергетическим

потерям полезного сигнала. В зонах сосредоточения МП, пространственное распределение которых в объеме «дальность – азимут – угол места» может быть достаточно произвольным, с большой вероятностью возможно существенное ухудшение видимости целей вплоть до полной их потери.

4. Энергетические соотношения при работе в условиях воздействия комбинированных помех

Ранее мы отмечали, что уровень ПП от МП зависит как от параметров РЛС, так и от параметров пространственного распределения и свойств окружающих местных предметов. Помехи от МП по своему происхождению являются неорганизованными. Помехи от ДО, имитируя изменение «конфигурации» окружающей обстановки, по существу - организованы. Форма и размеры облака ДО могут быть достаточно произвольными, и для их постановки (в рабочей зоне РЛС) практически не существует ограничений их размещения. В отличие от ПП, активные помехи АП всегда являются организованными. При анализе воздействия на РЛС комбинированных ПП и АП прежде остановимся на оценке энергетического потенциала станции активных помех (САП) для ситуации, когда с помощью ДО, либо с помощью соответствующего планирования операции (имеется в виду работа в условиях помех от МП на малых высотах), вероятному противнику навязан режим СДЦ. В этом случае в целях маскирования целей в угловом секторе по линии «РЛС – цель» расчет энергетического потенциала достаточно провести для предельной дальности обнаружения (150...200 км), т.к. ситуации, когда на каком-то рубеже полезный сигнал от цели существенно превысит сигнал АП, не возникнет. Это связано с тем, что в режиме СДЦ в целях исключения ограничения сигналов и уменьшения вероятности пропуска цели будет применяться адаптивная ВАРУ с зависимостью усиления от дальности вида $\frac{1}{D^2} \div \frac{1}{D^4}$, где D – дальность от РЛС до цели. Уровень сигнала АП, рассчитанный для рубежа 150...200 км, будет достаточным для маскирования целей вплоть до участка «мертвой зоны» РЛС. Абсолютное значение этого уровня должно быть достаточным для того, чтобы

в данном элементе разрешения порог обнаружения РЛС был превышен, т.е. выработан сигнал «ложной тревоги». Из-за некогерентности сигнала АП по отношению к собственному сигналу РЛС сигнал АП будет обнаруживаться как движущаяся цель. Для более эффективного воздействия на него должно быть введено доплеровское смещение частоты в районе первой «оптимальной скорости», соответствующей частоте $F_{\Pi}/2$ (эта частота наименее подвержена вобуляции частоты повторения).

Ценой снижения эффективности САП на 3 дБ технически просто имитацию оптимальной скорости» можно осуществить мерцанием помехи на частоте $F_{\Pi}/2$, где $F_{\Pi}=1/T_{\Pi}$ – частота, а T_{Π} – период зондирования в РЛС. Оценим, далее, возможности по уменьшению потенциала САП за счет перехода от режима генерации заградительных помех к режиму генерации прицельных помех, в т.ч. в варианте формирования имитационно-маскирующих помех на частотах, соответствующих «оптимальным» скоростям.

Ввиду того, что все 160 частот МФ РЛС распределяются в системе между пятью РЛС, мощность отдельной САП может быть уменьшена на 7 дБ. В режиме СДЦ количество одновременно воспроизводимых (запоминаемых) на интервале времени $31T$ частот уменьшается с 31 до 10, следовательно, мощность САП может быть дополнительно уменьшена в 3 раза, т.е. еще на 4,7 дБ. Учитывая различие усиления на «оптимальной» скорости от коэффициента передачи шума системы СДЦ на 4,3 дБ, общий резерв адаптации к полосе частот составит 40,5 раз, что уменьшает мощность САП на 16 дБ.

5. Оценка эффективности радиоэлектронного подавления импульсно - доплеровских РЛС с когерентным многочастотным сигналом

В последнее время всё чаще в РЛС применяется многочастотная СШП радиолокация. Наибольшее распространение получили сигналы с дискретно - линейным законом изменения частоты сигнала от импульса к импульсу на сетке когерентных частот синтезатора, полученных дробно-кратным преобразованием, т.е. сигналы с линейной дискретной БПЧ. Такой сигнал по существу является последовательностью узкополосных импульсов с

изменяющейся частотой, который в определенной степени аналогичен одиночному импульсу с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). По известной терминологии это не совсем СШП сигнал, а точнее - составной дискретный квази-СШП сигнал.

