

Секция № 1

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ БОЛЬШОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СКРЫТНОСТИ РАБОТЫ РЛС

Ширман Я.Д., Николаев А.И.

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана

105005, г. Москва, 2-я Бауманская ул., д.5, тел/факс. 8(499)267-75-96

E-mail: alex.nikolaev@bk.ru

In work is proposed use long duration chirp signals with time-frequency tuning in wide range for increase of radar emission security. Design concepts of radars with emission of single- and multifrequency chirp signals are considered.

Впервые принципиальная возможность обеспечения скрытной работы излучающих радиоэлектронных средств, была сформулирована академиком В. А. Котельниковым в 1995 году [1]. Им было показано, что наиболее приемлемым с точки зрения скрытности является шумовой зондирующий сигнал (сигнал с минимальной вероятностью правильного обнаружения) с возможно большей величиной произведения длительности $\tau_{и}$ на ширину спектра Δf .

С этого времени в нашей стране и за рубежом опубликовано большое число работ, в которых предложены разнообразные варианты построения и описаны экспериментальные исследования РЛС с шумовыми (модулированными шумом) зондирующими сигналами. В обзоре [2], например, рассмотрено более 20 работ по шумовым РЛС, выполненных до 1986 года, а в библиографическом указателе [3] приведен список перечень 106 отечественных и зарубежных работ, выполненных в основном после 1968 года. Однако практическая реализация РЛС с шумовыми зондирующими сигналами встречает серьезные технические трудности построения систем формирования и обработки сигналов, обусловленные низким коэффициентом полезного действия передатчиков и сложностью (многоканальностью) приемных устройств. Эти факторы серьезно затрудняют реализацию шумовых РЛС.

Для упрощения приемных устройств предлагались специальные методы обработки шумовых сигналов: спектральная обработка [4, 5], двойная спектральная обработка [6], и т.д. В последние годы наметились определенные возможности по созданию шумовых РЛС сравнительно малых дальностей действия, например, РЛС предупреждения столкновений [7, 8]. Однако скрытные РЛС с шумовыми сигналами для обнаружения наземных (надводных), а тем более воздушных целей к настоящему времени еще не разработаны.

В этой связи основное внимание отечественных и зарубежных специалистов уделялось шумоподобным сигналам. Предлагались к внедрению фазоманипулированные сигналы со случайными законами фазовой манипуляции, с полифазными кодами, с амплитудно-фазовой манипуляцией [1] и частотно-манипулированные сигналы [9...12].

Важным направлением повышения скрытности является использование когерентных импульсных последовательностей зондирующих сигналов с внутриимпульсной модуляцией и большим временем когерентного накопления [13, 14]. Недостатком таких сигналов является неполное использование возможностей реализации скрытной работы при заданном темпе обзора, обусловленное импульсным характером излучения. В этом случае дальность разведки излучения РЛС повышается примерно в \sqrt{Q} , где Q – скважность, по сравнению с РЛС имеющей ту же дальность действия, но использующей за время облучения непрерывный сигнал.

Рассмотрим поэтому возможности применения сигналов третьего класса (с невидной формой автокорреляционной функции), которые позволяют существенно упростить практическую реализацию РЛС, в том числе и РЛС с селекцией движущихся целей (СДЦ). С точки зрения простоты генерирования и обработки целесообразно использовать ЛЧМ радиоимпульс, который, как показано в [15, 16], является единственным широкополосным сигналом, допускающим одноканальную обработку по скорости. Большая его

длительность (единицы-десятки миллисекунд) обеспечивает малый уровень пиковой мощности (при заданной средней), затрудняя разведку и предопределяя СДЦ в течение одной посылки. Параметры ЛЧМ радиоимпульса (например, несущая частота, период следования, величина и знак производной мгновенной частоты по времени df/dt) могут, поэтому, меняться от посылки к посылке по случайному закону. Селекция движущихся целей может реализоваться за счет выбора длительности $\tau_{и}$ и девиации частоты Δf зондирующего ЛЧМ радиоимпульса. Последние выбираются так, чтобы временное смещение Δt сжатого импульса движущейся цели, вызываемое доплеровским сдвигом частоты $F_{д}$, превышало интервал $\Delta t_{п}$ времени запаздывания сигналов, отраженных от максимально протяженных областей пассивных отражателей, в частности зоны местных предметов

$$|\Delta t| = |F_{д}| \tau_{и} / \Delta f \gg \Delta t_{п} . \quad (1)$$

За счет этого сжатый радиоимпульс от движущейся цели при любом ее местоположении в области пассивных отражателей и независимо от знака производной df/dt располагается вне зоны сжатых помеховых радиоимпульсов. Единый фильтр сжатия обеспечивает, таким образом, селекцию не только по дальности, но и по радиальной скорости. Система СДЦ заменяется простым временным селектором. Необходимость в обычной системе СДЦ отпадает, что позволяет сочетать своеобразную поимпульсную перестройку частоты с режимом СДЦ.

Структурная схема РЛС, с такой системой СДЦ, представлена на рисунке 1. На рисунках 2а, б показан возможный вид сигналов на выходе детектора $U_{д}(t)$ и временного селектора $U_{вых}(t)$, отраженных от местных предметов (1), цели, движущейся в зоне местных предметов (2), облака дипольных отражателей (3), цели, движущейся в облаке этих отражателей (4). В качестве временного селектора можно использовать стробирующий каскад, управляемый выходным устройством. Частично его функции выполняет быстродействующая автоматическая регулировка усиления (АРУ), ослабляющая помеху ниже порогового уровня. Степень подавления пассивных помех определяется динамическим диапазоном фильтра сжатия и уровнем боковых лепестков сжатого сигнала и может составить 40...80 дБ для аналоговых и цифровых фильтров сжатия.

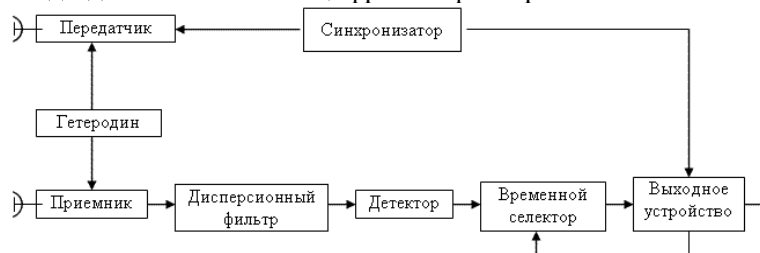


Рис. 1. Структурная схема РЛС с системой СДЦ на основе временного селектора

Предлагаемая РЛС по принципу своего действия имеет следующие особенности.

1) При однократном зондировании целей она не измеряет в отдельности ни дальности, ни скорости, а определяет лишь их линейную комбинацию

$$t_3 = t_{30} + F_{д} \tau_{и} / \Delta f . \quad (2)$$

2) Сжатый импульс от движущейся цели, расположенной вне области пассивных отражателей, может в некоторых случаях маскироваться пассивной помехой, т.е. имеются области «слепых» дальностей и скоростей. Эта особенность иллюстрируется рисунком 3. В координатах истинная доплеровская частота $F_{д}$ (радиальная скорость V_r) – истинное

время запаздывания t_{30} (дальность r) представлена область «слепых» дальностей и скоростей (заштрихованная область) при наличии отражений от местных предметов. Эта область на основании формулы (1), в которой $\Delta t = t_3 - t_{30}$, где t_3 – измеренное время запаздывания. Если, например, $df/dt < 0$, то прямая 1 соответствует уравнению $t_3 = t_{30} + \Delta t_{\Pi} = \Delta t_{\Pi}$, а прямая 2 – уравнению $t_3 = t_{30} + \Delta t_{\Pi} = 0$. На рисунке 4 для сравнения показаны возможные области «слепых» скоростей и «слепых» дальностей для когерентно-импульсных РЛС с однозначным определением дальности (рисунок 4, а) и скорости (рисунок 4, б), не применяющих специальные меры борьбы со «слепыми» дальностями и скоростями.

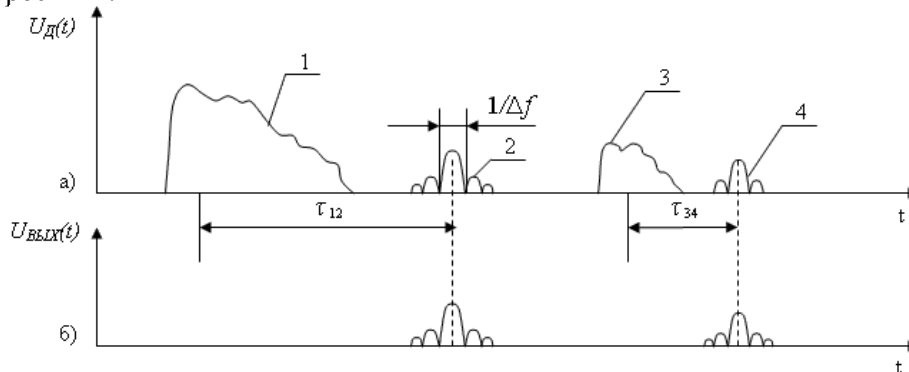


Рис. 2. Возможный вид сигналов на выходе детектора и временного селектора, отраженных от различных предметов

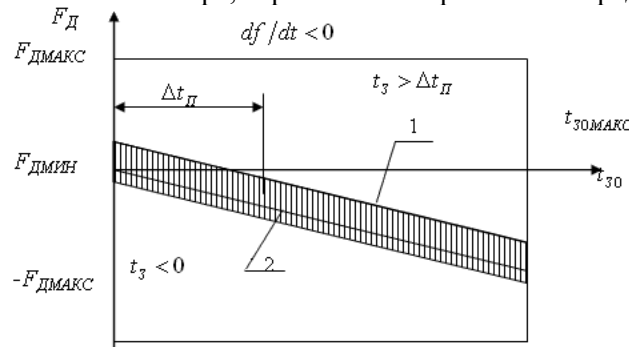


Рис. 3. Возможная область «слепых» дальностей – скоростей в РЛС с ЛЧМ зондирующим сигналом большой длительности

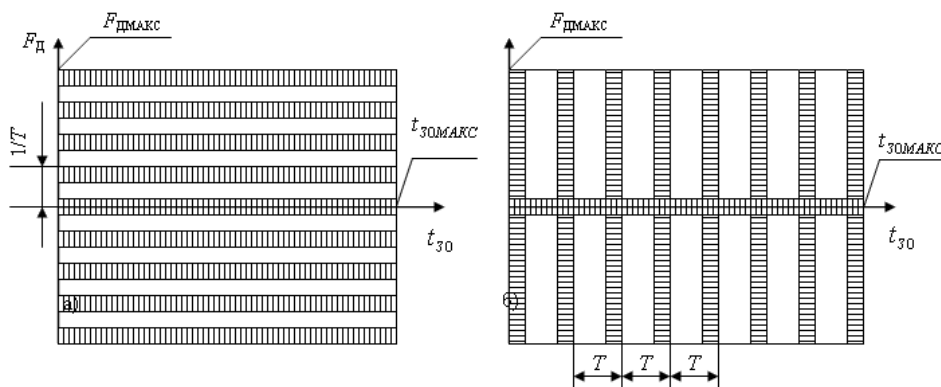


Рис. 4. Возможные области «слепых» скоростей и «слепых» дальностей для когерентно-импульсных РЛС:

а) с однозначным определением дальности, б) с однозначным измерением скорости

Учитывая указанные особенности, в рассматриваемой радиолокационной станции (как и в когерентно-импульсных РЛС) целесообразно изменять параметры зондирующих импульсов, например, значение производной мгновенной частоты по времени df/dt , и обрабатывать совместно несколько периодов зондирования. Можно использовать много-частотное излучение с различными законами частотной модуляции на разных несущих частотах. Один из возможных законов изменения мгновенной частоты некогерентной последовательности зондирующих радиоимпульсов со случайными параметрами T , df/dt и Δf представлен на рисунке 5.

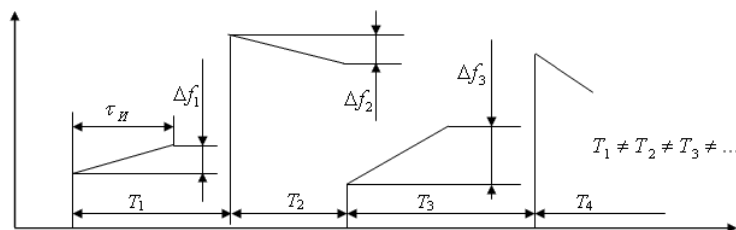


Рис. 5. Закон изменения мгновенной частоты последовательности зондирующих ЛЧМ радиоимпульсов

Определим приемлемые значения длительности $\tau_{И}$ и девиации частоты Δf , которые должны удовлетворять следующим условиям.

1) Из формулы (1) получаем

$$\frac{\Delta f}{\tau_{И}} \ll \frac{|F_{Д}|}{\Delta t_{П}}. \quad (3)$$

Поскольку из условия обработки в одном фильтре сжатия $F_{Д} < \Delta f$, то согласно (3) длительность ЛЧМ радиоимпульса должна превосходить интервал $\Delta t_{П}$ времен запаздываний от максимально протяженной области пассивных отражателей:

$$\tau_{И} > \frac{\Delta f \Delta t_{П}}{F_{Д}} > \Delta t_{П}. \quad (4)$$

2) Произведение длительности на девиацию частоты ЛЧМ радиоимпульса n должно превышать заданных (например максимально достижимых значений), т.е.

$$\tau_{И} \Delta f \gg n. \quad (5)$$

Пусть, например, $\Delta t_{П} = 0,5$ мс, $V_{ГМИН}$ м/с, $\lambda = 5$ см, $n_{МАКС} = 10^4 \dots 10^5$. Неравенства (3...5) можно переписать тогда в виде

$$\frac{\Delta f}{\tau_{И}} \gg 8 \text{ кГц}^2, \tau_{И} > 0,5 \text{ мс}, \Delta f \tau_{И} \gg 10^4 \dots 10^5. \quad (6)$$

На рисунке 6 приведено графическое решение неравенств (6) в координатах Δf , $\tau_{И}$, при этом область возможных значений девиации частоты и длительности $\tau_{И}$ ЛЧМ радиоимпульсов заштрихована. Если допустимо, чтобы сжатый импульс от движущейся цели располагался вне области пассивных помех при каком-либо одном знаке производной df/dt , то в формулах (1), (3) и (4) $\Delta t_{П}$ можно заменить на $\Delta t_{П}/2$. В этом случае первое неравенство в формуле (6) записывается в виде $\Delta f/\tau_{И} \gg 16 \text{ кГц}^2$, что позволяет увеличить в два раза девиацию частоты ЛЧМ радиоимпульса при тех же параметрах сигнала $\tau_{И}$, $n_{МАКС}$, $V_{ГМИН}$, λ , $\Delta t_{П}$ и помехи (см. рисунок 6).

Приведенный на рисунке 5 возможный характер излучения зондирующих сигналов позволяет при совместной обработке двух и более импульсов определять дальность и радиальные скорости целей, находящихся в одном элементе разрешения по угловым координатам. Расчеты показывают, что при совместной обработке двух-четырех импульсов,

излучаемых последовательно или одновременно во времени (в последнем случае на различных несущих частотах) уже можно обеспечить точности, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к современным и перспективным обзорным РЛС [9]. Таким образом, РЛС с ЛЧМ зондирующим сигналом может иметь не более 2...4 каналов обработки, независимо от базы сигнала и длин волны РЛС. Более того, при уменьшении длины волны эффективность предложенного способа СДЦ, как следует из формулы (1), повышается. Все это является достоинствами предлагаемой РЛС с ЛЧМ сигналом.

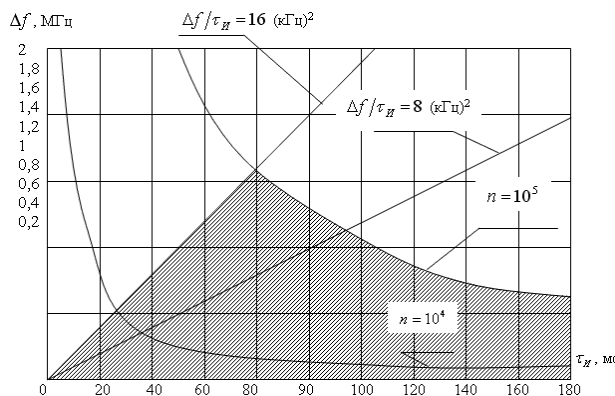


Рис. 6. Графическое решение неравенств (6)

Одна из возможных структурных схем РЛС для режима многочастотного излучения приведена на рисунке 7, где УМ – усилитель мощности, ВС – временной селектор. Линейно-частотно-модулированный генератор вырабатывает парциальные ЛЧМ радиоимпульсы длительностью $\tau_{и}$ с девиацией частоты Δf_0 , амплитудно-частотный спектр $S_0(f)$ которых представлен на рисунке 8а. На второй вход смесителя с выхода ФМ подаются многочастотные гетеродинные колебания, амплитудно-частотный спектр $S_r(f)$ которых представлен на рисунке 8б. Гетеродинные колебания формируются за счет фазовой модуляции в ЛБВ СВЧ опорного колебания общего гетеродина (Γ) синусоидальным колебанием частоты $F_0 \pm \Delta f_0$, вырабатываемым генератором синусоидальных колебаний (ГСК). Амплитудно-частотный спектр $S_{вых}(f)$ и законы изменения мгновенной частоты $f(t)$ парциальных ЛЧМ радиоимпульсов излучаемого сигнала показаны на рисунках 8в и 9а, соответственно.