Амплитуды и фазы эхо-сигналов N импульсов записываются в память ЭВМ. Далее в электронном виде формируется частотно - временная матрица, состоящая K из столбцов и N строк. В столбцах матрицы располагаются комплексные данные на N различных частотах зондирования, а в строках – данные наблюдений во времени в пределах выбранного интервала синтезирования $T_c = NTK$.

Выбор закона БПЧ в пользу линейного, как и других детерминированных, нельзя считать удачным, т.к. при работе РЛС в условиях АП после несложного радиочастотного мониторинга существует вероятность постановки ответных синхронных помех на частоте закона БПЧ. Таким образом, закон БПЧ в общем случае должен быть случайным.

Перестройка несущей частоты по случайному закону также желательна и по причине придания телу неопределенности формы круговой симметрии, обеспечивающей одинаковые возможности совместного разрешения сигналов как по дальности R , так и по скорости V .

Однако получить тело неопределенности с нулевыми боковыми лепестками невозможно, т.к. существует известное ограничение, которое не позволяет произвольно менять форму тела неопределенности. По условиям решаемой задачи РЛС подвергается воздействию интенсивных АП, в частности хаотических импульсных помех (ХИП), которые существенно искажают синтезируемое изображение.

Применение на приеме сигналов алгоритмов обработки типа «широкополосное ограничение АП и узкополосная фильтрация» (так называемые системы ШОУ - фильтр) в этой ситуации является весьма полезным, т.к. бинарно – знаковое квантование сигнала в квадратурах в процессе обработки сигналов может быть линеаризовано, а жесткое

ограничение сигнала на входе придаст свойство непараметричности входной статистике, отнормирует масштаб радиоэлектронного изображения (РЛИ).

Существует явная необходимость расширения спектра сигнала. Для реализации сверхразрешения требуется повышать порядок модели сигнала, расширяющего спектр несущего колебания. С некоторой натяжкой можно назвать широкополосными методы, у которых произведение $TW \gg 1$ имеет величину значительно большую единицы. Было предложено разбивать информационную посылку длительностью T на элементы длительностью τ с полосой $W \sim 1/\tau$ при значении базы $TW \gg 1$. Число элементарных импульсов $N = T/\tau = TW$. ($B = TW$ - база сигнала). Существуют и другие методы построения широкополосного сигнала. При них частотно – временная область делится на полосы шириной $\Delta_f = 1/T$ по оси частот и на временные интервалы длительностью $= 1/W$ по оси времени. Получающееся при этом разбиение частотно – временной области Δ_t показано на рис. 4 б.

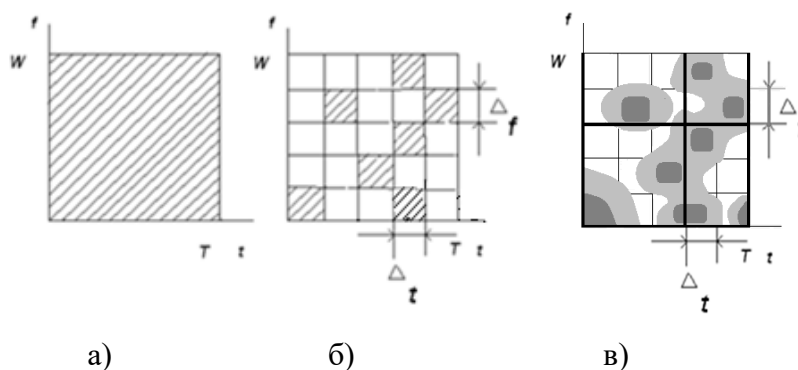


Рис. 4. Частотно – временная область для системы с непрерывным (а), разрывным (б) и стохастическим (в) по времени и частоте сигналами

Такой метод построения широкополосного сигнала называют иногда частотно-временным разнесением. Синтезированные сигналы называются составными сигналами. При передаче одновременно нескольких импульсов на различных частотах мы получаем частотное разнесение сигнала. Временное разнесение, т. е. передача последовательности импульсов на некоторой постоянной частоте – это время-импульсная модуляция (ВИМ).

Если полагать, что интервалы $[0, T]$ и $[0, W]$ – представляют собой интервалы соответствующих эффективных значений, то база сигнала $B = TW$

равна площади прямоугольника, заштрихованного на рис. 4 а, сравнение которой с суммарной площадью заштрихованных зон на рис. 4 б даёт всегда меньшее значение. Рандомизация (хаотизация) временных и частотных параметров сигнала размывает границы зон частотно-временного распределения ресурса (см. Рис.4 в), может привести к увеличению общей зоны покрытия прямоугольника $W \times T$ в сравнении с Рис. 4 б и таким образом увеличить базу B (зону покрытия) сигнала. Для сравнения многоканальных РЛС с ПВ обработкой с расширением спектра можно использовать новое (обобщённое) понятие энергопотенциала:

$$P_{об} = P_{пер} NML / P_{пред} , \quad (10)$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика, $P_{пред}$ – чувствительность приёмника, N – размерность временного, а M и L – размерности пространственного окна (M – по азимуту, а L – по углу места).

6. Анализ применения комбинированных помех

Рассмотрим вопросы снижения эффективности импульсно - доплеровских РЛС с БПЧ при воздействии комбинированных (ПП + АП) помех. Проанализируем ухудшение видимости полезных сигналов на фоне комбинированных помех в случае применения групповой как в РЛС дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) «АВАКС» и поимпульсной перестройки несущей частоты зондирующих сигналов и выделим ограничения на пределы перестройки частоты для различных алгоритмов межимпульсной обработки при использовании когерентного многочастотного сигнала.

Применение комбинированных помех (КП) открывает новые возможности в радиоэлектронном подавлении (РЭП) импульсно-доплеровских РЛС с перестройкой несущей частоты (ПНЧ). Указанное обстоятельство объясняется тем, что требования к подавлению пассивных (ПП) и активных (АП) помех противоречивы: в одном случае требуется постоянство несущей частоты (для обеспечения режима СДЦ), в другом – ее изменчивость (для устранения влияния ответных АП на дальностях до помехопостановщика и снижения порогового отношения сигнал-шум за счет эффектов многочастотной

радиолокации).

Сложность компенсации ПП в условиях воздействия КП приводит к необходимости снижения темпа ПНЧ (переход к изменению частоты от группы к группе импульсов), либо к необходимости введения «прореживания», когда обработка отсчетов эхо-сигнала осуществляется через интервалы времени $t_v = vT$, где $v = 2, 3, \dots$ - коэффициент «прореживания»; T – период зондирования РЛС. В обоих случаях число возможных значений частоты в РЛС уменьшается. Кроме того, при групповой ПНЧ снижается защищенность РЛС от АП, а при поимпульсной ПНЧ с «прореживанием» - защищенность от ПП.

Вопросам оценки эффективности РЭС РЛС с ПНЧ посвящена работа [15], однако анализ ухудшения видимости сигналов цели на фоне КП в случае групповой и поимпульсной ПНЧ не завершен. В частности, не определены пределы изменения несущей частоты в зависимости от допустимых пределов ухудшения качества когерентной многоканальной обработки.

Для оценки защищенности импульсно - доплеровских РЛС с ПНЧ по аналогии с работой воспользуемся коэффициентом информационного ущерба J , определяемым как отношение времени, в течение которого РЛС подавлена, к общему времени работы РЛС (при равномерном обзоре это отношение площади зоны подавления к площади рабочей зоны РЛС).

Качество подавления ПП в системе СДЦ будем оценивать с помощью нормированного коэффициента подавления.

С учетом сформулированного критерия повышение эффективности РЭП импульсно-доплеровской РЛС с ПНЧ будем непосредственно связывать с ухудшением видимости полезных сигналов, наблюдаемых на фоне помех.

С целью оценки возможности совмещения режимов ПНЧ и СДЦ прежде приведем общие соотношения по снижению чувствительности РЛС в режиме СДЦ.

Проанализируем прохождение ПП через ЦРФ системы СДЦ, для которого вход x_n и выход y_n в моменты времени $t_n = nT$ связаны соотношением:

$$y_n = \sum_{i=0}^r a_i x_{n-i}, \quad (11)$$

где a_i - весовые коэффициенты РФ;

r – порядок РФ;

x_{n-i} - отсчеты эхо-сигнала x_n , задержанные на время iT .

Для систем типа r -кратных череспериодных компенсаторов ВК:

$$a_i = (-1)^i C_r^i, \quad (12)$$

где C_r^i - число сочетаний из r по i . Следовательно, амплитуда полезного сигнала на «оптимальных» скоростях увеличивается в 2^r раз, шум (по мощности) – в $K_{ш} = C_{2r}^r$ раз, отношение сигнал/шум – в $2^{2r} (C_{2r}^r)^{-1}$ раз.

Средний коэффициент передачи цели равен $K_{ш}$, поэтому по ансамблю скоростей изменения отношения сигнал/шум на выходе РФ не происходит.