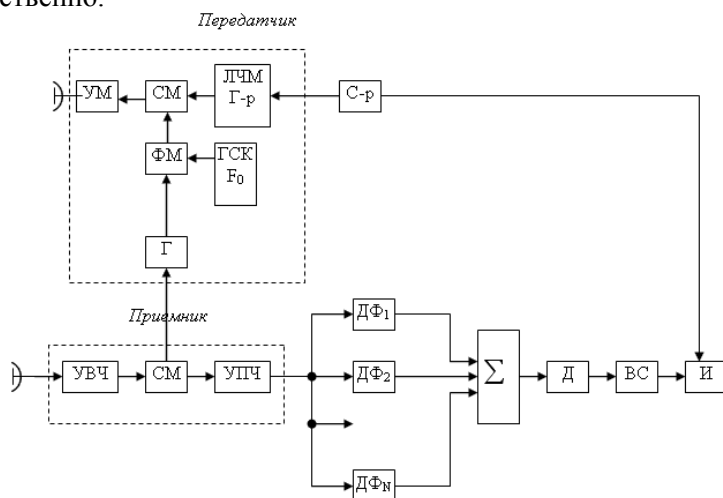


Рис. 7. Структурная схема РЛС для режима многочастотного излучения

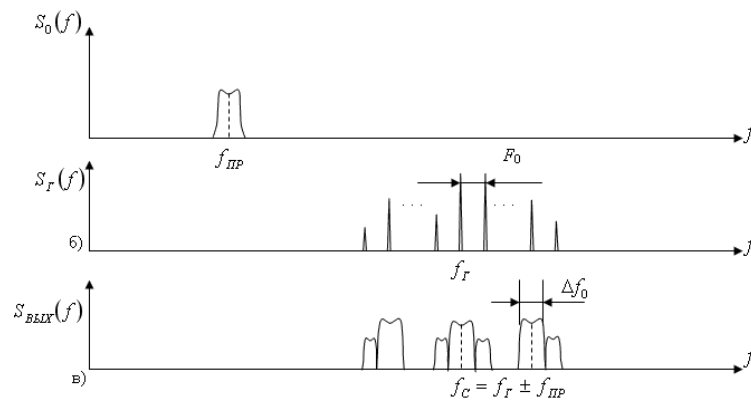


Рис. 8. Амплитудно-частотные спектры ЛЧМ радиоимпульса, гетеродинных колебаний, и многочастотного ЛЧМ сигнала на выходе РЛС

Так как многочастотность реализуется путем синусоидальной фазовой модуляции, то мощность выходного сигнала оказывается постоянной, что позволяет оптимизировать коэффициент полезного действия (КПД) усилителя мощности в режиме длинноимпульсного излучения. Оптимально обработанные на разных несущих частотах сжатые радиоимпульсы, длительностью $1/\Delta f$ каждый, подаются на устройства когерентного накопления (сумматор), на выходе которого они образуют импульс длительностью $1/NF_0 \downarrow 1/N\Delta f_0$, где N – число парциальных ЛЧМ радиоимпульсов (см. рисунок 9, а). Разрешающая способность по дальности увеличивается не менее, чем в N раз. Тем самым удается обеспечить необходимую разрешающую способность по дальности при заданных требованиях к РЛС и реально достижимых коэффициентах сжатия ЛЧМ радиоимпульсов при обеспечении режима СДЦ. Использование многочастотных сигналов при этом дополнительно повышает энергетическую скрытность за счет усложнения структуры и увеличения базы зондирующего сигнала [17] и информационную скрытность (если частота угловой модуляции F_0 выбирается, например кратной средней частоте усилителей промежуточной частоты моноимпульсных пеленгаторов ГСН противорадиолокационных ракет [18]).

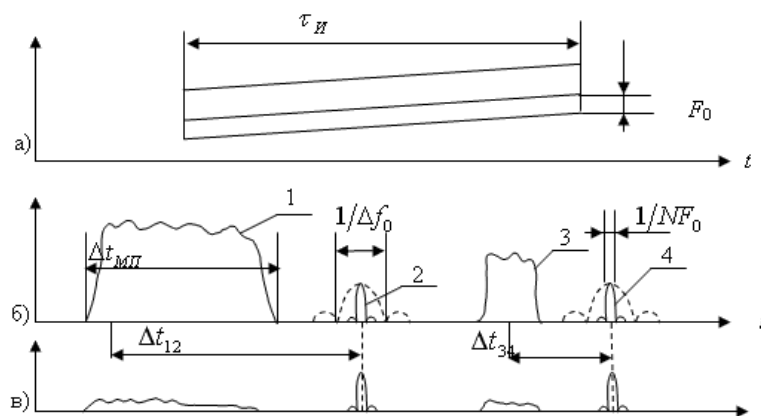


Рис. 9. Законы изменения мгновенных частот парциальных ЛЧМ радиоимпульсов и возможные виды сигналов, отраженных от различных объектов на выходе детектора и временного селектора: 1 – местные предметы; 2, 3 – цели; 4 – область дипольных отражателей

Таким образом, предлагаемые принципы построения РЛС повышенной скрытности с ЛЧМ (многочастотными ЛЧМ) зондирующими сигналами большой длительности и селекцией движущихся целей позволяют использовать сравнительно простые одноканальные (малоканальные) и единообразные процедуры обработки радиолокационной информации, в частности, процедуры быстрого преобразования Фурье. Они могут найти применение при построении одноцелевых следящих и многоцелевых обзорных наземных (корабельных) и бортовых РЛС с повышенной скрытностью, в том числе в РЛС с фазированными антенными решетками (ФАР), многопозиционных РЛС и многоцелевых РЛС обнаружения маловысотных целей.

Литература.

1. Котельников В.А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностями обнаружения // Радиотехника и электроника. 1959. № 3.
2. Фадеев А.И. Шумовые радиолокационные системы (обзор) // Зарубежная радиоэлектроника. М: Сов. Радио, 1968
3. Якимчук Ю.В. Аннотированный библиографический указатель отечественных (за период 1961-1987 гг.) и зарубежных (за период 1956-1983 гг.) работ в области шумовой радиолокации. М: в/ч 42261, 1988.
4. Пуарье. Возможности использования шумового квазимонохроматического сигнала в радиолокации // Зарубежная радиоэлектроника. 1969. № 7.
5. Быстров Р.П., Кузьмичев В.Е., Соколов А.В. Радиолокационное обнаружение объектов с шумоподобными сигналами с большой базой. Обнаружение и распознавание объектов радиолокации. / Под ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2008. 176 с
6. Калинин В.Н. Сверхширокополосная радиолокация с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов // Радиотехника. 2006. № 3.
7. Канцедал В.М., Лукин К.А. Методики оценки энергетической скрытности функционирования широкополосного наземного шумового радиолокатора кругового обзора // Прикладная радиоэлектроника. 2004. № 2.
8. Канцедал В.М., Лукин К.А. Особенности обеспечения скрытности излучения в наземной обзорной широкополосной импульсной шумовой РЛС // Сборник научных трудов второго международного радиолокационного форума «Прикладная радиоэлектроника». Состояние и перспективы развития. 2005. том II.
9. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 1998.
10. Винокуров В.И., Васкер Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. М.: Сов. радио, 1972.
11. Калениченко С.П., Кутузов В.М. Повышение скрытности радиолокационных станций // RLNC. Воронеж. 2001.
12. Применение полифазных кодов для повышения скрытности излучения РЛС // IEEE National Radar Conference. Ann Arbor. Michigan. 1988
13. Слукин Г.П. Время когерентного накопления радиолокационного сигнала и влияние на него различных факторов // Радиотехнические технологии в приборостроении. Тезисы докладов III научно-технической конференции (Сочи, 2005). 2005.
14. Морская радиоэлектроника. Краткий справочник / Под общей ред. В.А. Кравченко. Санкт-Петербург.: Политехника, 2003.
15. Варакин Л.В. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970.
16. Фалькович С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флюктуирующих помех. М.: Сов. радио, 1961.
17. Николаев А.И., Ширман Я.Д. О применении широкополосных шумоподобных сигналов в условиях радиоэлектронной борьбы // Научно-технический сборник. Харьков. ВИРТА. 1973.

18. Панов В.В., Саркисян А.П. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения // Зарубежная радиоэлектроника. 1993

**DESCRIPTIVE EXPERIMENT DESIGN-BASED OPTIMIZATION
OF RESOLUTION PERFORMANCES OF GEOSTAR CONFIGURED
MULTISENSOR IMAGING RADAR**

Shkvarko Y. V., Espadas V. E., Castro D. E.
CINVESTAV, Unidad Guadalajara

Avenida Del Bosque # 1145 Colonia El Bajno, 45019, Zapopan, Jalisco, México
Phone (+52 33) 3777-3600+1076 Fax (+52 33) 3777-3609 E-mail: shkvarko@gdl.cinvestav.mx

We address a new descriptive experiment design-based (DED-based) approach to optimization of the resolution performances of a GeoSTAR configured mm-band multi-sensor imaging radar (MIR) system that employs the DED-regularized matched spatial filter bank image formation method. The shape of the MIR sensor array point spread function (PSF) is optimized applying the new proposed DED-inspired quality metric constructed to satisfy the balanced resolution-over-clutter suppression requirements adapted to multiple target resolution sensing scenarios. The reported simulation results of high resolution localization of closely spaced multiple targets are indicative of the superior operational efficiency of the MIR system with the proposed DED-optimized GeoSTAR configuration over other tested competing array geometries.

Introduction. We consider remote sensing (RS) imaging problems, in which a multi-sensor imaging radar (MIR) system is used to form the RS images of the environment employing the robust descriptive experiment design (DED) related matched spatial filter bank (MSF) method for RS image formation [1]–[4]. The increasing capability of sensor array RS imagery has spurred development of various MSF-related techniques for enhanced RS imaging with various MIR systems via their hardware (HW) - software (SW) codesign [6]–[8]. At the HW codesign level the crucial problem is to perform the optimization of the sensor array configuration to approach a desirable point spread function (PSF) performances [7], [8], i.e., the lowest possible sidelobes level balanced over the minimum effective width of the main beam. At the SW design level, the further problem is to develop MSF image enhancement techniques aimed at approaching the overall high resolution performances via such balanced HW-SW codesign [9]. In this paper, we are focused on the optimization of the resolution performances of a mm-band MIR system that employs the new recently proposed GeoSTAR (Geo synchronous Synthetic Thinned Aperture Radiometer) array configuration [5]. The shape of the MIR sensor array PSF is optimized applying the new proposed DED-inspired quality metric constructed to satisfy the balanced resolution-over-clutter suppression requirements adapted to multiple target superresolution sensing scenarios. Three different sensor array geometries, namely: (i) the conventional cross-shaped (X-shaped), (ii) circular (O-shaped) and (iii) the DED-optimized GeoSTAR (Y-shaped) sensor array are compared and the related performances are evaluated through the simulation study of the system potential resolution. Our study establishes a framework for multi-sensor RS imaging system design in terms of the introduced resolution performance metric that controls the minimization of the resolution cells balanced over the suppression of the grating sidelobes of the resulting PSF. A variety of admissible DED mode specifications [7], [8] were considered, namely, different inter-sensor distance, different carrier frequencies and different geometric configuration of the antenna array. The unified computational methodology and software that performs high-resolution RS image formation and post-processing employing the MSF technique [7]–[9] is adopted for the DED-optimized MIR sensor array configuration and is exemplified in the reported simulations of high resolution localization of the multiple closely spaces targets. The latter are indicative of the superior operational efficiency of the MIR system with the proposed DED-optimized GeoSTAR configuration over other tested competing array geometries.

Sensor Array Geometries. The mm-band MIR system under consideration [9] is operated at two separate yet concurrent frequencies of 24 GHz and 36 GHz with dual polarizations: (V)-vertical and (H)-horizontal. At one instant, radio frequency (RF) pulses of a specified pulse width (PW) are transmitted concurrently at 24 and 36 GHz in either V polarization or H polarization. These pulses are “calibrated” to maintain coherency so that their amplitudes and phases are constant for different pulses. The transmitting antenna is switched between vertical (V) and

horizontal (H) polarizations; i.e., V and H transmitted pulses are delayed by a certain time. For each frequency (24 or 36 GHz), transmitted V polarized and H polarized RF pulses are separated by a half of the fixed pulse repetition time (PRT/2). The V polarized RF pulses and H polarized RF pulses are repeated after every PRT. The considered MIR arrays are composed of 24 antenna elements as in [5], [9]. Each element receives signals of V and H polarizations.

In every PRT corresponding to one frequency band (24 GHz or 36 GHz), one time delay vector \mathbf{T}_d and 4 measurement data \mathbf{U} vectors \mathbf{U}_{VV} , \mathbf{U}_{VH} , \mathbf{U}_{HV} , \mathbf{U}_{HH} , are provided for further processing. That is, for each polarization modes (VV, VH, HV or HH) there is no time delay between receiving antenna elements since they are spaced close to each other, so \mathbf{T}_d has only one value for all 24 elements for each receiving signal [9]. Each data vector \mathbf{U} is composed of 24 rows ($i = 1, \dots, 24$) collected for $2N$ measurement time instants ($n = 1, \dots, N$). We consider three MIR sensor array configurations (the X-shaped, the O-shaped and the GeoSTAR Y-shaped arrays) as exemplified in Figure 1.

MSF Image Formation Technique. The employed here MSF algorithm for image formation using the MIR measurement data is a direct generalization of the celebrated Van-Cittert-Zernike theorem from radio astronomy [2], according to which, the noise-free data visibility function $R_S(u, v)$ and the related spatial spectrum pattern (SSP) $b(\theta_x, \theta_y)$ or angular brightness distribution over the 2-D observation space are related through the 2-D spatial Fourier transform

$$R_S(u, v) = c \int_{\theta} b(\theta_x, \theta_y) \exp[-i2\pi(u\theta_x + v\theta_y)] d\theta_x d\theta_y \quad (1)$$

where c is the normalizing constant [2] (not critical for image formation) and the visibility function arguments (u, v) represent the x - y projections of the normalized sensor baseline vectors (normalized to the wavelength λ_0) in the visibility domain $(u, v) \in P/\lambda_0$ [2], [9].

The robust MSF method [7], [8] for RS image formation implies formation of the observed noised visibility function $R(u, v)$ via computing proper correlations $\text{cor}\{\mathbf{U}\mathbf{U}^+\}$ performed via averaging of the outer data vector product $\mathbf{U}\mathbf{U}^+$ over multiple snapshots (related to different transmitted pulses) over a range of normalized spacings $(u, v) \in P/\lambda_0$ followed by the 2-D Fourier transform that yields the MSF image of the scene

$$\hat{b}(\theta_x, \theta_y | r) = \int_R \Pi_{A(u, v)} R(u, v | r) \exp[-i2\pi(u\theta_x + v\theta_y)] du dv \quad (2)$$

at a particular fixed range gate r from the range observation domain $R \ni r$ [6]. Here, the projector $\Pi_{A(u, v)}$ determines the aperture $A(u, v)$ over which the actual data correlation measurements are collected. Such $\Pi_{A(u, v)}$ is specified by the spatial configuration of the registration system employed, i.e., by the adopted sensor array geometry. Hence, optimization of the array configuration results in the corresponding optimal projector $\Pi_{A(u, v)}$ that provides the desired spatial resolution properties of the MSF-based imaging technique (2). In an accepted nonparametric treatment, such resolution quality is assessed by the shape of the system PSF associated with the image (2) of a single point-type target located at the scene origin at the corresponding range gate $r \in R$. In particular, the desired system PSF is associated with the shape that provides the lowest possible side lobes (and grating lobes) level balanced over the minimum achievable effective width of the main beam [1], [3], [4].

Using (2) we performed the simulation study of the PSF's of the MIR imaging systems that employ conventional X-shaped and O-shaped and the celebrated GeoSTAR-configured Y-shaped arrays. In Figure 2, we report the results related to the interelement (sensor) spacing $d_A = 2.1\lambda_0$ for the test range gate $r = 30\text{m}$. The PSF's cross-sections in the x - y imaging scene provide explicit information on the spatial resolution cells achievable with such three differently configured sensor arrays that employ the same DED-related 2-D MSF method for the RS image formation. The simulations were performed with the elaborated virtual remote sensing laboratory (VRSL) software [9] and are indicative of the usefulness of the HW-level DED-optimization of the multi-target scene imaging tasks via configuring the multi-mode sensor arrays employed in the particular RS array radar imaging systems.

Figure 2(a) presents the PSF of the conventional X-configured MIR system corresponding to the interelement spacing $d_A = 2.1\lambda_0$ (for the carrier frequency $f_0 = 24$ GHz) for the tested range gate $r = 30$ m. In Figure 2(b), the PSF for the O-configured array with the same parameters is depicted. Next, in Figure 2(c), the PSF for the Y-shaped (GeoSTAR) imaging array with the same parameters as the previous two PSF's is presented. Note that the most important characteristics of these PSF's are the width of the main beam and the maximum level of the secondary lobes (including the suppressed grating lobes). As mentioned before, we present the results for $d_A = 2.1\lambda_0$, which corresponds to the best DED-balanced resolution performances attainable with the MSF imaging technique as is clarified in details in the next Section.

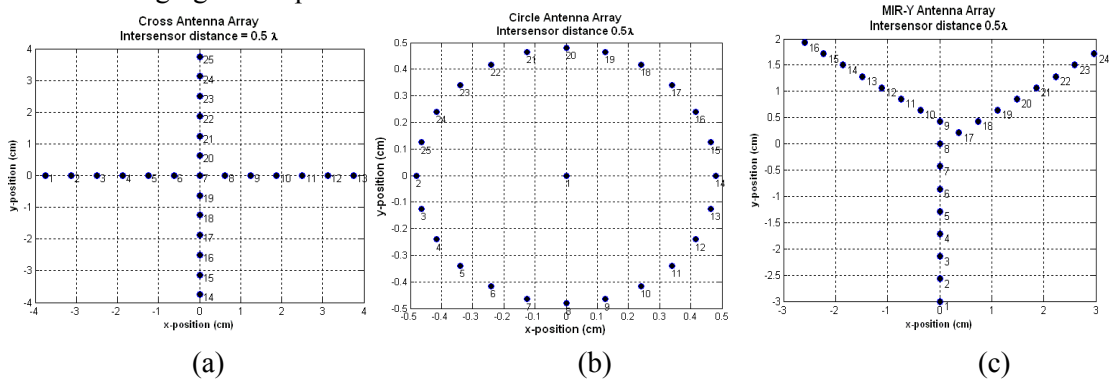


Figure 1. (a) X-shaped antenna array layout; (b) O-shaped antenna array layout, and (c) GeoSTAR-configured antenna array layout.

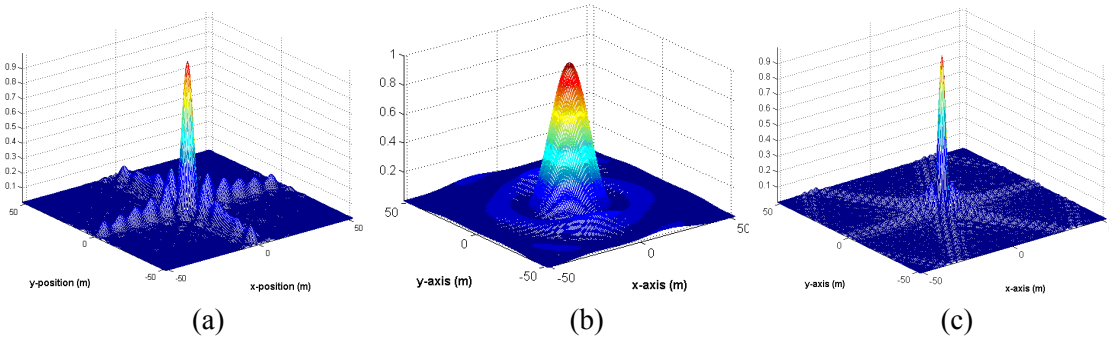


Figure 2. Point Spread Function (PSF) for 24 element MIR with $2.1\lambda_0$ interelement spacing for 30m range gate: (a) PSF for X-shaped MIR; (b) PSF for O-shaped MIR; and (c) PSF for Y-shaped GeoSTAR-configured MIR.