При идеальной когерентной обработке (накопление $r+1$ импульсов) соответствующее увеличение отношения сигнал/шум равно $r+1$, следовательно, в режиме СДЦ возникают потери чувствительности:

$$L_1 = (1 + r)^{-1} \quad (13)$$

Для РФ со знакопеременными биномиальными ВК (12) потери (14) чувствительности РЛС в режиме СДЦ составляют 3; 4,77; 6 дБ для $r = 1; 2; 3$, соответственно. При групповой перестройке несущей частоты по M ($M \geq r + 1$) импульсов на каждой из K частот (пачка общим объемом $N = MK$ импульсов) указанные потери могут быть скомпенсированы за счет многочастотного облучения цели [10]. В случае, если задано K , возможности снижения порогового отношения сигнал/шум в значительной степени определяются параметром $K \leq \frac{N}{r+1}$, для $P_{обн} = 0,9$; $P_{л.т.} = 10^{-6}$; $N = 36$ выигрыш многочастотного облучения цели уменьшается (потери L_2) с 8,1; 7,6; 6,7 дБ

при $K = 10$ до 7,3; 6,8; 6,3 дБ при $K = 5$, до 5,2; 5; 4,8 дБ при $K = 2$ и до нуля при $K = 1$, для $r = 1; 2; 3$, соответственно.

При ПНЧ «с прореживанием» в обработке возникают дополнительные потери L_3 , обусловленные уменьшением коэффициентов межпериодной корреляции ρ отсчетов ПП, т.к. при C_{2r}^r всегда $\rho(vT) < \rho(T)$.

Выражения для коэффициентов подавления с учетом этого фактора для $r = 1; 2; 3$ могут быть представлены в следующем виде:

$$K_{П1} = 0,5 [1 - \rho(vT)]^{-1}; \quad (14)$$

$$K_{П2} = 0,5 [3 - 4\rho(vT) + \rho(2vT)]^{-1}; \quad (15)$$

$$K_{П3} = 0,5 [10 - 15\rho(vT) + 6\rho(2vT) - \rho(3vT)]^{-1}. \quad (16)$$

Полагая, что энергетический спектр ПП является гауссовым и его среднеквадратическая ширина $\sigma_f \ll T^{-1}$, можно показать, что зависимость коэффициентов подавления (14) - (16) представима в явном виде от параметра v :

$$K_{П1} = av^{-2}; \quad (17)$$

$$K_{П2} = \frac{1}{3} a^2 v^{-4}; \quad (18)$$

$$K_{П3} = \frac{1}{15} a^3 v^{-6}, \quad (19)$$

где $a = (2\pi\sigma_{ПП}T)^{-2}$, здесь $\sigma_{ПП} \ll T^{-1}$ - СКО спектра ПП.

Подавление ПП в каждом из K частотных каналов системы СДЦ уменьшается в v^{2r} раз. Вследствие того, что выходы каналов в системе СДЦ «с прореживанием» объединяются некогерентно, увеличение потерь L_3 может быть скомпенсировано увеличением диапазона ПНЧ, т.е. уменьшением других потерь L_2 .

Нескомпенсированные остатки ПП на выходе системы СДЦ обуславливают увеличение порога обнаружения в схеме постоянной вероятности ложной тревоги.

Суммарные энергетические потери совокупности m факторов $L_{\Sigma} = \prod_{i=1}^m L_i$,

где L_i - потери, обусловленные i -м фактором.

При известной взаимосвязи энергетических потерь и дальности D_0 действия РЛС коэффициент информационных потерь $J \approx D_0^{-1} L_{\Sigma}^{1/4} D_0 = L_{\Sigma}^{1/4}$.

7. Оценка информационного ущерба при воздействии на РЛС активных помех

Не останавливаясь на рассмотрении вопросов, связанных с противостоянием РЛС и РЭП и относящихся к теории игр, отметим, что станция АП отвечает на каждый излученный РЛС импульс. Узкий спектр прицельных помех и значительные мощности передатчиков позволяют сравнительно просто подавить РЛС даже при воздействии по боковым лепесткам ДН приемной антенны. В комбинации с отражениями от местных предметов, гидрометеоров и организованных ПП этот вид помех представляет серьезную опасность для РЛС обнаружения и сопровождения малозаметных летательных аппаратов.

Перспективным способом защиты РЛС с СДЦ от прицельных по частоте ответных является перестройка несущей частоты (ПНЧ), однако не все алгоритмы ПНЧ в одинаковой степени удовлетворяют противоречивым требованиям обеспечения приемлемого качества подавления ПП и обеспечения минимума информационного ущерба, наносимого АП.

При групповой ПНЧ исключается возможность попадания АП в приемный тракт РЛС при первом импульсе каждой группы, поэтому коэффициент информационного ущерба J функции от дальности до помехопостановщика линейно уменьшается от 1 (на нулевой дальности) до

$J=(M-1)M^{-1}$ на максимальной дальности, при этом одиночные импульсы АП на выходе системы СДЦ размножаются в M раз.