Optimization of the Array Configuration. According to Figure 1, three configuration “degrees of freedom” that we denote as $\{\gamma, d_A, D_s\}$ are subject to control in the HW-level DED optimization problem, where γ represents the adopted array geometry (X, O or Y), d_A specifies the interelement spacing, and D_s represents the effective aperture width of a single sensor. Unfortunately, no unique criterion exists for balanced optimization of minimization of the resolution cells over the suppression of the PSF side lobes via aggregated control of all such three degrees of freedom [10], [11]. That is why, here beneath, we perform the solution to the HW-level optimization problem employing a new DED-inspired quality metrics μ that we construct following the general DED framework [7], [8] for balanced minimization of the energy of the main beam (E_M) of the PSF subject to the normalization with respect to the energy of the PSF side lobes (E_S). That is, the PSF shape metrics μ (that characterizes the quality of spatial resolution) is proportional to the energy of the main beam E_M and inversely proportional to the energy of the PSF side lobes E_S scaled by the factor C_M , i.e.,

$$\mu(\gamma, d_A, D_s) = \frac{E_M(\gamma, d_A, D_s)}{E_S(\gamma, d_A, D_s)C_M(\gamma, d_A, D_s)} \quad (3)$$

where the scaling factor

$$C_M(\gamma, d_A, D_s) = \frac{mes_{(0.5)}(MB)}{mes_{(0.1)}(SL)} \quad (4)$$

is calculated by measuring the main beam area $mes_{(0.5)}(MB)$ at 0.5 from its maximum level normalized by the corresponding side lobes area $mes_{(0.1)}(SL)$ measured at 0.1 from the PSF maximum level. We address this metrics (3) as an indicator of the efficiency of the employed array configuration subject to three controllable geometrical degrees of freedom specified above.

The DED-based HW-level optimization problem is stated as

$$(\hat{\gamma}, \hat{d}_A, \hat{D}_s) \rightarrow \arg \min_{\gamma, d_A, D_s} \mu(\gamma, d_A, D_s) \quad (5)$$

The problem (5) with the quality metrics (3) is a nonlinear nonconvex optimization problem, thus, no regular method exists for its solution [2]. Hence, we solved the problem (5) numerically for three admissible geometries γ (X, O or Y-shaped arrays) for an ensemble of technically feasible parameters d_A and D_s using the 2D greed contractive mapping search technique [10], [11]. The corresponding results are reported in a graphical form in Figure 3. This Figure presents the performance metrics (3) for 10 admissible tested interelement spacing, namely, $d_{A(1)} = 0.5\lambda_0$, $d_{A(2)} = 0.8\lambda_0$, $d_{A(3)} = 1\lambda_0$, $d_{A(4)} = 1.5\lambda_0$, $d_{A(5)} = 1.8\lambda_0$, $d_{A(6)} = 2\lambda_0$, $d_{A(7)} = 2.5\lambda_0$, $d_{A(8)} = 3\lambda_0$, $d_{A(9)} = 3.5\lambda_0$, $d_{A(10)} = 4\lambda_0$, for DED-optimized $D_s = 1\lambda_0$ effective width of a single sensor that provides $\sim 60^\circ$ field of view performing necessary suppression of the grating lobes. Note that the best quality is achieved with $\hat{d}_A = d_{A(6)} = 2.1\lambda_0$ and $\hat{D}_s = 1\lambda_0$, that is why, this particular set of configuration parameters were used in the simulations reported in Figure 2. Next, Figure 4 shows the results of the DED-optimized multiple target scene imaging performed applying the 2-D MSF technique (2). The multi-target scene composed of 5 targets (TAGs) and its images are depicted in the x - y plane for the same test range gate $r = 30$ m and three employed (X, O and the Y – GeoSTAR) imaging array configurations, respectively. The particular tested array geometrical operational parameters are specified in the figure captions.

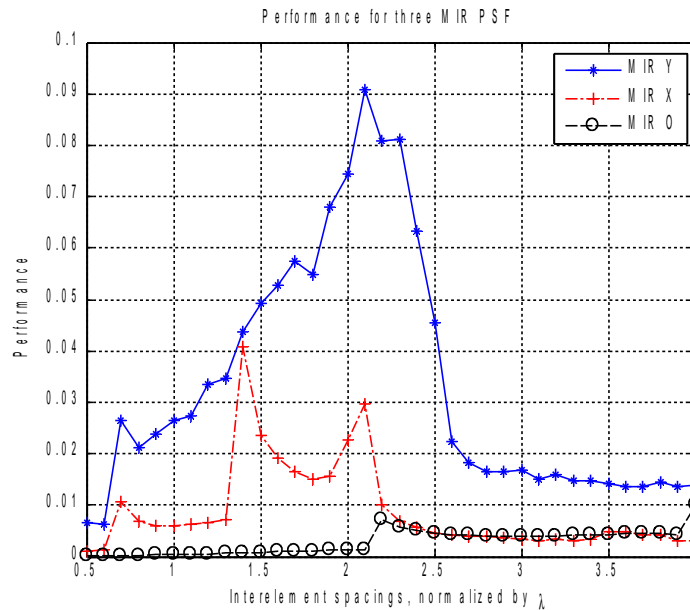


Figure 3. Performance metric μ for three MIR array configurations. Note that the GeoSTAR Y-configured system outperforms other configuration modes.

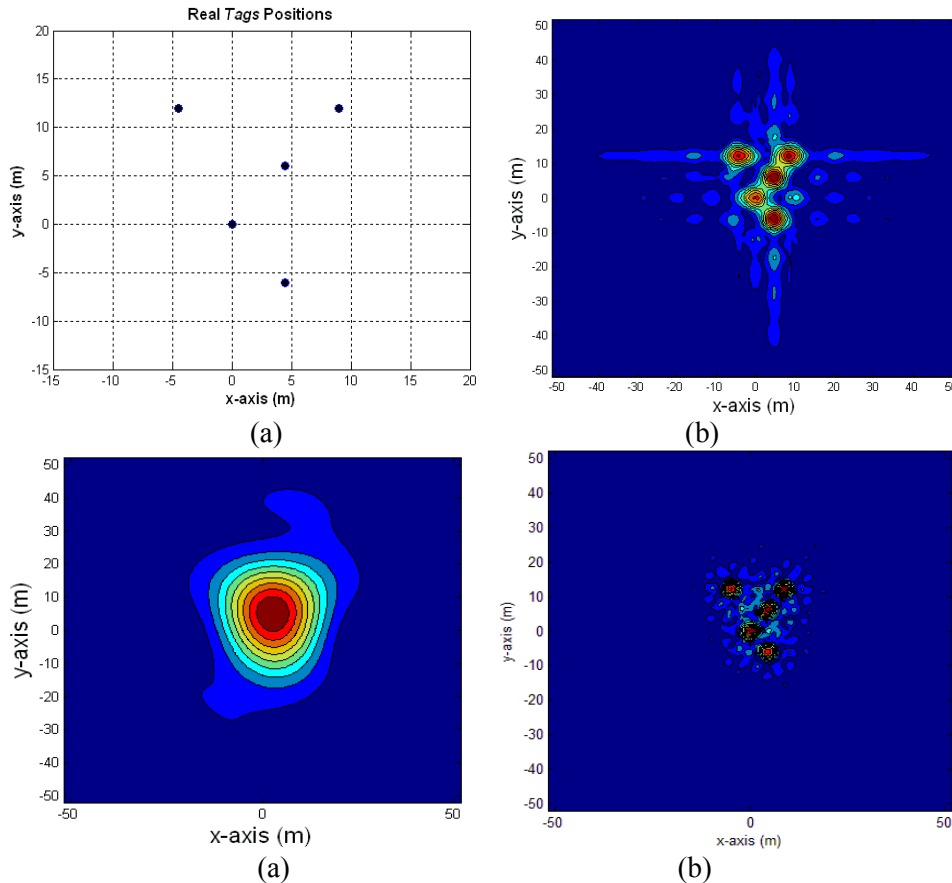


Figure 4. Multi-target scene imaging protocols: (a) multi-target scene specification; (b) scene image in x - y plane formed with the X-configured imaging array via implementing the MSF technique; (c) the same scene image formed with the O-configured imaging array system; (d) the same scene image formed with the Y-configured (GeoSTAR) imaging array system. In all reported simulations, the images are reconstructed from the data contaminated with additive zero-mean Gaussian noise with the same signal-to-noise ratio, SNR = 20 dB.

Concluding remarks. In this study, the HW-level codesign of the MSF-based RS imaging array radar system was performed oriented at the most prominent GeoSTAR imaging array radar configuration. The resulting PSF's and the related resolution performances were evaluated through computer simulations and compared with two competing array geometries (the X-shaped and O-shaped equidistant arrays, respectively) with the same number of sensors and the same total effective aperture measures. The presented high-resolution target localization protocols are indicative of the drastically superior operational efficiency provided with the MIR system that employs the DED-optimized GeoSTAR-configured array over other competing tested imaging array radar geometries.

In the future studies we will focus on the aggregation of the HW-level optimized array configuration performances with the SW-level DED-optimization of the MSF image enhancement/post-processing tasks [6], [8] to achieve the overall super-resolution imaging radar system performances. This will push forward our capabilities in the HW-SW codesign-based optimization of the RS and multi-sensor radar systems paving a way toward adaptive superresolution sensing.

References.

[1] *Principles and Applications of Imaging Radar, Manual of Remote Sensing*, 3d ed., F.M. Henderson and A. V. Lewis, Eds., vol. 3, NY: Wiley, 1998.

- [2] H.H. Barrett and K.J. Myers, *Foundations of Image Science*, NY: Willey, 2004.
- [3] J.C. Curlander and R. McDonough, *Synthetic Aperture Radar—System and Signal Processing*. NY: Wiley, 1991..
- [4] D.R. Wehner, *High-Resolution Radar*, 2nd ed., Boston, MA: Artech House, 1994.
- [5] A.B. Tanner, *et al.*, "Initial Results of the Geosynchronous Synthetic Thinned Aperture Radiometer (GeoSTAR)", *IEEE Intern. Symposium on Geoscience and Remote Sensing, IEEE IGARSS 2006*, ISBN 0-7803-9510-7/06, pp. 3951-3954, 2006..
- [6] Y.V. Shkvarko, "Estimation of wavefield power distribution in the remotely sensed environment: Bayesian maximum entropy approach", *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 50, No. 9, pp. 2333-2346, 2002.
- [7] Y.V. Shkvarko, "From matched spatial filtering towards the fused statistical descriptive regularization method for enhanced radar imaging", *EURASIP J. Applied Signal Processing*, vol. 2006, Article ID 39657, pp. 1-9, 2006..
- [8] Y.Shkvarko, "Unifying experiment design and convex regularization techniques for enhanced imaging with uncertain remote sensing data", *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, No. 1, pp. 82-111, 2010.
- [9] Y.V. Shkvarko and V.E. Espadas, "Experiment Design Framework For Super-High Resolution Imaging With The GeoSTAR Configured Sensor Array Data", *The Seventh International Kharkov Symposium on Physics and engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves MSMW'10*, ISBN 978-1-4244-7898-9/10, 2010.
- [10] R.C. Puetter, "Information, language, and pixon-based image reconstruction", *Proc. SPIE*, Vol. 2827, pp. 12-31, 1996.
- [11] A. De Maio, A. Farina, and G. Foglia, "Knowledge-aided Bayesian radar detectors and their application to live data", *IEEE Trans. Aerospace & Electr. Syst.*, vol. 46, No. 1, pp. 170-183, Jan. 2010.

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ МЕТЕООБЪЕКТОВ ПО ФЛУКТУАЦИЯМ ИНТЕНСИВНОСТИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

(¹)В.М. Безрук, (²)Е.Н. Белов, (²)О.А. Войтович, (¹)К.А. Нетребенко, (¹)В.А. Тихонов,
(²)Г.А. Руднев, (²)Г.И. Хлопов, (²)С.И. Хоменко

(¹)Харьковский национальный университет радиоэлектроники,

(²)Институт радиопрофики и электроники НАН Украины

61166, Харьков, пр. Ленина, 14 кафедра «Сети связи», тел. (057) 702-14-29

e-mail: bezruk@kture.kharkov.ua факс (057) 702-11-13

Описаны алгоритмы распознавания, основанные на авторегрессионной модели флуктуаций интенсивности отраженных сигналов. Приведены результаты экспериментальных исследований эффективности радиолокационного распознавания.

Введение. При зондировании метеообъектов импульсным некогерентным радиолокатором последовательность отраженных сигналов имеет междупериодные флуктуации, статистические которых характеристики несут информацию о физических процессах в метеообъектах. Это может быть использовано для решения задачи радиолокационного распознавания метеообъектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов.

В работе предложены алгоритмы распознавания метеообъектов, основанные на описании флуктуаций интенсивности отраженных сигналов с помощью авторегрессионной (АР) модели. Получены результаты экспериментальных исследований эффективности алгоритмов распознавания метеообъектов с использованием реальных сигналов радиолокационного измерительного комплекса на базе метеорадара типа МРЛ-1.

1. Алгоритмы распознавания метеообъектов. *Постановка задачи распознавания метеообъектов.* Предполагается, что распознаванию подлежат M метеообъектов, заданных на конечном интервале времени наблюдения $(0, T)$ последовательностью L отсчетов сигналов $x_j, j = \overline{1, L}$. Эти отсчеты отражают междупериодные флуктуации интенсивности отраженных от метеообъектов сигналов при зондировании импульсным радиолокатором. Флуктуации интенсивности отраженных сигналов имеют случайный характер и их статистические характеристики несут информацию о структуре метеообъектов. Предполагается, что могут быть найдены их оценки по накопленным ранее классифицированным обучающим выборкам последовательностей $\{x_{lr}^i, l = \overline{1, L}; r = \overline{1, n_i}; i = \overline{1, M}\}$ для заданных метеообъектов.

Особенности АР модели сигналов. Вероятностное описание последовательности отсчетов случайного сигнала с помощью АР модели определяется рекуррентным соотношением

$$x_j^i = \sum_{l=1}^p \phi_l^i x_{j-l}^i + \sigma_a^i a_j, \quad j = \overline{1, L}, \quad (1)$$

где $\phi_l^i, l = \overline{1, p}$ – коэффициенты авторегрессии i -го сигнала, a_j – независимые случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией; p – порядок АР модели i -го сигнала; $(\sigma_a^i)^2$ – дисперсия ошибки предсказания.

Алгоритмы распознавания сигналов. Представление последовательности отсчетов флуктуаций интенсивности отраженных сигналов с помощью АР модели дает возможность синтезировать ряд алгоритмов распознавания сигналов [1]. В частности, предложен алгоритм распознавания, в котором решение о типе распознаваемого метеообъекта принимается по минимуму дисперсии ошибки предсказания на выходе одного из авторегрессионных фильтров (АРФ), на вход которых подается последовательность отсчетов отраженных сигналов $x_j, j = \overline{1, L}$

$$i = \arg \min_{k=1, M} \{ D_{a_k} \}, \quad (2)$$

где D_{a_k} - дисперсия ошибки предсказания на выходе АРФ k -го сигнала, которая определяется соотношением

$$(\sigma_a^i)^2 = \frac{1}{L-p} \mathbf{e}^L \mathbf{K} X_j^i - \mathbf{e}^p \phi_l^i X_{j-l}^i \mathbf{b} \mathbf{b}^T. \quad (2a)$$

Последовательности отсчетов флуктуаций интенсивности сигналов, отраженных от метеообъектов, также могут быть представлены моделью, аналогичной АР модели (1), в виде соотношения

$$x_l^i = - \mathbf{e}^p \mathbf{K}_l^i d_{j-1}^{l-1} + \sigma_j^i a_j, \quad (3)$$

где d_{j-1}^{l-1} - ошибка обратного предсказания в l -м звене РФ; K_l^i - коэффициенты отражения решетчатого фильтра (РФ).

Параметрами РФ являются коэффициенты отражения, которые однозначно связаны с коэффициентами авторегрессии, а число звеньев РФ равно порядку АР модели.

При описании флуктуаций интенсивности отраженных сигналов с помощью модели (3) получен алгоритм радиолокационного распознавания типов метеообъектов на основе решетчатых фильтров (РФ). В этом алгоритме распознавания решение о типе метеообъекта принимается по минимуму ошибки предсказания на выходе одного из РФ

$$i = \arg \min_{k=1, M} \{ D_{a_k} \}, \quad (4)$$

где D_{a_k} - ошибка предсказания на выходе РФ фильтра k -го сигнала, определяемая выражением

$$D_{a_i} = \frac{1}{L-p} \mathbf{e}^L \mathbf{K} X_j^i - \mathbf{e}^p \mathbf{K}_l^i d_{j-1}^{l-1} \mathbf{b} \mathbf{b}^T. \quad (4a)$$

Полагается, что неизвестные оценки коэффициентов авторегрессии в выражении (1) и коэффициентов отражения РФ в выражении (3) можно получить предварительно на этапе обучения по классифицированным обучающим выборкам отраженных сигналов $\{x_{l_r}^i, l = \overline{1, L}; i = \overline{1, M}\}$, накопленным для заданных метеообъектов. В частности, коэффициенты авторегрессии для построения соответствующих АРФ находятся из уравнения Юла-Уокера, а коэффициенты отражения РФ находятся из рекуррентной процедуры Левинсона-Дарбина.

Рассмотренные АРФ и РФ, а также соответствующие алгоритмы распознавания для заданных случайных сигналов являются некоторым обобщением известных согласованных фильтров и алгоритмов распознавания, известных для детерминированных сигналов.

2. Результаты экспериментальных исследований. Исследования эффективности алгоритмов радиолокационного распознавания метеообъектов проводились с использованием накопленных выборок последовательностей отраженных сигналов для различных метеообъектов, полученных с помощью радиолокационного измерительного комплекса на основе импульсного некогерентного метеорадара типа МРЛ-1 [2]. Комплекс включает в себя блок калибровки чувствительности РЛС типа МРЛ-1, оптико-телевизионный визир для визуального наблюдения исследуемых объектов, блок интерфейса для сопряжения РЛС с персональным компьютером (ПК).

В частности, при исследовании алгоритмов распознавания (2), (4) были выбраны восемь типов метеообъектов, которые наиболее характерны для Харьковского региона в

весенне–летний период: перьевые, сплошные серые, высококучевые и кучевые мощные облака, высоко-кучевые непросвечивающиеся облака, кучево-дождевые облака, “ангел-эхо” [12].

На первом этапе были накоплены классифицированные обучающие последовательности отраженных сигналов для рассматриваемых метеобъектов. В каждой ячейке дальности производилось накопление $L=256$ отраженных импульсов в течении 0,85с. В результате радиолокационных измерений сформированы обучающие и контрольные выборки отраженных сигналов по $N = 100$ реализаций для разных участков каждого метеобъекта.

Обучающие выборки отраженных сигналов использовались для оценивания параметров АРФ и РФ, соответствующих заданным метеобъектам. Контрольные выборки отраженных сигналов для тех же метеобъектов накапливались в другие периоды времени и использовались для оценивания показателей качества распознавания метеобъектов методом статистических испытаний. В режиме распознавания находились оценки вероятностей правильного распознавания метеобъектов в виде $P_{np}^i = \frac{n_{np}^i}{N}$, где n_{np}^i - число правильно распознанных реализаций контрольной выборки i -го сигнала объемом N реализаций.

В табл. 2. и табл. 3 приведены результаты исследований эффективности радиолокационного распознавания заданных метеобъектов при использовании соответственно алгоритмов распознавания (2) и (4). Полученные результаты распознавания метеобъектов P_{np}^i свидетельствуют о достаточно высокой информативности выбранного описания флуктуаций интенсивности отраженных сигналов и эффективности предложенных алгоритмов распознавания метеобъектов.

Табл. 1. Параметры радиолокационного измерительного комплекса

№	Параметр	Значение
1	Длина волны, см	3,2
2	Импульсная мощность, кВт	250
3	Длительность импульса, мкс	1,0
4	Частота повторения зондирующих импульсов, Гц	600
5	Предельная чувствительность, дБ/Вт	-132
6	Полоса пропускания, МГц	1,5
7	Линейный динамический диапазон, дБ	46
8	Коэффициент усиления антенны, дБ	46
9	Диаметр антенны, м	3,0
10	Уровень боковых лепестков, дБ	-21
11	Ширина луча антенны по уровню -3 дБ, град	0,7
12	Энергетический потенциал РЛС, дБ	215
13	Частота дискретизации отраженных сигналов, Гц	300
14	Количество отсчетов на ячейку дальности	2
15	Интерфейс связи с ПК	USB

Табл. 2. Результаты распознавания метеобъектов с использованием РФ

Тип облачности	P_{np}^i		
	$p=2$	$p=4$	$p=8$
Перьевые	0,79	0,89	0,89
Сплошные серые	0,64	0,67	0,67
Высококучевые	0,74	0,89	0,91
Кучевые мощные	0,63	0,68	0,68

Табл.3. Результаты распознавания метеообъектов с использованием АРФ

Тип облачности	P_{np}^i		
	$p=2$	$p=4$	$p=8$
Высоко-кучевые непросвечивающиеся	0,96	0,97	0,97
Кучево-дождевые	0,79	0,8	0,81
“Ангел-эхо”	0,42	0,44	0,56

Выводы.

1. Предложены алгоритмы радиолокационного распознавания метеообъектов, основанные на вычислении ошибок предсказания на выходе авторегрессионных и решетчатых фильтров. Полагается, что параметры фильтров оцениваются на этапе обучения по классифицированным выборкам отраженных сигналов, накопленным для заданных метеообъектов. В рабочем режиме производится автоматическое распознавание метеообъектов по наблюдаемой последовательности отраженных сигналов.

2. Проведено экспериментальное исследование эффективности радиолокационного распознавания метеообъектов по реальным сигналам, отраженным от разных типов метеообъектов. Выборки отраженных сигналов получены с помощью импульсного некогерентного радиолокатора. Положительные результаты радиолокационного распознавания для разных метеообъектов позволяют сделать вывод об эффективности предложенных алгоритмов для распознавания метеообъектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов.

3. Полученные положительные результаты распознавания для разных метеообъектов и разных алгоритмов распознавания дают основание перейти к исследованию практических особенностей решения прикладных задач по радиолокационному распознаванию метеообъектов для различных областей народного хозяйства, в частности, безопасность полетов авиации, предотвращение градобитий, шквалов в “ясном небе” и др.

Литература.

- [1] Безрук В.М., Белов Е.Н., Войтович О.А., Нетребенко К.А., Тихонов В.А., Руднев Г.А., Хлопов Г.И., Хоменко С.И. Радиолокационное распознавание метеообъектов на основе авторегрессионной модели отраженных сигналов // Прикладная радиоэлектроника. - 2010. – Том 9, № 2. - С. 209–215.
- [2] Белов Е.Н., Войтович О.А., Макулина Т.А., Руднев Г.А., Хлопов Г.И., Хоменко С.И. Аппаратурно – программный комплекс для исследования радиолокационных отражений от метеообразований // Радиофизика и электроника.-2009. – Т. 14, №1. - С. 63-67.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ

Рачков Д.С., Семеняка А.В., Леховицкий Д.И., Дохов А.И., Зарицкий В.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 14, НИЦ ИИРЭСТ, тел. (057) 702-11-38
email: dmitry.letters@gmail.com

The maximum likelihood (ML) estimates of power of reflections from meteorological formations (MF) are derived for four different cases. The distribution laws (probability density function and cumulative distribution function) of well-known MF mean power estimate are derived. Based on them, its statistical characteristics are determined. Their dependences on training sample size, MF power, type and level of interperiod correlation of reflections from MF are analyzed. Rational ways of practical implementation of MF mean power estimate are proved.

1. Введение и постановка задачи. Важный параметр метеообразований (МО) – мощность отраженного от них сигнала, определяющая их отражаемость [1, 2]. В существующих метеорадиолокаторах оценкой средней мощности отражений от МО в элементе разрешения обычно служит среднее арифметическое оценок мощностей (квадратов модулей) $M \cdot K$ отсчетов отражений, принятых в M смежных интервалах зондирования из K элементов разрешения по дальности, смежных с данным. M -мерные пачки (векторы) отсчетов комплексных амплитуд отражений из K элементов разрешения по дальности полагаются при этом комплексными нормальными (гауссовыми) взаимно независимыми векторами с нулевыми средними значениями и одинаковой корреляционной матрицей (КМ) Φ . Такая оценка мощности численно совпадает с нормированным на M следом оценки $\hat{\Phi}$ максимального правдоподобия (МП) КМ Φ , сформированной по этим векторам.

В типичном для практики случае коррелированных отсчетов отражений эта оценка не является оценкой МП средней мощности отражений [3]. Поэтому представляет интерес оценка МП этого параметра и отличие ее статистических характеристик от аналогичных характеристик обычно используемой оценки.

Точность случайной оценки мощности МО зависит от объема K обучающей выборки, использованной для формирования необходимых элементов оценочной КМ, интенсивности, вида и степени междупериодной корреляции отсчетов отражений от МО. Их влияние исчерпывающе описывается законами (плотностями или функциями) распределения используемых оценок. Однако в известной литературе обычно ограничиваются отысканием и анализом только отдельных параметров этих распределений.

Цель настоящей работы – получить МП оценку мощности отражений от МО, проанализировать точностные характеристики используемой в метеорадиолокаторах оценки мощности на основе ее законов распределения и обосновать способы ее реализации.

2. Методика анализа, модели, допущения. А. Исследуемая оценка \hat{p} мощности смеси шума и отражений от МО

$$\hat{p} = \frac{1}{M} \cdot \text{tr}(\hat{\Phi}) = \frac{1}{M \cdot K} \cdot \text{tr}(\mathbf{A}), \quad \text{tr}(\mathbf{C} = \{c_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^M) = \sum_{\ell=1}^M c_{\ell \ell} \quad (1)$$

формируется по диагональным элементам $M \times M$ оценки МП

$$\hat{\Phi} = \{\hat{\varphi}_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^M = \frac{1}{K} \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \{a_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^M = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* \quad (2)$$

КМ $\Phi = \{\varphi_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^M$ M -мерных пачек смеси шума и отражений от МО в анализируемых элементах дальности. При синтезе полагается, что определяющая эту оценку матрица \mathbf{A} строится по $M \times K$ -мерной обучающей выборке

$$\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = \{y_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^M \sim CN(\mathbf{0}, \Phi), \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \rho, & i = j, \\ \mathbf{0}_M, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K, \quad (3)$$

взаимно независимые векторы которой $\mathbf{y}_i = \{y_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^M$ образованы аддитивной смесью векторов собственного шума приемника и отражений от **МО** в M смежных интервалах зондирования из K смежных элементов дистанции.

Здесь \mathbf{I}_M – единичная $M \times M$ **КМ** M -мерной пачки некоррелированных собственных шумов каналов приема с одинаковой (единичной) мощностью, η – относительная (по отношению к мощности этих шумов) мощность отражений от **МО** (**ОСШ**), $\boldsymbol{\rho} = \{\rho_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^M$, $\rho_{\ell\ell} = 1$, $\ell \in 1, M$ – нормированная **КМ** междупериодных флуктуаций отражений от **МО**, черта сверху и звездочка (*) – символы статистического усреднения и эрмитового сопряжения соответственно.

Б. По плотностям и функциям распределения исследуемой оценки мощности определяются и анализируются ее точностные характеристики (смещение, дисперсия, доверительные интервалы ошибок).

3. МП оценка мощности отражений от МО. **А.** Получим **МП** оценку $\hat{\eta}$ мощности η отражений от **МО** для случаев, когда:

- 1) отсчеты отражений некоррелированы ($\boldsymbol{\rho} = \mathbf{I}_M$) и имеют различную мощность $\eta_{\ell\ell}$, $\ell \in 1, M$ в каждом из M смежных интервалов зондирования;
- 2) отсчеты отражений некоррелированы ($\boldsymbol{\rho} = \mathbf{I}_M$) и имеют одинаковую мощность η в M смежных интервалах зондирования;
- 3) отсчеты отражений коррелированы и их нормированная **КМ** $\boldsymbol{\rho}$ известна;
- 4) отсчеты отражений коррелированы и их нормированная **КМ** $\boldsymbol{\rho}$ неизвестна.

Б. В рассматриваемом случае комплексных векторов отражений от **МО** по аналогии с [4, 5] нетрудно показать, что **МП** оценки неизвестных параметров **КМ** $\boldsymbol{\Phi}$ максимизируют целевую функцию

$$l(\boldsymbol{\Phi}) = K \cdot \ln |\boldsymbol{\Phi}^{-1}| - \text{tr}(\boldsymbol{\Phi}^{-1} \cdot \mathbf{A}), \quad (4)$$

для которой система уравнений правдоподобия имеет вид

$$\frac{\partial l(\boldsymbol{\Phi})}{\partial \varphi_{\ell m}} = K \cdot \frac{\partial \ln |\boldsymbol{\Phi}^{-1}|}{\partial \varphi_{\ell m}} - \text{tr} \left(\frac{\partial \boldsymbol{\Phi}^{-1}}{\partial \varphi_{\ell m}} \cdot \mathbf{A} \right) = 0, \quad (5)$$

а дифференцирование проводится по неизвестным параметрам матрицы $\boldsymbol{\Phi}$. Здесь $|\mathbf{C}|$ – детерминант (определитель) квадратной матрицы \mathbf{C} .

Используя известные равенства [6, с. 124]

$$\frac{\partial \boldsymbol{\Phi}^{-1}}{\partial \varphi_{\ell m}} = (\boldsymbol{\Phi}^{-1})' = -\boldsymbol{\Phi}^{-1} \cdot \boldsymbol{\Phi}' \cdot \boldsymbol{\Phi}^{-1}, \quad (\ln |\boldsymbol{\Phi}^{-1}|)' = \text{tr}(\boldsymbol{\Phi} \cdot (\boldsymbol{\Phi}^{-1})') = -\text{tr}(\boldsymbol{\Phi}' \cdot \boldsymbol{\Phi}^{-1}), \quad (6)$$

уравнения (5) можно переписать в виде

$$\text{tr} \left(\mathbf{B} \cdot \frac{\partial \boldsymbol{\Phi}}{\partial \varphi_{\ell m}} \right) = 0, \quad \mathbf{B} = \{b_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^M = \boldsymbol{\Phi}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \boldsymbol{\Phi}^{-1} - K \cdot \boldsymbol{\Phi}^{-1} = \mathbf{B}^*. \quad (7)$$

В. Пусть отсчеты отражений от **МО** некоррелированы, так что $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{I}_M$, и имеют различную мощность $\eta_{\ell\ell}$, $\ell \in 1, M$ в M смежных интервалах зондирования. В этом случае **КМ** $\boldsymbol{\Phi}$ (3), производные от нее по параметрам $\eta_{\ell\ell}$ и матрица, обратная **КМ**, равны

$$\boldsymbol{\Phi} = \mathbf{I}_M + \boldsymbol{\eta} = \text{diag}\{1 + \eta_{\ell\ell}\}_{\ell=1}^M, \quad \frac{\partial \boldsymbol{\Phi}}{\partial \eta_{\ell\ell}} = \mathbf{e}_\ell \cdot \mathbf{e}_\ell^*, \quad \boldsymbol{\Phi}^{-1} = \text{diag}\{(1 + \eta_{\ell\ell})^{-1}\}_{\ell=1}^M, \quad (8)$$

где $\boldsymbol{\eta} = \text{diag}\{\eta_{\ell\ell}\}_{\ell=1}^M$ – диагональная матрица мощностей отсчетов отражений в M смежных интервалах зондирования, \mathbf{e}_ℓ – ℓ -й, $\ell \in 1, M$ столбец $M \times M$ единичной матрицы.

Система уравнений правдоподобия (7) с учетом (8) принимает вид

$$\text{tr}(\mathbf{B} \cdot \mathbf{e}_\ell \cdot \mathbf{e}_\ell^*) = \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{e}_\ell = 0, \quad \ell \in 1, M, \quad (9)$$

откуда

$$\mathbf{e}_\ell^* \cdot (\mathbf{\Phi}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Phi}^{-1} - K \cdot \mathbf{\Phi}^{-1}) \cdot \mathbf{e}_\ell = (1 + \eta_{\ell\ell})^{-2} \cdot \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{e}_\ell - K \cdot (1 + \eta_{\ell\ell})^{-1} = 0, \quad (10)$$

и, следовательно,

$$\hat{\eta}_{\ell\ell} = \frac{1}{K} \cdot a_{\ell\ell} - 1, \quad a_{\ell\ell} = \mathbf{e}_\ell^* \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{e}_\ell, \quad \ell \in 1, M, \quad (11)$$

где $a_{\ell\ell}$ – (ℓ, ℓ) элемент матрицы \mathbf{A} (2).

Г. Пусть отсчеты отражений от **МО** некоррелированы, так что $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{I}_M$, но имеют одинаковую относительную мощность η в M смежных интервалах зондирования. В этом случае **КМ** $\mathbf{\Phi}$ (3) и производная от нее по параметру η равны соответственно

$$\mathbf{\Phi} = (1 + \eta) \cdot \mathbf{I}_M, \quad \frac{\partial \mathbf{\Phi}}{\partial \eta} = \mathbf{I}_M. \quad (12)$$

Уравнение правдоподобия (7) с учетом (12) принимает вид

$$\text{tr}(\mathbf{B}) = \text{tr}((1 + \eta)^{-2} \cdot \mathbf{A} - K \cdot (1 + \eta)^{-1} \cdot \mathbf{I}_M) = (1 + \eta)^{-2} \cdot \text{tr}(\mathbf{A}) - M \cdot K \cdot (1 + \eta)^{-1} = 0, \quad (13)$$

откуда

$$\hat{\eta} = \frac{1}{M \cdot K} \cdot \text{tr}(\mathbf{A}) - 1 = \frac{1}{M} \cdot \text{tr}(\hat{\mathbf{\Phi}}) - 1 = \frac{1}{M} \cdot \sum_{\ell=1}^M \hat{\eta}_{\ell\ell}. \quad (14)$$

Последняя оценка представляет собой среднее арифметическое оценок (11), что физически объясняется априорным равенством мощностей каждого из M отсчетов.

Д. Пусть отсчеты отражений от **МО** коррелированы и их нормированная **КМ** $\boldsymbol{\rho}$ известна. Эта задача подобна решенной в [5] для действительной симметричной **КМ** вида $\mathbf{\Phi} = \eta \cdot \boldsymbol{\rho}$, для которой **МП** оценкой неизвестного масштабного множителя η служит $\hat{\eta} = (M \cdot K)^{-1} \cdot \text{tr}(\boldsymbol{\rho}^{-1} \cdot \mathbf{A})$, где $\boldsymbol{\rho}$, \mathbf{A} – действительные симметричные матрицы.

В рассматриваемом случае **КМ** $\mathbf{\Phi}$ отражений от **МО** имеет вид (3), а производная от нее по параметру η равна

$$\frac{\partial \mathbf{\Phi}}{\partial \eta} = \boldsymbol{\rho}. \quad (15)$$

Эрмитова положительно определенная (э.п.о.) матрица $\boldsymbol{\rho}$ представима в виде

$$\boldsymbol{\rho} = \mathbf{H} \cdot \boldsymbol{\Lambda} \cdot \mathbf{H}^*, \quad (16)$$

где $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_\ell\}_{\ell=1}^M$ – диагональная $M \times M$ матрица неотрицательных собственных чисел $\lambda_\ell \geq 0$, $\ell \in 1, M$ матрицы $\boldsymbol{\rho}$, \mathbf{H} – унитарная $M \times M$ матрица собственных векторов матрицы $\boldsymbol{\rho}$, удовлетворяющая равенству

$$\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{I}_M. \quad (17)$$

С учетом (16), (17) матрица, обратная **КМ** $\mathbf{\Phi}$, равна

$$\mathbf{\Phi}^{-1} = (\mathbf{I}_M + \eta \cdot \boldsymbol{\rho})^{-1} = \mathbf{H}^* \cdot (\mathbf{I}_M + \eta \cdot \boldsymbol{\Lambda})^{-1} \cdot \mathbf{H}^{-1} = \mathbf{H} \cdot (\mathbf{I}_M + \eta \cdot \boldsymbol{\Lambda})^{-1} \cdot \mathbf{H}^*. \quad (18)$$

Система уравнений правдоподобия (7) с учетом (15), (18) принимает вид

$$\sum_{\ell=1}^M \frac{\lambda_\ell}{(1 + \eta \cdot \lambda_\ell)^2} \cdot \mathbf{h}_\ell^* \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{h}_\ell - K \cdot \sum_{\ell=1}^M \frac{\lambda_\ell}{1 + \eta \cdot \lambda_\ell} = 0, \quad \mathbf{h}_\ell = \mathbf{H} \cdot \mathbf{e}_\ell, \quad \ell \in 1, M, \quad (19)$$

а **МП** оценка мощности должна отыскиваться как ее решение относительно η .