При поимпульсной ПНЧ коэффициент информационного ущерба J при тех же условиях линейно уменьшается от 1 до 0.

Дополнительное исключение возможности попадания АП в приемный тракт РЛС может быть достигнуто за счет БПЧ при одновременном переходе на повышенную частоту повторения и режим СДЦ «с прореживанием».

В этом случае в каждом периоде однозначного отсчета дальности излучается N импульсов, сформированных на различных несущих частотах и сдвинутых относительно друг друга на время T/p .

Таким образом, формируется p перемежающихся импульсных последовательностей, при этом отраженные сигналы когерентно обрабатываются p приемниками, совмещаются на временной оси и некогерентно суммируются, либо используется один приемник, частота настройки которого изменяется по дальности по специальной программе в обоих случаях максимальное значение коэффициента информационного ущерба уменьшается в p раз.

8. Ограничение девиации частоты при работе с когерентным многочастотным сигналом

В импульсно - доплеровских РЛС с многочастотными сигналами цель последовательно облучается N сигналами на различных частотах. При использовании когерентных многочастотных сигналов (КМС), если время корреляции отраженных сигналов превышает время наблюдения $T_n = NT$, прием и обработка сигналов могут осуществляться когерентно, при этом достигаются известные преимущества, связанные с компенсацией ПП в системе СДЦ и (или) когерентным накоплением импульсов цели в когерентном накопителе. Кроме того, применение КМС преследует цель уменьшения потерь L_3 . При БНЧ отдельные частоты формируются из одного источника, и перед когерентным суммированием (вычитанием) сигналы в квадратурах «сводятся» к одной частоте (нулевой для ПП).

Как уже указывалось, для достижения этого необходимо, чтобы БПЧ осуществлялась на сетке несущих частот, синтезированных из одного общего источника (например, дробно-кратным преобразованием некоторой исходной частоты ВЧ - генератора), а когерентное интегрированием целей и компенсация ПП в РЛС – осуществлялась в дискретных точках частоты Доплера. Остановившись на задаче компенсации ПП в РФ системы СДЦ отметим, что компенсация ПП от неподвижных местных предметов при БПЧ зондирующих сигналов может быть осуществлена предварительным сведением частоты эхо-сигнала отдельных зондирований к «нулевой» доплеровской частоте. Возможно ли это для произвольных объектов. При использовании КМС диапазон БПЧ не должен превышать величины, при которой значения коэффициентов межимпульсной корреляции сигналов снижаются ниже допустимых значений.

Оценивая пределы измерения несущей частоты в случае применения КМС, воспользуемся понятием частотной характеристики пространственно-распределенного объекта $\dot{H}(\omega) = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, характеризующей изменение комплексного коэффициента передачи объекта отражения в зависимости от облучаемой частоты ω .

Нетрудно показать, что для простейшей s -точечной модели, блестящие точки (БТ) которой равномерно распределены по дальности, а ее размер существенно меньше импульсного объема:

$$\dot{H}(\omega) = \sum_{i=1}^s \dot{b}_i e^{-j\omega(i-s)\tau}, \quad (20)$$

где $\dot{b}_i = b_i e^{j\varphi_i}$ - комплексный весовой коэффициент отражения i -й БТ;

$\tau = \frac{2R}{c(s-1)}$ - относительная задержка эхо-сигнала соседних БТ;

R – размер объекта по дальности, м;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость распространения электромагнитных волн.

Выделяя модуль и фазу в (20), получим выражения для амплитудно-частотной $H(\omega)$ и фазо-частотной $\varphi(\omega)$ характеристик цели:

$$H(\omega) = + \left\{ \sum_{i=1}^s \sum_{j=1}^s b_i b_j \cos[\omega(i-j)\tau - \Delta\varphi_{ij}] \right\}^{1/2}, \quad (21)$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{\sum_{i=1}^s b_i \sin[\omega(i-s)\tau - \Delta\varphi_i]}{\sum_{i=1}^s b_i \cos[\omega(i-s)\tau - \Delta\varphi_i]}, \quad (22)$$

где $\Delta\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j$ - разность фаз при отражении от i -й и j -й БТ.

Поскольку интервал τ по существу представляет собой интервал временного квантования, из-за периодичности функций e^{jx} , $\cos x$, $\sin x$ возникает явление «наложения» спектров, в результате чего частотные характеристики $\dot{H}(\omega)$, $H(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ становятся периодическими по частоте ω с периодом, равным $\Omega = \frac{2\pi}{\tau}$.

На рис. 5 показан один частотный «домен» (период) частотных характеристик $H(\omega)$ для трех типов объектов ($i=1, 2, \dots, s$): 1) $s=1$, $b_1=1$; 2) $s=2$, $b_1 = -b_2 = 1$; 3) $s=4$.

Из этого рисунка легко установить связь между параметрами амплитудной ΔH (в общем случае и фазовой $\Delta\varphi$) модуляцией сигнала и интервалом $\Delta\omega = \omega_{n+1} - \omega_n$ БПЧ от частоты ω_n на n -м зондировании до частоты ω_{n+1} на $(n+1)$ -м зондировании. Максимальная модуляция возникает у объекта 3. У объекта 1 модуляция отсутствует.

Учитывая, что при равновесном суммировании эхо-сигналов отражений от отдельных БТ формируется частотная характеристика типа $\frac{\sin sx}{\sin x}$, по точкам максимальной крутизны ее главного лепестка можно установить следующие соотношения между ΔH , $\Delta\varphi$ и $\Delta\omega$:

$$\Delta H = \frac{s\tau}{2 \sin \frac{\pi}{s}} \Delta\omega, s > 1, \quad (23)$$

$$\Delta\varphi = \frac{(s-1)\tau}{2} \Delta\omega. \quad (24)$$

Нормируя (22) и (23) к максимумам $H_{\max} = 1$ и $\varphi_{\max} = \pi$, получим для индексов амплитудной (АМ) и фазовой (ФМ) модуляции сигнала:

$$\xi_{\text{АМ}} = \frac{\Delta H}{H_{\max}} = \frac{\tau \Delta\omega}{2 \sin \frac{\pi}{s}}, \quad (25)$$

$$\xi_{\text{ФМ}} = \frac{\Delta\varphi}{\varphi_{\max}} = \frac{\tau(s-1)\Delta\omega}{2\pi}. \quad (26)$$

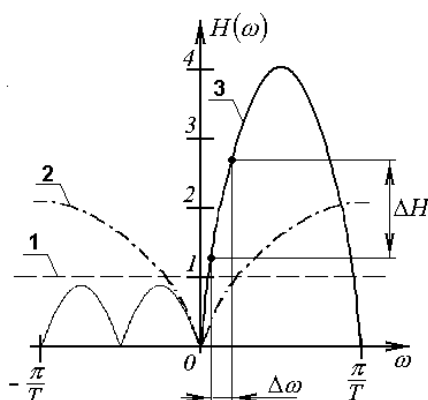


Рис. 5. К вопросу появления амплитудной модуляции ΔH отраженного сигнала при ПНЧ – частотная характеристика $H(\omega)$

При $s \gg 1$ из (26), (27) и (21) имеем

$$\xi_{\text{АМ}} \cong \xi_{\text{ФМ}} \cong \xi = \frac{\tau s \Delta\omega}{2\pi} = \frac{R\Delta\omega}{c\pi},$$

откуда для допустимого индекса модуляции ξ имеем следующую формулу для оценки сверху диапазона ПНЧ:

$$\Delta\omega \leq \frac{c\pi\xi}{R}. \quad (27)$$

Наличие амплитудной и фазовой модуляции отраженного сигнала при выполнении операции «сведения» частоты не позволяет уменьшить ширину спектра в целом частотно модулированного (за счет БПЧ) ответного сигнала до соответствующих пределов, в результате чего эффективность когерентной обработки снижается.

Используя полученные соотношения, оценим пределы ПНЧ для следующих алгоритмов когерентной межимпульсной обработки:

- 1) компенсация ПП в системе СДЦ нерекурсивным РФ с ВК;
- 2) когерентное накопление сигналов N - импульсным когерентным накопителем (например, ДПФ-типа).

При компенсации ПП в условиях амплитудных и фазовых флюктуаций сигнала необходимо, чтобы уровень некомпенсированных остатков на выходе РФ системы СДЦ был бы примерно равен уровню собственных шумов приемника. В ряде случаев это эквивалентно тому, чтобы индекс модуляции ξ и нормированный к шуму коэффициент подавления $K_{\text{ПН}} = \frac{K_{\text{П}}}{K_{\text{Ш}}}$ были связаны между собой следующим соотношением:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{K_{\text{ПН}}}} \quad (28)$$

Подставляя (28) в (27), получим:

$$\Delta\omega \leq \frac{\sigma\pi}{R\sqrt{K_{\text{ПН}}}} \quad (29)$$

По формуле (29) можно получить численные значения $\Delta\omega$ для заданных параметров объекта отражения R, $\rho(\cdot)$ и параметров алгоритма обработки r, v, в том числе для рассматриваемого варианта поимпульсной ПНЧ без «прореживания» (v=1).