Е. Пусть отсчеты отражений от **МО** коррелированы, но их нормированная **КМ** $\boldsymbol{\rho}$ неизвестна. В этом случае производные от **КМ** (3) по параметрам η и $\rho_{\ell m}$, $\ell, m \in 1, M$

$$\frac{\partial \mathbf{\Phi}}{\partial \eta} = \boldsymbol{\rho}, \quad \frac{\partial \mathbf{\Phi}}{\partial \rho_{\ell m}(\text{Re})} = \eta \cdot (\mathbf{e}_\ell \cdot \mathbf{e}_m^* + \mathbf{e}_m \cdot \mathbf{e}_\ell^*), \quad \frac{\partial \mathbf{\Phi}}{\partial \rho_{\ell m}(\text{Im})} = j \cdot \eta \cdot (\mathbf{e}_\ell \cdot \mathbf{e}_m^* - \mathbf{e}_m \cdot \mathbf{e}_\ell^*), \quad (20)$$

где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

После несложных преобразований система уравнений (7) принимает вид

$$\begin{cases} \operatorname{tr}(\mathbf{B}) = 0, \\ b_{\ell m} = 0, \quad \ell \neq m. \end{cases} \quad (21)$$

В частном случае $M = 2$ ее решения

$$\hat{\eta} = \frac{1}{2 \cdot K} \cdot \operatorname{tr}(\mathbf{A}) - 1, \quad \hat{\rho}_{21} = \frac{a_{21}}{K \cdot \hat{\eta}}, \quad \mathbf{A} = \{a_{\ell m}\}_{\ell, m=1}^2 \quad (22)$$

представляют собой **МП** оценки средней мощности η и коэффициента корреляции ρ_{21} отражений от **МО** в двух смежных интервалах зондирования.

4. Обсуждение результатов. Как следует из проведенного анализа, используемая на практике оценка средней мощности отсчетов отражений от **МО** в реальных условиях коррелированных отражений не является оценкой **МП**. Предусматриваемое в ней усреднение оценок мощностей каждой из компонент увеличивает точность оценивания в меньшей степени, чем при их взаимной некоррелированности, когда она является оценкой **МП**. Эта точность увеличивается по мере уменьшения коррелированности отсчетов отражений от **МО** и их относительной интенсивности. В последнем случае возрастает декоррелирующее влияние собственного шума, приближающее используемую оценку к оценке **МП**.

Количественному анализу и конкретизации этих эффектов посвящено остальное содержание доклада. Отыскиваются законы (плотности и функции) распределения относительной ошибки $\hat{\varepsilon} = \hat{p}/\eta - 1$ оценки \hat{p} (1) средней мощности смеси отражений от **МО** и шума приемника. На их основе определяются ее точностные характеристики, обосновываются требования к объему обучающей выборки, необходимому для оценивания мощности с ошибкой, не превосходящей ± 1 дБ [2]. Разрабатываются рекуррентные алгоритмы и схемы формирования оценки средней мощности **МО**.

Литература.

1. Довиак Р.Дж., Зрнич Д.С. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Ленинград: Гидрометеоиздат, 1988. 512 с.
2. Автоматизированные метеорологические радиолокационные комплексы "Метеоячейка". Отв. ред. Бочарников Н.В., Солонин А.С. СПб.: Гидрометеоиздат, 2007. 238 с.
3. Frehlich R. Performance of maximum likelihood estimators of mean power and Doppler velocity with a priori knowledge of spectral width // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. Nov. 1999. Vol. 16, № 11. PP. 1702 – 1709.
4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
5. Берг Дж.П., Люнбергер Д.Г., Венгер Д.Л. Оценивание ковариационных матриц с заданной структурой // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 63 – 77.
6. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. 240 с.

ОСОБЕННОСТИ СПЕКТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ОСАДКОВ В 8-ми ММ ДИАПАЗОНЕ

Балан М.Г., Зуйков В.А., Разказовский В.Б., Резниченко Н.Г.
Институт радиофизики и электроники им. А.Я.Усикова НАН Украины
ул. Ак. Проскуры 12, Харьков, 61085, Украина
E-mail: vadimr@ire.kharkov.ua

Presented the results of an experimental study of the Doppler spectra of the radar reflections from rain and snowfall in the Ka-band for horizontal and oblique sounding by coherent-pulsed signals.

Интерес к изучению доплеровских спектров радиолокационных отражений от осадков связан с двумя прикладными задачами. Исторически первой, ставшей актуальной с момента начала освоения радиолокацией сантиметрового, а затем миллиметрового диапазонов волн, является задача оценки влияния отражений от осадков как пассивной маскирующей помехи и поиск путей ослабления ее негативного действия на характеристики обнаружения целей различных классов [1, 2]. Второй задачей, решению которой уделяется большое внимание в последние десятилетия, является дистанционная диагностика движения воздушных масс в тропосфере [3] и уточнение представлений о свойствах первичных рассеивателей радиоволн: дождевых капель, града и снежинок [4]. В данной работе доплеровские спектры отражений от осадков исследуются в условиях, соответствующих радиолокационному наблюдению объектов на земной поверхности либо на небольших, до 200 м, высотах над ней. Получаемые в таких условиях спектры позволяют, с одной стороны, оценивать влияние радиолокационных отражений от осадков на характеристики систем селекции движущихся целей, а с другой, служат источником информации о скорости и неоднородности приземного ветра, знание которых является одной из составляющих обеспечения безопасности воздушного движения на этапах посадки и взлета. В отличие от большинства предшествующих исследований нами ставилась задача получения не усредненных за значительные промежутки времени спектров, а оценка их нестационарности (изменчивости за короткое время) и влияние на эту характеристику высоты отражающего объема над поверхностью.

Методика и результаты исследований. Изучение доплеровских спектров радиолокационных отражений от осадков проводилось с использованием когерентного радиолокатора 8-ми мм диапазона [5]. Длительность импульсов радиолокатора составляла 0,1 мкс при мощности около 20 Вт и частоте повторения 20 кГц. Зеркальная приемопередающая антенна имела игольчатую диаграмму направленности шириной около $0,8^\circ$ при уровне первых боковых лепестков менее 26 дБ. Поворотное устройство, на котором была установлена антенна, позволяло изменять ее ориентацию по азимуту и углу места с фиксацией последнего при значениях 0° , 10° , 20° .

Каждый сеанс записи при неизменных положении антенной системы, задержке селекторного импульса по дальности и коэффициенте усиления приемника имел длительность 5 с. После этого запись либо повторялась, либо производилась при измененных начальных условиях. Основные результаты были получены при записи отраженного сигнала с дальности 600 м. Такая дальность была выбрана исходя из того, что, во-первых, при этом отсутствовали мешающие отражения от строений и деревьев как по главному, так и по ближним боковым лепесткам, во-вторых, интенсивность отраженного от осадков сигнала была достаточно высокой даже при слабых дожде и снегопаде. При выбранной дальности 600 м импульсный объем имел форму цилиндра диаметром около 6 м и длиной около 15 м. Изменение угла наклона луча антенны позволяло изменять его высоту. Горизонтальному положению оси с учетом высоты места установки радиолокатора соответствовала высота ~ 20 м, а углам подъема 10° и 20° соответствовали высоты 124 м и 225 м.

При статистической обработке исходный массив данных длительностью 5 с делился на 5 подмассивов, а каждый из этих подмассивов, в свою очередь, на десять частей дли-

тельностью 0,1 с каждая. Числовой массив каждой части центрировался (вычиталось среднее значение), умножался на оконную функцию Хемминга и подвергался быстрому преобразованию Фурье. При дальнейшей обработке и анализе использовались квадраты модулей комплексных амплитуд гармоник спектра. В основном анализировались два вида спектров, получаемых усреднением первичных, что повышало их статистическую устойчивость. Первый представлял собой «мгновенный» спектр, усредненный за время, равное 1 с по десяти первичным относящимся к одному и тому же подмассиву, а второй был результатом усреднения по всему исходному массиву, т.е. за время 5 с.

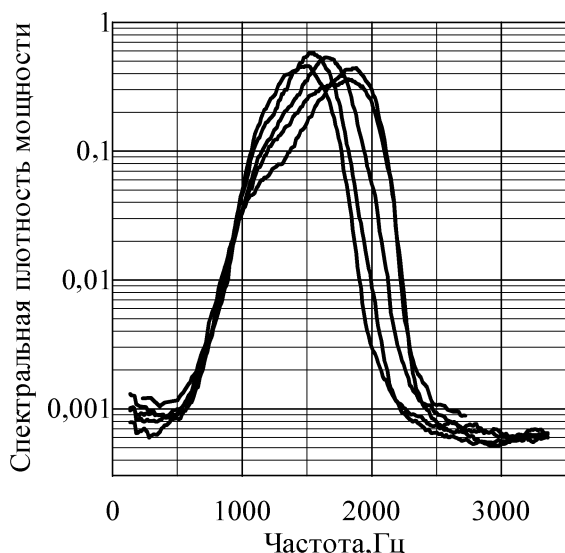


Рис. 1. Спектры отражений от дождя при горизонтальной ориентации антенны

димо, с уменьшением степени турбулентности тропосферы при увеличении высоты рассеивающего объема. Этот эффект четко виден при сравнении рис. 1 (горизонтальный луч) с рис. 2 (подъем луча 10°) и рис. 3 (подъем луча 20°) при разнице во времени менее 10 мин.

Спектры радиолокационных отражений от снегопада имеют сложную, часто много-модальную форму, причем она сильно изменяется даже за время одной записи. Пример такого спектра показан на рис. 4. В результате этого усредненный по пяти записям спектр оказывается значительно шире, чем «мгновенные» спектры (рис. 5). По мгновенным и усредненным спектрам рассчитывались их центральная частота и эффективная ширина. Для обработки были признаны пригодными результаты опытов, удовлетворяющие следующим требованиям:

- а) достаточная амплитуда отраженного сигнала, превышающая не менее чем на 20 дБ уровень внутренних шумов приемника;
- б) относительное постоянство на протяжении опыта интенсивности дождя, среднего направления и скорости ветра, причем направление и скорость ветра должны были обеспечивать такие значения центральной частоты, при которых эффект «свертывания» спектра являлся несущественным.

Анализ результатов расчетов показал, что существует четкая связь центральной доплеровской частоты с углом наклона луча антенны, функциональный вид которой зависит от направления ветрового сноса. Особенно хорошо она проявилась в опыте, проводившемся при стабильных направлении и скорости ветра и не сильно изменявшейся интенсивности дождя; результаты этого опыта иллюстрируются рис. 6, где кружочками отмечены значения центральной частоты спектра при горизонтальном положении луча антенны, крестиками — для угла наклона 10° , квадратами — для угла 20° .

Визуальное сравнение спектров показало, что, во-первых, характеристики спектров при отражении от дождя и снега существенно отличаются между собой. Во-вторых, даже при отражении от дождей (более стабильном, чем от снега) параметры спектров, их центральная частота и ширина существенно меняются от опыта к опыту уже в пределах интервалов времени порядка единиц минут, а иногда и за секунды. Следствием этого является уширение усредненного спектра по сравнению с «мгновенными». В качестве примеров на рис. 1а приведены пять «мгновенных», т.е. за время около 1с спектров, полученных при горизонтальной ориентации антенны.

В большинстве опытов наблюдалось сужение спектров при увеличении угла наклона антенны, связанное, по-видимому,

Эффективная ширина спектра, полученная в упоминаемых выше опытах, изменялась в пределах от примерно 100 Гц до 500 Гц; какой-либо четкой зависимости от угла наклона луча не наблюдалось. Область частот, соответствующая эффективной ширине спектра, характеризует действие интенсивной маскирующей радиолокационной помехи. Второй важной характеристикой является область частот, равная ширине спектра по уровню 0,01 от максимума, за границами которой влияние такой помехи можно считать несущественным. Результаты расчета эффективной ширины спектра и ширины по уровню 0,01 от максимума для двух опытов приведены в таблице. Из таблицы видно, что как эффективная ширина спектра, так и его ширина по уровню 0,01 от максимума изменяются от опыта к опыту в сравнительно небольших пределах даже при изменении угла возвышения луча антенн.

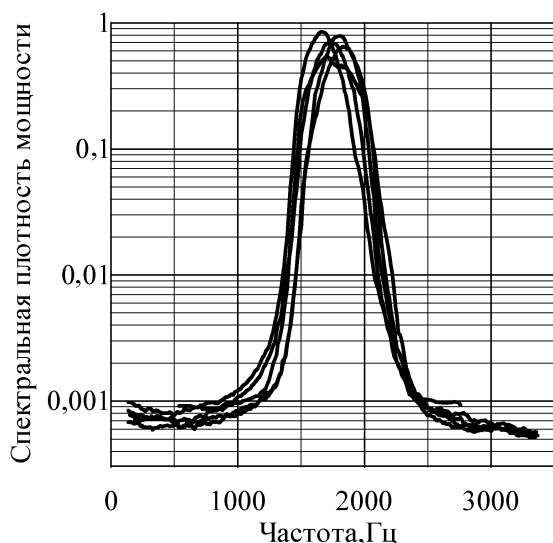


Рис. 2. Спектры отражений от дождя при подъеме луча на 10°

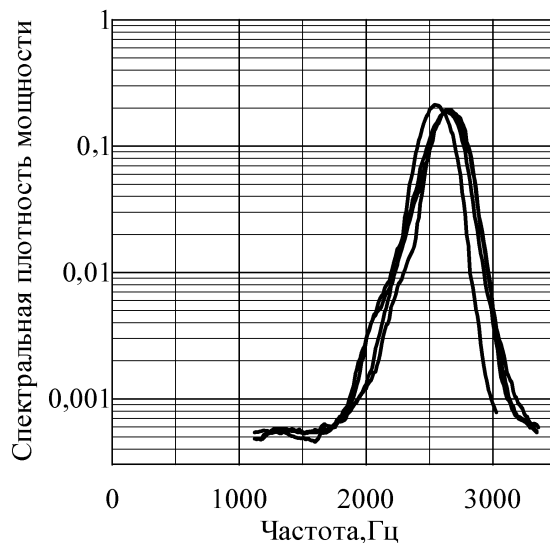


Рис. 3. Спектры отражений от дождя при подъеме луча на 20°

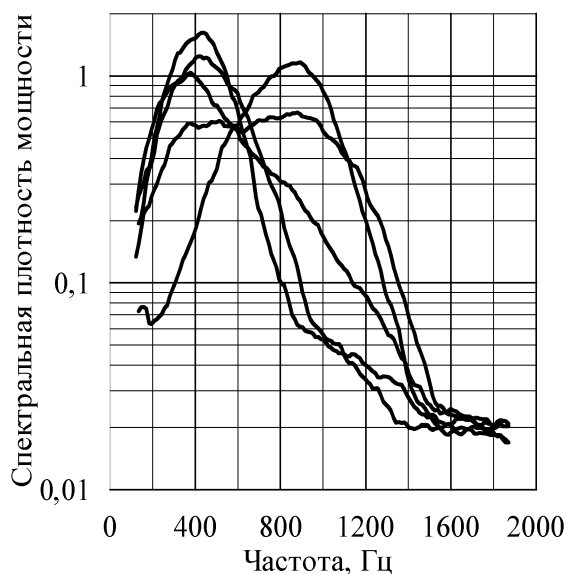


Рис. 4 «Мгновенные» спектры отражений от снегопада

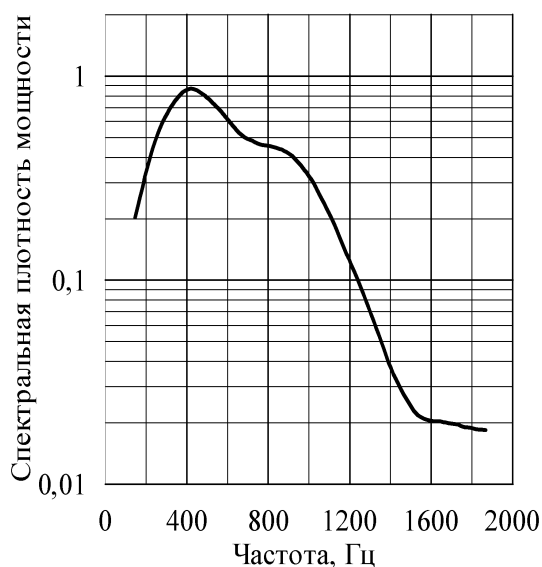
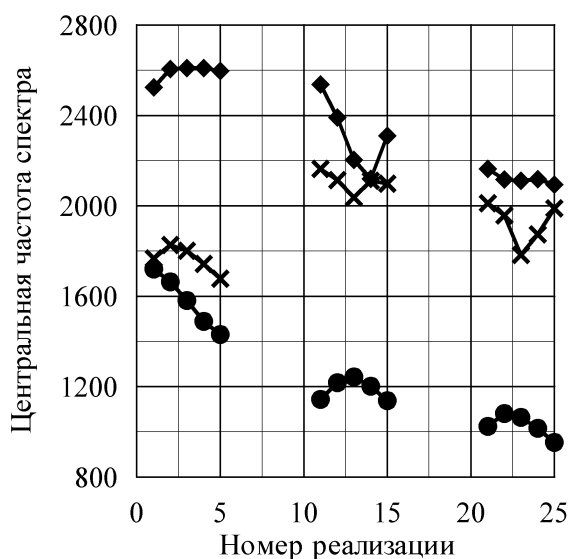


Рис. 5 Усредненный спектр отражений от снегопада

Выводы. Результаты проведенных опытов позволяют сделать ряд выводов об особенностях доплеровских спектров радиолокационных отражений радиоволн Ка-диапазона от дождей умеренной интенсивности при горизонтальном и наклонном вверх до 20°



Рисб. Зависимость центральной доплеровской частоты от угла наклона антенны

Ширина доплеровского спектра радиолокационных отражений от дождя

Номера опытов	Эффективная ширина спектра, Гц при угле возвышения, град.			Ширина спектра по уровню 0,01 от максимума, Гц при угле возвышения, град.		
	0°	10°	20°	0°	10°	20°
1.1	44 6	29 8	19 0	139 3	732	95 7
1.2	31 3	20 6	50 1	140 4	654	64 2

области «слепых» радиальных скоростей не будет превышать 10 – 20 км/час.