При когерентном накоплении сигнала с N - импульсным когерентным накопителем (например, многоканальным доплеровским фильтром ДПФ - типа) относительный уровень «паразитных» амплитудных и фазовых

флюктуаций может достичь величины, обратной улучшению отношения сигнал/шум при накоплении. Указанное обстоятельство означает то, что индекс паразитной модуляции:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (30)$$

Подставляя (30) в (29), получим формулу для оценки интервала перестройки частоты $\Delta\omega$ для рассматриваемого случая:

$$\Delta\omega \leq \frac{c\pi}{R\sqrt{N}}.$$

Пределы ПНЧ $\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$ в функции от R для различных параметров $K_{\text{ПН}}$, N представлены на рис. 6, из которого следует, что требования на диапазон перестройки несущей частоты возникают с увеличением размеров цели R и повышением требований на качество когерентной обработки (увеличение допустимых значений $K_{\text{ПН}}$ и N).

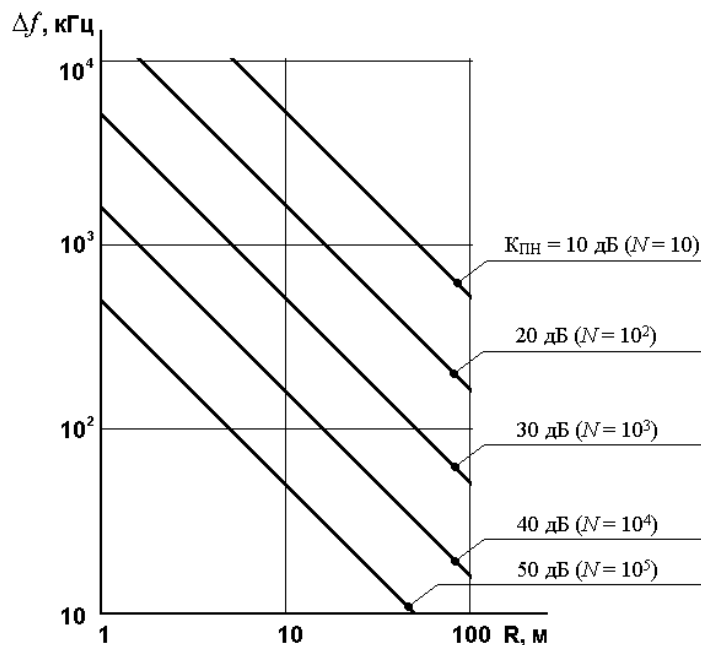


Рис.6. Пределы ПНЧ импульсно - доплеровских РЛС – ограничения диапазона ПНЧ для различных $K_{\text{ПН}}$ и N .

Таким образом, применение комбинированных (ПП плюс АП) помех для РЭП РЛС с БПЧ в существенной степени предопределяет алгоритмы ПНЧ и параметры межимпульсной обработки сигнала в системе СДЦ.

В перспективном с точки зрения устойчивости к воздействию КП вариантом использования полностью когерентной обработки на основе КМС накладываются существенные ограничения на диапазон (девиацию) БПЧ, что создает лучшие условия для подавления РЛС рассматриваемого типа, путём применения АП на основе технологии DRFM.

Заключение

Радар реализует (и это логично) все возможности оптимальной, либо квазиоптимальной обработки на фоне комплекса помех, а комплекс РЭП стремится подавить радар независимо от параметров его зондирующего сигнала, используя в самом общем случае технологию запоминания обычных или пространственных частот (распределение поля в апертуре ФАР).

Ограничиваясь рассмотренными в данном разделе комбинациями присутствия (отсутствия) активных и пассивных помех – всего четыре комбинации индикаторных переменных $\theta_{АП} \in 1/0$, $\theta_{ПП} \in 1/0$ – отметим, что каждая комбинация по-своему уникальна и требует специального анализа. В настоящем разделе приведен подробный анализ этих ситуаций и сделаны конкретные частные выводы по подразделам, касающиеся энергетических потерь, нанесенного «информационного ущерба» и т.п. и в результате выявления отличий пороговых сигналов обнаружения. На примере подавления радара МРQ-53 МФ комплекса «Патриот» получены примерные количественные оценки.