Литература

1. Currie N.C., Hayes R.D., Trebits R.N. Millimeter-wave radar clutter // ARTECH-HOUSE.—1992.—245 p.
2. Хлопов Г.И. Когерентная радиолокация в миллиметровом диапазоне // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники.—1999.—№9.— С. 3–27.
3. Yanovsky F.J, Glushko D. Algorithms for Simultaneous Analysis of Differential Doppler Velocity and Doppler Width // IRS—2010.—SPW 1–4.
4. Горелик А.Г., Коломиец С.Ф. Влияние микроструктуры дождя на достоверность и точность определения скорости вертикальных воздушных потоков // Успехи современной радиоэлектроники. 2006.—№11.—С. 16–27.
5. Зуйков В.А., Ключко Г.И., Колисниченко М.В., Поттиенко В.П., Черный Б.С. Приемно-передающий радиолокационный модуль миллиметрового диапазона длин волн // Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2003.—№3.—С. 15–18.

направлении максимума диаграммы направленности:

а) в преобладающем большинстве случаев спектр одномодальный и его эффективная ширина составляет 150 – 500 Гц, причем отсутствует четко выраженная зависимость ширины спектра от угла подъема луча антенны;

б) ширина спектра на уровне 0,01 от значения спектральной плотности мощности в максимуме лежит в пределах примерно от 600 Гц до 1500 Гц и тоже не зависит от угла подъема луча антенны;

в) средняя частота спектра близка к частоте его максимума и при фиксированном положении в пространстве рассеивающего объема ее вариации имеют величину порядка эффективной ширины спектра;

г) изменение угла возвышения луча антенны приводит к существенным изменениям частоты максимума, которые могут быть объяснены ветровым сносом капель дождя и изменением направления их облучения.

Относительное постоянство ширины доплеровских спектров отражений от дождя может быть использовано для подавления или частичного ослабления их маскирующего действия. В частности, при применении адаптивного полосового режекторного фильтра с центральной частотой, совпадающей с оценкой средней частоты спектра за время порядка 1 с, при соответствующем выборе полосы заграждения цифрового фильтра можно достичь значительного подавления помех от дождя. Ширина образующейся при этом

ВОЗМОЖНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ И МОНИТОРИНГА ВУЛКАНИЧЕСКОГО ПЕПЛА

Миколушко А.М., Яновский Ф.И.

Национальный авиационный университет
03680, г. Киев, пр. Комарова 1, каф. радиоэлектроники, тел. (044) 406-71-30,

E-mail: yanovsky@i.com.ua, 9shik@ukr.net

This work is about optical properties of volcanic aerosol particles and capabilities of their monitoring using polarimetric radar and lidar methods.

Введение. Беспрецедентное прекращение воздушного движения над Европой, вызванное облаком пепла после извержения вулкана, заставило мировое сообщество начать разрабатывать более эффективную стратегию, связанную с влияющими на безопасность полетов выбросами вулканического пепла. Такая стратегия должна основываться на точной информации о реальной степени присутствия вулканического пепла в воздушном пространстве и о его возможном влиянии на воздушные суда, оказавшиеся. Именно поэтому в дополнение к обнаружению и мониторингу опасных зон в тропосфере, связанных с метеорологическими образованиями, поведением ветра и электричеством атмосферы, зоны вулканического пепла также должны рассматриваться как объекты наблюдения в связи с безопасностью полетов, а также с экологической и экономической безопасностью.

Характеристика частиц вулканического пепла. Вулканы являются мощными источниками пылевой материи, выбрасывая в атмосферу колоссальное количество дыма и вулканического пепла. Вулканический пепел – это продукт вулканической деятельности в форме выброшенных в воздух мельчайших каменных частиц диаметром менее 2 мм. Считается, что облака пепла в нисходящих после извержения вулкана потоках воздуха состоят из гораздо меньших частиц – менее 0,1 мм. Эти частицы вместе с газами вулканического происхождения поднимаются в атмосферу на высоту более 20 км. Ветер в верхних слоях атмосферы способен переносить частицы, содержащиеся в облаках пепла. Как правило, они образуются выше эшелона полета FL200 (6100 м), но нижняя граница первоначального облака зависит от высоты вулканического кратера и скорости извержения вулканического материала. К числу видимых признаков извержения, в первую очередь, относятся огромные белые облака пара, если кратер расположен ниже ледовой шапки. Облака пара поднимаются непрерывно и часто маскируют собой выбросы пепла, которые почти всегда происходят в беспорядочной последовательности. Оценки состава аэрозолей вулканического происхождения [1] свидетельствуют о процессах их образования и дальнейшей эволюции: эмиссия продуктов стирания стенок кратера и частиц измельченной лавы, а также паров, сернистого газа, соляной кислоты, легко испаряющихся металлов, которые в дальнейшем вступают в различные химические реакции и конденсируются.

Лазерные методы обнаружения вулканического пепла в атмосфере. Среди дистанционных методов исследования атмосферных аэрозолей, в том числе и вулканического происхождения, можно выделить, прежде всего, оптические методы. Оптические свойства аэрозоля – спектральные и поляризационные характеристики поглощения и рассеяния излучения – существенно отличаются от молекулярного рассеяния, что позволяет обнаружить даже небольшие добавки аэрозольного рассеяния на молекулярном фоне. Лидарные приборы, работающие на земле, могут быть использованы для определения оптических свойств аэрозольных частиц, а значит, и вулканического пепла. Но для того чтобы судить о концентрации находящегося в воздухе пепла, должны быть разработаны специальные методы и алгоритмы.

Наилучшее разрешение по высоте обеспечивают лидарные измерения фона обратного рассеяния. В настоящее время в мире функционирует ряд сетей лидарных станций, измеряющих, в частности, содержание аэрозоля на различных высотах, например, сеть «CIK-LINET» [2].

Проблема влияния вулканического пепла на полеты возникла не в 2010 году, она была актуальна и до извержения исландского вулкана, парализовавшего полеты над Европой. С середины января по начало февраля 2006 года произошла серия извержений на острове вулканического происхождения Августин неподалеку от южного берега Аляски. К началу февраля шлейф вулканического пепла перенесся на север вглубь полуострова. Спутниковые снимки и прогнозы в соответствии с моделью переноса вулканического пепла подтверждают тот факт, что аэрозольный шлейф прошел над местом расположения поляризационного лидара. Впервые соотношение 0,10–0,15 линейной деполяризации лидара было измерено в новообразовавшемся тропосферном вулканическом шлейфе, показывая, что несферические минеральные частицы, типичные для вулканических извержений, порождают сильную лазерную деполяризацию. Таким образом, поляризационные лидары могут идентифицировать шлейфы вулканического пепла, создающего угрозу для движения авиатранспорта [3].

Для бортовых устройств обеспечения безопасности полетов также можно разрабатывать оптические локаторы. Однако целесообразно рассмотреть вопрос и о возможности применения радиолокаторов X-диапазона, которые являются штатным оборудованием любого самолета.

Оценка возможности обнаружения стандартным радиолокатором. Учитывая, что облако пепла можно сравнить с облаком гидрометеоров различных размеров, форм и микрофизических параметров, методы, разработанные для обнаружения метеообразований, их идентификации и распознавания, вероятно, могут быть адаптированы и использованы в целях мониторинга вулканической пыли [4-6].

Одной из распространенных моделей распределения частиц по размерам является гамма-распределение в форме

$$N(D) = N_0 D^\mu e^{-\Lambda D^\mu} \quad (1)$$

Графическое представление этого распределения представлено на рис. 1 при $\Lambda = 4$ и трех значениях параметра $\mu = 1; 1,5; 2$. По оси x отложен эквивалентный диаметр рассеивателей, а по оси y – количество частиц данного диаметра в единице объема.

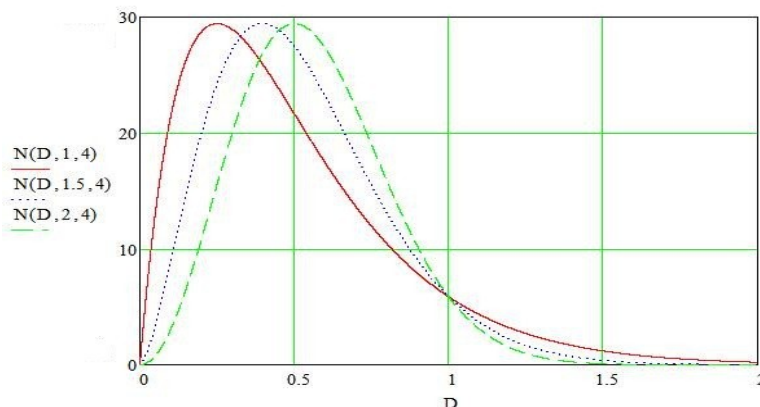


Рис. 1. Модель распределения частиц вулканического пепла по размерам

Аналогично радиолокации осадков, введем характеристику отражающего объекта вулканического происхождения - радиолокационную отражаемость $Z [мм^6 / м^3]$, которая является нулевым моментом функции распределения частиц по размерам $N(D)$

$$Z = \int_{D_{min}}^{D_{max}} N(D) D^6 dD, \quad (2)$$

где D_{\min} и D_{\max} - минимальный и максимальный размеры рассеивателей в отражающем объеме соответственно. Величина Z является характеристикой самого отражающего объекта.

Выполним количественную оценку радиолокационной отражаемости вулканического пепла. Пусть $N_0=320$, $\Lambda=4$; $\mu=1$, что обеспечивает хорошее согласие модели (1) с данными реальных измерений [7], а пределы интегрирования $D_{\min}=0$, $D_{\max}=2$ (согласно рис.1).

Тогда из уравнения (2) следует, что радиолокационная отражаемость равна $Z=13,462 \text{ мм}^6 / \text{м}^3$. Оценим мощность отраженного сигнала P_r на входе приемника радиолокатора, исходя из уравнения радиолокации метеорологических объемно-распределенных целей [8].

$$P_r = \frac{0,75 P_t G_a \tau c Z 10^{-18} K_\epsilon}{\lambda (R \cdot 10^3)^2}, \quad (3)$$

где P_t - мощность зондирующего импульса; G_a - коэффициент усиления антенны; τ - длительность зондирующего импульса; c - скорость света; K_ϵ - коэффициент, зависящий от комплексной диэлектрической проницаемости вещества частицы; λ - длина волны; R - дальность до исследуемого отражающего объема.

Пусть параметры радиолокатора $P_t=10$ кВт, $G_a=1000$, $\lambda=3,2$ см, $\tau=2$ мкс, а параметры объекта наблюдения $Z=13$ и $K_\epsilon=0,4$, что является характерным значением для вулканического пепла. На рис. 2 приведен результат расчета мощности отраженного сигнала от дальности при указанных параметрах.

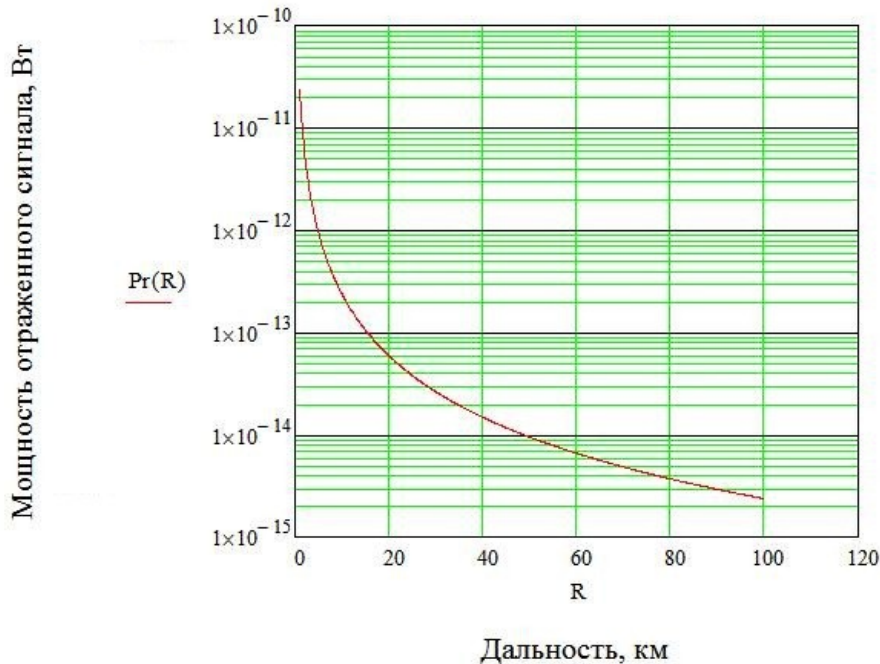


Рис. 2. Оценка мощности отраженного сигнала

Таким образом, расчет показывает, что бортовой радиолокатор трехсантиметрового диапазона, способен обнаружить сигнал, отраженный от облака вулканического пепла на дальности, достаточной для принятия решения. Из графика видно, что чувствительность 10^{-14} Вт соответствует максимальной дальности обнаружения 50 км.

Для применения методов распознавания типа гидрометеоров [4-6] и выделения зон обнаружения вулканического пепла необходимо придать радиолокатору поляризметрические свойства, что является вполне реальной технической задачей.

Выводы. Поляризационный анализ дает возможность при минимальном объеме априорной информации выделить и исследовать свойства оптически активных составляющих на самых разных высотах – от тропосферного аэрозоля до метеорной пыли в мезосфере.

Для обнаружения облаков вулканического пепла эффективно могут быть использованы поляризационные лидары.

В тоже время, с учетом проведенных расчетов, можно сделать вывод о том, что радиолокатор сантиметрового диапазона также может быть полезен, особенно при использовании поляризационных методов зондирования и обработки сигнала с целью распознавания типа отражающих частиц.

Комплексное использование радарных и лидарных методов дистанционного зондирования, предназначенных для мониторинга опасных погодных условий, имеет особенно высокий потенциал для широкого применения при обеспечении безопасности полетов в условиях загрязнения атмосферы вулканическим пеплом.

Литература.

[1] Л.С. Ивлев Микроструктурные особенности аэрозолей вулканического происхождения. Оптика атмосферы и океана, т.9, № 8, 1996, с. 1039-1057.

[2] А.П. Чайковский, А.П. Иванов, Ю.С. Балин, А.В. Ельников, Г.Ф. Тулинов, И.И. Плюснин, О.А. Букин, Б.Б. Чен. Лидарная сеть CIS-LINET для мониторинга аэрозоля и озона: методология и аппаратура // Оптика атмосферы и океана. 2005. Т.18. №2. с.1066-1072.

[3] “Volcanic ash plume identification using polarization lidar: Augustine eruption, Alaska”, Geophysical Research Letters, Vol. 34, L08803, 4 pp., 2007, <http://www.agu.org/pubs/crossref/2007/2006GL027237.shtml>

[4] F.J. Yanovsky, Doppler-polarimetric approach to microwave remote sensing of precipitation, Proceedings 6th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, 2007, 1, pp. 436-438.

[5] F.J. Yanovsky and L.P. Lighthart, Microwave scattering on atmospheric particles, 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques, 2007, pp. 26-31.

[6] F.J. Yanovsky, Inferring microstructure and turbulence properties in rain through observations and simulations of signal spectra measured with Doppler-polarimetric radars. In: Polarimetric Detection, Characterization, and Remote Sensing, Springer, 2011, 545 pp.

[7] F.S. Marzano, G.V., and W.I. Rose, Microphysical Characterization of Microwave Radar Reflectivity Due to Volcanic Ash Clouds, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 44, No. 2, February 2006, pp. 313-327.

[8] Ф.И. Яновский. Бортовые метеонавигационные радиолокаторы. Физические основы, основные параметры и принципы построения. К.: КИИГА, 1982. – 82 с.

МЕТОДИКА АДАПТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ РАСПОЗНАВАНИЯ ОПАСНЫХ ЯВЛЕНИЙ ПОГОДЫ К ЭНЕРГЕТИЧЕСКОМУ СОСТОЯНИЮ АТМОСФЕРЫ

Кузнецов И.Е.

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)

E-mail: vaiumet@mail.ru

Methods of energetic parameter determination were suggested. Its registration optimally provides radiolocation models adaptation to atmospheric conditions.

В настоящее время разработано множество методик получения метеоинформации с помощью радиолокационных систем наблюдения, которые отличаются процедурами распознавания, используемым пространством признаков распознавания, способом обработки и представления исходных данных и т.д. Несмотря на это, достигнуто некоторое насыщение в точности идентификации явлений погоды радиолокационными методами. Это обусловлено практически полным использованием информационного резерва, заключённого в основной радиолокационной характеристике метеообразований – радиолокационной отражаемости (Z). Анализ результатов статистической обработки радиолокационных наблюдений показывает, что величина Z обладает большой изменчивостью, что существенно осложняет процесс идентификации опасных явлений погоды по радиолокационным данным. Вместе с тем известно, что образование и дальнейшая эволюция ОЯП проходит под воздействием энергии, запасенной атмосферой. Причем в одних случаях такое энергетическое воздействие приводит к усилению интенсивности явлений погоды, в других – препятствует их возникновению, а также оказывает влияние на величину радиолокационной отражаемости.

В работе предлагается методика, позволяющая повысить эффективность идентификации опасных явлений погоды путем определения и учета в метеорологических радиолокационных моделях энергетического параметра, характеризующего состояние атмосферы.

Задачу определения энергетического параметра, учет которого обеспечит адаптацию метеорологических радиолокационных моделей к состоянию атмосферы, решим с использованием «дивергенции Кульбака».

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} [f_1(X, a) - f_2(X, a)] \ln \frac{f_1(X, a)}{f_2(X, a)} dX. \quad (1)$$

где $f(X, a)$ - совместная плотность вероятности распределения параметра радиолокационной метеорологической модели X и одного из показателей энергетического состояния атмосферы a .

Максимальное значение дивергенции будет являться показателем эффективности рассматриваемого параметра адаптации a . Из (1) видно, что мера D является положительно определенной величиной равной нулю в случае совпадения законов $f_1(X, a)$, $f_2(X, a)$ и растущей по мере увеличения их различия. Естественно ожидать, что в случае большего отличия законов распределения признака X в классах A_1 , A_2 синтезируемая радиолокационная модель будет обладать большей адекватностью. Не проводя разбиения интервала значений параметра адаптации a , вычислим величину дивергенции D . В этом случае, соответствующем неадаптивному подходу, она определится как мера различия безусловных плотностей распределения признака радиолокационной модели X в классах A_1 и A_2 .

При разделении интервала $[a_{min}, a_{max}]$ на два отрезка Δa_m и вычисляя для каждого из них величины D_2^m ($m=1,2$ соответствует 1-му и 2-му отрезкам), определим меру различия условных плотностей признака X в классах A_1 , A_2 - $f_1(X/\Delta a_m)$ и $f_2(X/\Delta a_m)$. Продолжая процедуру подобным образом, на k -м шаге будем иметь ряд значений D_k^m ($m=\overline{1, k}$). Естественно связать момент окончания процесса дробления интервала $[a_{min}, a_{max}]$, и вооб-

ще его целесообразность, с характером изменения значений D_k^m при делении. Исследуем тенденцию изменения D_k^m при увеличении k . Для наглядности рассмотрим случай, когда имеются два двухпараметрических закона распределения признака распознавания X с плотностями $f_1(X)$ и $f_2(X)$. Будем считать, что параметрами являются математическое ожидание $\overline{X_j}$ и дисперсия σ_j^2 , где $j=1,2$. Интуитивно ясно, что физический смысл процесса разбиения параметра a на градации заключается в упорядочивании радиолокационных моделей метеорологических объектов, характеризуемых признаком X , по условиям влияния на их развитие и эволюцию энергетического состояния атмосферы. Со статистической точки зрения это ведет к получению в каждой градации a более однородных рядов X , имеющих меньшие по величине характеристики разброса. То есть существует зависимость $\sigma_j(k)$, заключающаяся в уменьшении величины σ_j с ростом k . При этом скорость изменения σ с ростом k , уменьшаясь по какому-либо закону, должна на определенном шаге стать бесконечно малой. То есть существует момент, когда рост D_k^m прекращается и дальнейшее деление отрезка $[a_{min}, a_{max}]$ нецелесообразно в смысле обеспечения дополнительного качества построения прогностической модели. Указанный характер связи D_k^m не дает, тем не менее, ответа на два вопроса. Так как характер изменения различен для разных m , то невозможно однозначно указать необходимый момент прекращения деления. Кроме того, различные градации, отвечающие различным значениям параметра адаптации a , должны иметь различный "вес" при их учете в процессе дробления. Это обусловлено особенностями как закона распределения параметра a , так и вероятностями появления объектов в классах A_1 и A_2 при различных значениях a . Это возможно учесть путем введения следующего критерия.

$$Q(k) = \sum_{m=1}^k D_m \sum_{j=1}^2 P_{mj} \int_{a_m}^{a_{m+1}} W(a/A_j) da, \quad (3)$$

где D_m – величина дивергенции Кульбака признака X для классов A_1 и A_2 в m -й градации параметра a ; a_m и a_{m+1} – границы градации разбиения параметра a ; P_{mj} – априорные вероятности появления событий в классах A_j ; $W(a/A_j)$ – условные плотности вероятности параметра a в j -ом классе.

В соответствии с изложенным можно заключить, что $Q(k)$ будет являться монотонно возрастающей функцией. Причем на некотором шаге k^* его рост будет существенно замедляться. Величина $Q(k_a^*)$ может служить оценкой эффективности выбора параметра адаптации a .

Обычно в расчетных методах прогноза конвективных явлений в качестве энергетической характеристики используется энергия неустойчивости атмосферы, которая позволяет оценить максимально возможные скорости восходящих потоков в облаках. Поскольку в эту оценку не входит такой важный параметр, как влажность окружающего воздуха, энергия неустойчивости не позволяет оценить реальные возможности развития конвекции и ее интенсивность. Поэтому оценки $Q(k_a^*)$ были проведены, при условии, когда в качестве энергетического параметра a использовались: энергия потенциальной неустойчивости атмосферы θ ; величина вертикальных потоков; высота верхней границы облачности, а в качестве прогностического признака – радиолокационная отражаемость Z .

Такой подход позволил выявить оптимальный параметр адаптации – энергию потенциальной неустойчивости атмосферы.

Результатом вычислений явилось разбиение ряда значений выделенного оптимального параметра адаптации θ на градации. Диапазон значений θ был разбит на 5 отрезков. Данное разбиение является лучшим в смысле обеспечения необходимого качества синтезируемой процедуры. Следующим шагом было восстановление в каждой градации θ законов распределения признаков распознавания Z_i и оценка их параметров. Процедура восстановления была выполнена для трех уровней измерения Z ($i = 1, 2, 3$) в обоих прогнозируемых классах A_1 (облачность с грозой) и A_2 (облачность без грозы). Учитывая однозначную связь величин Z_i с микрофизическими характеристиками метеоцели, можно сделать вывод о характерной зависимости микрофизики облаков кучевых форм от энергетических запасов конвекции θ . Исследование данной связи является важной задачей физики конвективных облаков. Её решение позволяет более глубоко понять как некоторые теоретические вопросы, так и реализовать ряд практических задач – краткосрочного и сверхкраткосрочного прогноза развития облачности кучевых форм по радиолокационным данным, оценки возможной интенсивности ливневых осадков, определение электрического состояния облаков и т.д.

Реализация методики поиска параметра адаптации метеорологических моделей к энергетическому состоянию атмосферы на примере идентификации грозовой облачности в Краснодарском крае позволяет выявить ряд особенностей. Во-первых, существует некоторая общая тенденция увеличения Z_{ij} с ростом θ . Это свидетельствует о том, что с увеличением энергетики процесса, непосредственно связанным с интенсивностью турбулентного перемешивания в кучево-дождевых облаках, процесс коагуляционного роста облачных частиц усиливается, что ведет к их укрупнению. Во-вторых, разность математических ожиданий $\Delta Z_{ij} = \overline{Z_{i1}} - \overline{Z_{i2}}$ с ростом энергии неустойчивости θ изменяется не существенно. На основании этого можно заключить, что процесс формирования спектра облачных частиц протекает однотипно в грозовых и не грозовых облаках кучевых форм. То есть при данных запасах энергии конвекции облако либо способно, либо не способно перейти в стадию грозового. В-третьих, характер изменения величин σ_{ij} с ростом θ однотипен. Как для грозовых, так и для не грозовых облаков для всех уровней i имеет место на общем фоне роста величин σ_{ij} с ростом θ сближение их значений. Данная зависимость, кроме подтверждения сделанного выше вывода, свидетельствует о том, что в случае больших запасов энергии неустойчивости наблюдается большой разброс значений параметров спектра облачных частиц. То есть, развитие кучево-дождевой облачности в данном случае носит динамический характер, которому присуще изменение микрофизических характеристик облака в широких пределах, обусловленное интенсификацией процессов роста, дробления капель, их кристаллизации и т.д. Кроме того, можно заключить, что в данном случае указанные процессы протекают однотипно во всей толще кучево-дождевого облака.

Таким образом, разработана и апробирована методика адаптации метеорологических прогностических моделей к состоянию атмосферы по энергетическому параметру, в качестве которого для исследуемого процесса следует использовать энергию потенциальной неустойчивости атмосферы. Применение данной методики обеспечивает повышение успешности идентификации опасных явлений погоды.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА НА ВЫСОТАХ МЕЗОПАУЗЫ-НИЖНЕЙ ТЕРМОСФЕРЫ МЕТОДОМ РАДИОЛОКАЦИИ МЕТЕОРНЫХ СЛЕДОВ ПО СИГНАЛАМ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Кукуш В. Д., Олейников А. Н.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Основ радиотехники, тел. (057) 702-14-30,
E-mail: K.Vitalii@ymail.com; ortoan@rambler.ru

The possibility of using of terrestrial television broadcast signals as sounding signals for mesosphere-lower thermosphere (MLT, 80-105 km) wind measurements by the radio meteor method is investigated. The given work shows results of modelling and error estimation of the developed measuring technique.

Метод радиолокации метеорных следов является одним из основных для мониторинга ветровых движений на высотах мезопаузы-нижней термосферы (МНТ, 80-105 км) [1]. Принцип измерения скорости ветра основан на регистрации доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) отраженных от метеорных следов зондирующих сигналов метеорной РЛС (МРЛС). Для радионаблюдений за метеорными следами могут быть также использованы сигналы телевизионного вещания (СТВ). При этом не требуется излучать специализированный зондирующий сигнал, что позволяет сократить себестоимость подобных измерений за счёт значительного снижения энергопотребления, стоимости регламентных работ и отсутствия платы за использование радиочастотного ресурса. Цель данной работы - дальнейшее развитие исследований в этом направлении [2], а именно моделирование процесса измерения и оценка погрешности при использовании СТВ для измерения скорости ветра на высотах МНТ методом радиолокации метеорных следов.

Исходными данными для моделирования являлись: высотно-временная структура поля скорости ветра (V) на высотах МНТ, заданная профилями зональной ($u(t, h)$) и меридиональной ($v(t, h)$) компонент; распределение углов места (ϵ), азимутов (φ) и высот (h) метеорных следов; численность метеорных отражений; длина волны (λ) и нестабильность несущей частоты (σ_f) радиосигнала изображения СТВ, выраженная как её среднее квадратическое отклонение (СКО) от рабочей частоты; широта расположения приёмной позиции (фиксированная величина равная 50°); азимут (φ_T) и расстояние (R) до «используемого» телевизионного радиопередатчика (ТВ РПУ). В результате расчёта по ДСЧ телевизионных сигналов отраженных от метеорных следов определялись мгновенные ($V_{\text{мгн}}$), среднечасовые ($V_{\text{ч}}$) оценки скорости ветра и осреднённая по всему циклу измерений суточная вариация среднечасовых ($V_{\text{оср.ч}}$) оценок скорости ветра в МНТ.

Высотно-временная структура поля скорости ветра задавалась по реальным профилям меридиональной и зональной компонент скорости ветра над областью размером $10^\circ \times 10^\circ$ широты/долготы с центром в г. Харьков ($50^\circ\text{N } 36^\circ\text{E}$). Профили ветра были получены с сайта <http://www.timed.jhuapl.edu> и представляют собой результаты измерения устройства «TIMED Doppler Interferometer» (TIDI), расположенного на борту спутника NASA «The Thermosphere-Ionosphere-Mesosphere Energetics and Dynamics Mission» (TIMED). Для подобной локальной области на поверхности Земли статистическая обеспеченность данных со спутника является сравнительно низкой (до 3 профилей/день). В связи с этим при моделировании использовалась осреднённая суточная вариация среднечасовых профилей ветра, рассчитанных по результатам измерения TIDI за интервал в 3 месяца.

Численность метеорных следов задавалась фиксированной и равной 10 метеоров/час, что в три раза менее среднего количества регистрируемых метеорных следов по СТВ [2].

ДСЧ несущей частоты СТВ отраженного от метеорного следа рассчитывалось как:

$$F_d = \frac{1}{\lambda} \cdot \vec{V} \cdot (\vec{r}_{MT} + \vec{r}_{MR}) = \frac{1}{\lambda} \cdot \left(u(t, h) \cdot \vec{i}_{WE} + v(t, h) \cdot \vec{j}_{SN} \right) \cdot \left(\vec{r}_{MT} + \vec{r}_{MR} \right), \quad (1)$$

где $\vec{i}_{WE}, \vec{j}_{SN}$ – орты в направлении с Запада на Восток и с Юга на Север соответственно в точке расположения метеорного следа; $\vec{r}_{MT}, \vec{r}_{MR}$ – орты в направлении от метеорного следа к передающей и приёмной позициям.

Расчёт по формуле (1) выполнялся методами аналитической геометрии в пространстве с учётом кривизны поверхности Земли и без учёта рефракции радиоволн. Величины $\vec{r}_{MT}, \vec{r}_{MR}, \vec{i}_{WE}, \vec{j}_{SN}$ определялись по заданным пространственным координатам отражающей области метеорного следа (ε, φ, h) и ТВ РПУ (φ_T и R) относительно приёмной позиции, которая размещалась в начале отсчёта трёхмерной прямоугольной системы координат. Параллельно с расчётом ДСЧ выполнялся отсев метеорных следов, образованные которыми трассы распространения сигналов не могут быть использованы при измерениях из-за их экранирования сферической поверхностью Земли.

Одним из основных источников погрешности в исследуемом способе измерения является нестабильность несущей частоты зондирующего сигнала (сигнала от «используемого» ТВ РПУ), σ_f , которая вызывает случайное дополнительное смещение результатов измерения ДСЧ отраженных от метеорных следов СТВ. Такое влияние нестабильности частоты может быть учтено путём внесения поправки, образованной по результатам синхронного измерения несущей частоты СТВ, распространяющегося от «используемого» ТВ РПУ «земной волной». Это сопряжено с рядом технических сложностей, особенно при $R > 50$ км и в рамках данной работы рассматриваться не будет. В данной модели σ_f задавалась равной 2 Гц, что соответствовало экспериментально определённой величине СКО несущей частоты реального СТВ относительно величины рабочей частоты ТВ РПУ на интервале измерения в 0,1 с (среднее время существования метеорного следа [1, 2]) и более [3].

Переход от значений ДСЧ отраженных от метеорных следов СТВ к оценкам скорости ветра осуществлялся по формуле, обратной (1). Для получения однозначного решения предполагалось, что «измеренные» ДСЧ вызваны компонентой скорости ветра, направленной вдоль прямой передающая-приёмная позиции, а координаты метеорных следов имеют фиксированные значения, равные средним величинам ε, φ, h ($m_\varepsilon, m_\varphi, m_h$ соответственно) [4]. Полученная таким образом оценка компоненты скорости ветра в области МНТ с центром в $m_\varepsilon, m_\varphi, m_h$ и шириной, пропорциональной $\sigma_\varepsilon, \sigma_\varphi, \sigma_h$ (V'), сравнивалась с «истинной» величиной V , которая рассчитана непосредственно по заданным на входе модели профилям $u(t, h), v(t, h)$. В качестве критерия соответствия использовались: коэффициент корреляции временных рядов V' и $V(r)$, СКО их значений (σ_V) и отсчётов амплитудных спектров ($\sigma_{ff(V)}$). Величины $r, \sigma_V, \sigma_{ff(V)}$ рассчитывались для рядов $V_{мн}$ и $V'_{мн}$; $V_ч$ и $V'_ч$; $V_{оср.ч}$ и $V'_{оср.ч}$, полученных по результатам моделирования.

Исходя из возможности технической реализации, моделированию подлежали следующие варианты построения МРЛС:

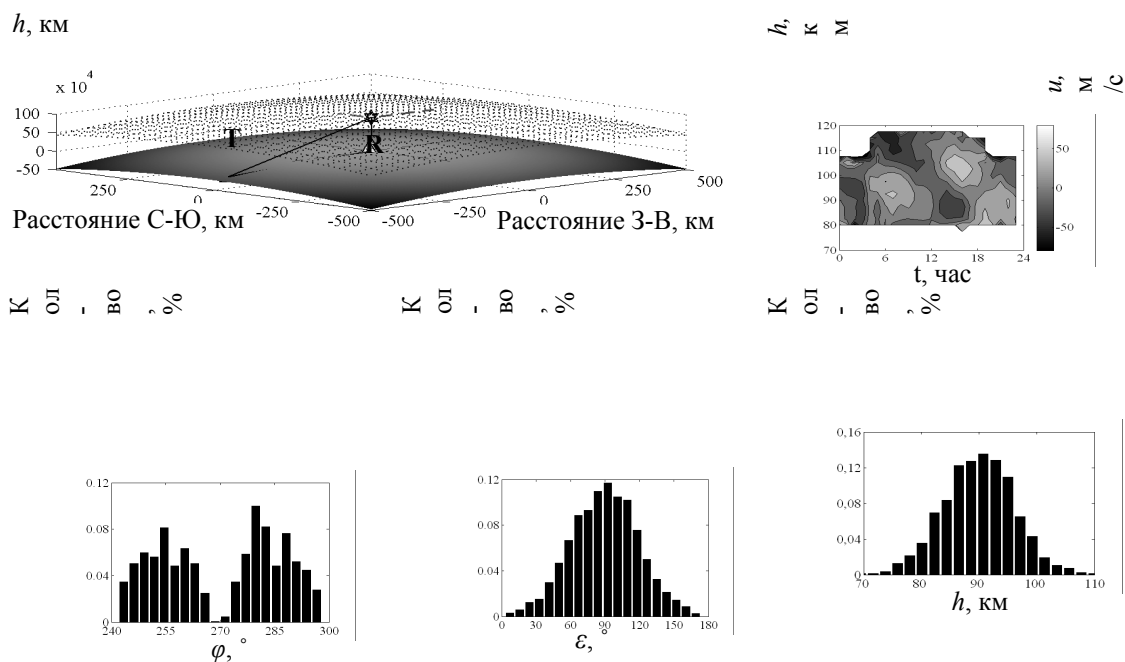
1) *совмещённая угломерная МРЛС* ($R = 30$ м) с синхронизацией опорных частот между приёмной и передающей позициями ($\sigma_f = 0,1$ Гц), восточным направлением зондирования ($m_\varphi = 90^\circ$) под углом 30° к горизонту ($m_\varepsilon = 30^\circ$) и селекцией метеорных следов по пространственным координатам ε, φ, h с СКО ошибок $\sigma_\varepsilon = 17'$; $\sigma_\varphi = 17'$; $\sigma_h = 0,3$ км соответственно. Средняя высота наблюдаемых метеорных следов, $m_h = 90$ км. Законы распределения ε, φ, h метеорных следов – нормальные. Приведенные исходные данные соответствуют характеристикам типовых совмещённых МРЛС с собственным зондирующим сигналом [1].

2) *угломерная МРЛС с разнесёнными приёмной/передающей позициями* без синхронизации опорных частот ($R = 500$ км), использующая СТВ в качестве зондирующего сигнала ($\sigma_f = 2$ Гц [3]); направление максимума диаграммы направленности (ДН) приёмной антенны – вертикальное [4] ($m_\varepsilon = 90^\circ$), с селекцией метеорных следов по пространственным координатам ε, φ, h с СКО ошибок $\sigma_\varepsilon = 1^\circ$; $\sigma_\varphi = 1^\circ$; $\sigma_h = 1,5$ км. Передающая позиция

расположена на Западе относительно приёмной, за счёт чего $m_\varphi = 270^\circ$. Законы распределения ε , φ , h метеорных следов – нормальные.