Рефлективность процедур РЭП КИ РЛС предполагает «навязывание» радару определенной помеховой комбинации индикаторных переменных $\theta_{АПi}$, $\theta_{ППi}$ и «быстрый переход» на другую помеховую комбинацию переменных $\theta_{АПi}$, $\theta_{ППi}$, к которой радар «не готов» даже в случае его «желания» постоянно использовать режим БПЧ. Процедуры БПЧ в можно рассматривать как

процедуры рандомизации по несущей частоте $\omega = 2\pi f$.

Анализ особенностей работы РЛС в условиях ПП показывает, что при их отсутствии скоростная характеристика РЛС является равномерной, в связи с чем параметры активных помех достаточно выбирать на основе запоминания копии сигнала (технологии DRFM). При наличии пассивных помех параметры активных помех могут выбираться с учетом окон повышенной чувствительности скоростной характеристики РЛС, положение которых задается совокупностью параметров λ и T .

Обработка сигналов в системах РЭП также является многоканальной по пространству и времени. Зеркальность действий РЛС и РЭП приводит к тому, что, согласно теории игр, становится оптимальным стремление к достижению «седловых ситуаций равновесия». При оптимальном поведении противодействующих сторон всегда выигрывают «белые», поскольку они начинают первыми. Рассмотрение противостояния сторон «в динамике» всё же оставляет свободной «нишу» поиска у противоборствующей стороны тех или иных ошибок, приводящих к частным потерям, подлежащих оценке.

Литература

1. Бакулев П.А., Стёпин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с., ил.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1986. – 448 с., ил.
3. Современная радиолокационная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. – М.: «Радиотехника», 2006. – 424 с.: ил.
4. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. Радиолокация: стохастический подход. Монография. – М.: Горячая линия - Телеком, 2016, 576 с.: ил.
5. Горбунов Ю.Н. Когерентно - импульсные и когерентно – шумовые РЛС: общее и различия. Журнал «Вестник РАЕН». 2018 г. №3, т. 18, с.25 - 37.

6. Горбунов Ю.Н. Цифровая обработка сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования: Монография / Федеральная космическое агентство, ФГУП «Центральный научно – исследовательский институт (ЦНИРТИ) им. академика А.И. Берга» - М.: 2007, - 87 с.

7. Горбунов Ю.Н. Рандомизированная обработка сигналов в радиолокации и связи". Монография ISBN 978-3-659-37797-6. - Издательство «LAP LAMBERT Academic Publishing», 66121, Saarbrücken, Germany, 2015, 150 с.: ил.

8. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. - М.: Госэнергоиздат, 1956. - 152 с.

9. Горбунов Ю.Н. Радиолокация высокого разрешения: обрабатываемый спектральный анализ // Журнал радиоэлектроники :электронный журнал. 2018, №10. URL:<http://jre.cplire.ru/jre/oct18/7/text.pdf>

10. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Нью – Йорк, 1970: Пер. с англ. (3 том в издании из четырёх томов) / Том 3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А.С. Винницкого. – М.: Сов. Радио, 1978, 528 с., с ил.

11. Горбунов Ю.Н. Принцип стохастического обеления пассивных коррелированных помех в задаче оптимизации систем селекции движущихся целей // Информационно-управляющие системы, 2015, №2, С. 15-22.

12. Черняк Ю. Б. Корреляторы с идеальными ограничителями // Радиотехника. – 1965. - т.20. - №3.

13. Черняк Ю. Б. Об эффективности квантования при цифровой фильтрации сигналов в коррелированном шуме // Вопросы радиоэлектроники. – 1980.- Серия От. - Выпуск 1.

14. Горбунов Ю.Н. Стохастическая интерполяция пеленга в адаптивных антенных решетках с последовательным диаграммо-образованием на базе усечённых (малоэлементных) апертур и робастных статистик сигнала на входе // Издательство «Радиотехника», Журнал «Антенны», 2015, №6, С. 18-26.

15. Горбунов Ю.Н. Особенности работы бортовых авиационных комплексов наблюдения и поиска целей в условиях пассивных и активных помех.// Сборник научных трудов Международной НТК «Научно – технические проблемы построения систем и комплексов землеобзора, дозора и управления и комплексов с беспилотными летательными аппаратами», 23 мая 2013 г. – М.: ОАО «Концерн радиостроения «Вега», Т.1, с.36 – 51.

16. Вишин Г.М. Селекция движущихся целей.- М.: Воениздат, 1966. – 275 с.

Для цитирования:

Ю. Н. Горбунов, Г. Л. Акопян. Пространственно-временная обработка сигналов в радиолокации и радиоэлектронном подавлении: ограничение возможностей. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun19/15/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.6.15