3) МРЛС с разнесёнными приёмной/передающей позициями без синхронизации опорных частот при различных $R = 50, 100, 500, 1000$ км, использующая СТВ в качестве зондирующего сигнала ($\sigma_f = 2$ Гц [3]). Направление максимума ДН приёмной антенны – вертикальное [4] ($m_\varepsilon = 90^\circ$), селекция метеорных следов по ε , φ выполняется только за счёт вида ДН приёмной антенны. Селекция метеорных следов по h не выполняется, $\sigma_h = 6$ км, что соответствует СКО распределения высот радиометеоров [1]. Тип приёмной антенны – «трёх-элементный волновой канал» с шириной ДН по уровню половинной мощности $60^\circ - 90^\circ$, что обеспечивает селекцию метеорных следов по угловым координатам с $\sigma_\varepsilon = 30^\circ$; $\sigma_\varphi = 30^\circ$. Законы распределения ε , h метеорных следов – нормальные, закон распределения φ вследствие «грубой» пространственной селекции имеет подверженный суточной вариации двумодальный закон с расположением максимумов при $\varphi = \pm 15^\circ$ относительно направления на передающую позицию [5]. Передающая позиция расположена на Западе относительно приёмной, за счёт чего $m_\varphi = 270^\circ$.

Для каждого варианта 1 - 3 выполнялось по 30 сеансов моделирования, поясняющая графическая информация к одному из которых приведена на рис. 1. Каждый сеанс моделирования соответствовал 15 дням измерений скорости ветра в МНТ по метеорным следам со средней численностью 10 метеоров/час для области, соответствующей заданными m_φ , σ_φ ; m_ε , σ_ε ; m_h , σ_h . Полученные в результате моделирования оценки погрешностей измерения осреднённых суточных вариаций среднечасовой скорости ветра приведены в табл. 1.



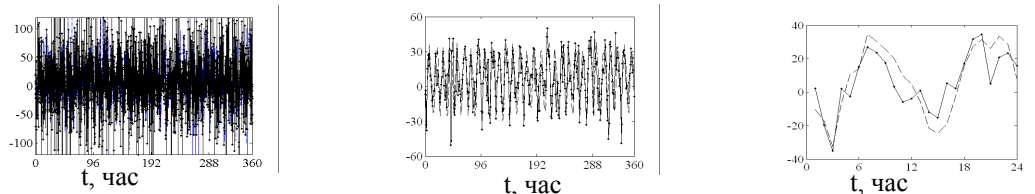
$V, V', \text{ м/с}$
 $V_{\text{ч}}, V'_{\text{ч}}, \text{ м/с}$
 $V_{\text{оср.ч}}, V'_{\text{оср.ч}}, \text{ м/с}$


Рис. 1. Пример сеанса моделирования МРЛС с разнесенными приёмной/передающей позициями (вариант 3) при $R = 500$ км. На рисунке (слева-направо, сверху-вниз): эскиз траектории распространения зондирующего сигнала (СТВ); осреднённая суточная вариация профиля ветра в МНТ $u(t, h)$; распределения метеорных следов по пространственным координатам φ, ε, h ; полученные на выходе модели вариации $V_{\text{мгн}}$ и $V'_{\text{мгн}}$; $V_{\text{ч}}$ и $V'_{\text{ч}}$; $V_{\text{оср.ч}}$ и $V'_{\text{оср.ч}}$ ($V_{\text{мгн}}, V_{\text{ч}}, V_{\text{оср.ч}}$ – пунктирная линия, $V'_{\text{мгн}}, V'_{\text{ч}}, V'_{\text{оср.ч}}$ – сплошная линия)

Табл. 1 – Результаты моделирования и оценки погрешностей (по рядам $V_{\text{оср.ч}}$ и $V'_{\text{оср.ч}}$)

	r	$\sigma_V, \text{ м/с}$	$\sigma_{\text{фф}(V)}, \text{ м/с}$
Совмещённая угломерная МРЛС (вариант 1)	0,999	0,8	0,2
Угломерная МРЛС с разнесенными приёмной / передающей позициями (СТВ - зондирующий сигнал, вариант 2)	0,994	2,3	0,6
МРЛС с разнесенными приёмной / передающей позициями (СТВ - зондирующий сигнал, вариант 3), $R = 50$ км	0,67	14,8	4,7
- \ \ - , $R = 100$ км	0,76	13,2	3,8
- \ \ - , $R = 500$ км	0,85	10,3	2,9
- \ \ - , $R = 1000$ км	0,95	7,1	2,1

Приведенные результаты моделирования и оценки погрешностей показывают, что измерение скорости ветра методом радиолокации метеорных следов по СТВ характеризуется неизбежно большими погрешностями, чем измерения, проведенные совмещёнными угломерными МРЛС с собственным зондирующим сигналом. Однако погрешность оценки скорости ветра по СТВ уменьшается при увеличении расстояния между приёмной и передающей (ТВ РПУ) позициями или при оснащении приёмной позиции угломерным устройством. Простейший вариант измерения скорости ветра в МНТ по СТВ может быть реализован системой, в которой пространственная селекция СТВ отраженных от метеорных следов выполняется за счёт ДН приёмной антенны и приёмное устройство только обнаруживает отраженный сигнал и измеряет его ДСЧ (смещение несущей частоты отраженного сигнала относительно величины рабочей частоты «используемого» ТВ РПУ). Такая система могла бы проводить непрерывный мониторинг амплитуд и фаз атмосферных приливов, так как величина погрешности определения амплитуд гармоник осреднённой суточной вариации скорости ветра ($\sigma_{\text{фф}(V)}$) менее ожидаемых величин амплитуд приливных колебаний и составляет 14 - 30% (для $R = 1000$ км) от их значений (средняя амплитуда приливных колебаний с периодами 12 и 24 ч для высот МНТ над харьковской областью составляет 15 и 7 м/с соответственно [1]). При этом коэффициент корреляции r принимает значения более 0,6, что позволяет при объёме выборки более 12 отсчётов с надёжностью вывода более 0,95 отвергнуть гипотезу о некоррелированности оцененного по СТВ осреднённого суточного хода скорости ветра в МНТ с его «действительной» величиной. Для решения ряда задач в рамках международных геофизических проектов такие характеристики аппаратуры являются приемлемыми. Так же следует указать на относительную дешевизну данного способа измерений, которая вызвана возможностью его организации на базе существующей сети телевизионного вещания без дополнительного излучения специализированных радиосигналов.

Литература.

1. *Олейников А.Н., Кашеев Б.Л.* Исследование атмосферных динамических процессов в области мезопаузы – нижней термосферы методом радиолокации метеорных следов // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / под общ. ред. Б.Л. Кашеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков: ХНУРЭ, Бизнес Информ, 2002. С. 133-172.
2. *Использование сигналов телевизионного вещания для исследования процессов в метеорной зоне атмосферы Земли / А. Н. Олейников и др.*// Всеукр. межвед. научн.–техн. Радиотехника сб. — 2010. — вып. 160. — С. 47–55.
3. *Кукуш В. Д., Олейников А. Н.* Оценка возможности определения скорости дрейфа метеорного следа по сигналам телевизионного вещания // Современные информационные и электронные технологии : XI международная научно-практическая конф. : материалы конф. Одесса: ОНПУ, 2010. С. 218.
4. *Пат. 58636* Україна, МПК G 01 S 13/58 (2006.01). Спосіб вимірювання швидкості вітру методом радіолокації метеорних слідів за сигналами телевізійного мовлення / Кукуш В.Д., Олейников А.М., Маковецкий С.О.; Заявник і власник ХНУРЕ. — заявка u2010 08168; заявл. 30.06.2010; опубл. 26.04.2011 бюл. №8/2011. 5. *Курганов, Р.А.* Прогнозирование наклонного рассеивания радиоволн метеорными ионизациями. Изд-во Казанского университета . — 1973 . — 78с.

АНАЛИЗ ФИЗИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ, ФОРМИРУЮЩИХ ОТРАЖЕННЫЙ ЗВУКОВОЙ СИГНАЛ В АПС

Слипченко Н.И., Лю Чан, Панченко А.Ю.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр.Ленина,

E-mail: panchenko-a-yu@yandex.ru

The modern state of systems and methods for the atmosphere acoustic sounding is analyzed. Physical factors forming the reflected acoustic signal are generalized. The problems, which are the most urgent at present, are formed. Possible ways of performing the sounding methods and systems are considered.

Введение. Решение экологических проблем и проблем обеспечения продовольствием в настоящее время выходит на первый план. Это требует создания новых систем контроля природной среды, среди которых важное место занимают системы микрометеорологического обеспечения. При этом выделяются две задачи: оценка текущей метеообстановки и составление прогноза.

Акустическое зондирование (АЗ) позволяет получить общую картину локальной метеообстановки [1]. Но до настоящего времени АЗ не позволяет ее детализировать и выделить основные метеопараметры. Это связано с отсутствием адекватного математического описания, как динамики атмосферного пограничного слоя (АПС), так и условий рассеяния звука в нем.

Необходимым условием успешной работы информационно-измерительных систем и отдельных приборов, предназначенных для исследования сложных объектов, является наличие адекватных моделей функционирования самого объекта. Эта необходимость вызвана тем, что определение всех без исключения параметров, описывающих сложный объект технически, а в ряде случаев, физически невозможно.

Атмосферный пограничный слой является весьма сложным объектом. Приближения, традиционно используемые в современных теориях, исключают из рассмотрения ряд факторов [2]. К таким относится, например, предположение несжимаемости турбулентного потока, что не позволяет построить адекватную модель отражения звука в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности. Сложившаяся практика конструирования акустических локаторов (содаров) также имеет ряд укоренившихся положений, которые требуют анализа, а в некоторых случаях серьезной доработки. Необходимость этого определяется еще и тем, что акустические волны во много раз чувствительнее к изменениям параметров воздуха, чем иные виды излучений. А с учетом технических, экономических и эксплуатационных факторов содары являются наиболее перспективным средством оценки локальной метеообстановки.

Таким образом, необходимо выделить задачи, которые нужно решить для повышения эффективности содаров и систем зондирования на их основе. Для этого следует поэтапно выделять наиболее существенные препятствия, ограничивающие получение полезной информации. Ряд таких препятствий показан в [3,4,5]. Целью данной работы является их комплексный анализ и выработка предложений по дальнейшему совершенствованию систем зондирования.

Развитие представлений о информационных компонентах сигнала АЗ АПС.

В настоящее время существует значительное количество моделей, описывающих состояние АПС. На основании многолетнего опыта проведения комплексных метеоизмерений с использованием наземного комплекса метеодатчиков Одесского гидрометеорологического института, системы радиоакустического зондирования РАЗ-10-20, созданной в ПНИЛ зондирования атмосферы ХИРЭ, метеомачты (50м) и акустического локатора ИРЭ РАН, а также анализа данных приведенных в литературе другими авторами можно выделить три состояния АПС, которые наиболее значимы для решения задач повышения эффективности методов выделения полезной информации при АЗ. Это устойчивое состояние харак-

терное для ночных инверсий, далее развитая термическая турбулентность – наиболее часто встречающаяся в период антициклонов и, наконец, динамическая турбулентность, характерная для циклональных условий. Но и для этих условий остаются малоизученные факторы, например, влияние влагосодержания воздуха.

В настоящее время наиболее совершенные модели созданы для динамической турбулентности [2]. Однако при конструировании систем АЗ наработки в данной области учитываются не полностью. В частности многие современные содары имеют широкую диаграмму направленности (ДН), например, созданный в С.-Петербур. ООО «СЕНС-ОПТИК» (2008г.) VT-1 (http://www.ecmoptec.ru/index.php?device&cat_device_id) и ряд других.

В [3] на основании устоявшихся положений теории антенн и волновой оптики обоснована необходимость учета волновых свойств пучков отраженных акустических волн. Среди практических результатов этой работы можно отметить, что для содаров более эффективны узкие ДН акустических излучателей. Они лучше соответствуют задачам определения параметров атмосферы, как по энергетическому, так и по информационному критериям. При анализе используется современная теория подобия, в соответствии с которой максимальный размер вихря в пограничном слое равен расстоянию до границы потока. Минимальный – можно оценить в соответствии с гипотезой Рейнольдса, согласно которой турбулентность возникает при превышении соотношением $Re = Lv/\nu$ где L – характерный размер потока; ν – скорость; η – кинематическая вязкость, равная $\eta = \mu / \rho$; μ – динамическая вязкость, или просто вязкость; ρ – плотность среды, величины порядка 10^7 . Вязкость воздуха $1,8 \cdot 10^{-4}$ Пуаз = $0,18 \cdot 10^{-4}$ Па*с, плотность $1,3$ кг/м³. Устойчивый турбулентный вихрь образуется при числах Рейнольдса $>10^7$ [2]. Тогда минимальный размер вихря в АПС равен:

$$L = \frac{10^7 \cdot 0,18 \cdot 10^{-4}}{1,3 \cdot 2 \cdot \nu} = \frac{70}{\nu[\text{м/с}]} [\text{м}] . \quad (1)$$

Оценку структурной функции случайного поля турбулентных пульсаций скорости ветра можно сделать на основании «закона 2/3» Колмогорова–Обухова [2]. В данном случае, если при умеренной скорости ветра минимальный размер вихря непосредственно у поверхности земли около $L_{\min}(0) \approx 15\text{м}$, а коэффициент пропорциональности «закона 2/3» лежит в диапазоне 2,5...3, то на верхней границе АПС (~1000м) $L_{\min}(1\text{км}) \approx 300\text{м}$. Тогда на основании простых геометрических соотношений для эффективной оценки пространственных и энергетических характеристик турбулентности и флуктуаций параметров воздушной массы можно получить зависимость оптимальной ширины ДН от предполагаемой высоты зондирования (рис.1).

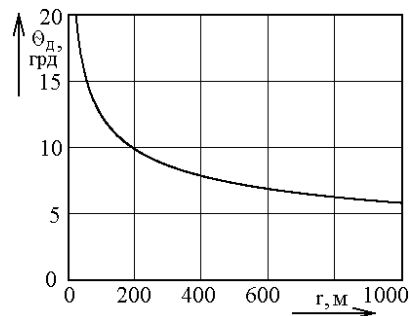


Рисунок 1 – Оценка необходимой ширины ДН содара

Не менее важным остается открытый до сих пор вопрос формирования отраженного сигнала. Отражающий объем имеет значительные размеры, которые увеличиваются при удалении от системы АЗ, поэтому приемник содара находится в основном в зоне Френеля, а в некоторых случаях и в ближней зоне отражателя. Волновые свойства поля в этом случае имеют определяющее значение. Анализ осложняется статистическим характером отражателя. Поэтому здесь необходимо использовать наработки в области статистической теории антенн, особенно той ее части, которая касается зоны Френеля. Но эта теория сама по себе достаточно сложная, ее переложение к данным задачам потребует немалых усилий. Но необходимость этой работы вызвана тем, что известные задачи оценки

параметров отраженных волн в турбулентной атмосфере сформулированы в условиях заданной турбулентности [2]. Непосредственное обращение их результатов для получения ответа в обратных задачах измерения параметров АПС по имеющимся сигналам в большинстве случаев будет некорректным, так как в процессе решений было сделано множество предположений и упрощений.

В соответствии с данной выше оценкой, ставший уже традиционным способ измерения скорости ветра трехкомпонентным содаром также недостаточно эффективен. Компоненты вектора скорости измеряются в точках, в которых их корреляция близка к минимальной, что, соответственно, приводит к значительной дисперсии рассчитанного значения скорости. В связи с этим в настоящее время существует ряд подходов к созданию методик получения среднего значения. Однако эти подходы имеют, в основном, эмпирическую базу. Анализ физических факторов формирования доплеровского сдвига частоты сигнала Δf_d , особенно его флуктуационной компоненты показан в [4].

В отличие от поперечных волн, для продольных волн, поле которых движется вместе со средой, механизм появления Δf_d значительно более сложный. Полная скорость движения акустических волн включает скорость движения среды, которая подвижна и заполняет все возможное пространство. Это приводит к тому, что граничные условия не могут включать движения материальной границы, поскольку при перемещении твердой границы, среда «увлекается» препятствием, и скорость движения среды V_0 вблизи границы равна скорости движения препятствия (рис.2).

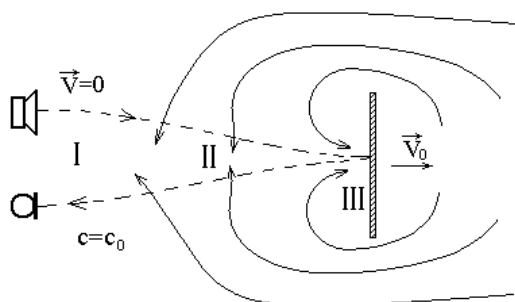


Рисунок 2 – Схема движения волн и среды при движении отражателя

В первой области (I) скорость распространения звуковых волн c_0 зависит от скалярных параметров среды: упругости и плотности. Скорость встречи звуковой волны с препятствием также равна c_0 . А относительно неподвижной системы координат она составит соответственно $c_{пад} = c_0 + v_0$ для падающей волны и $c_{отр} = c_0 - v_0$ для отраженной. Изменение скорости акустических волн относительно неподвижной системы происходит в области II, в которые поступает новые объемы среды, которые не прилегают непосредственно к препятствию.

В этой области компоненты скорости движения среды $v - \frac{\partial v}{\partial t}$, $\text{div } v$ и $\text{rot } v$ не равны нулю. Очевидно, что и вектор скорости распространения акустических колебаний в этой области изменяется тоже достаточно сложным образом. Вероятно, что здесь даже $\text{rot } c \neq 0$, где c – скорость звуковых волн относительно среды.

Таким образом, задача определения флуктуаций Δf_d должна решаться в системе трех измерений (при упрощении задачи – в двух), и учитывать турбулентность следа, используя модели «дорожка Кармана» и прочие.

Кроме Δf_d для оценки состояния АПС используется амплитуда отраженного сигнала. Обычно строится поле значений амплитуд в координатах высота-время, например, <http://devio.us/~roux/IFA/> (содар ИФА РАН). По виду поля судят о происходящих в АПС процессах, Однако, такое использование этой информации также можно считать неполным. Модуль коэффициента отражения является информационным параметром для любых локационных систем, однако его физическое происхождение интерпретируется не всегда адекватно. Еще большей доработки требуют количественные соотношения.

При разработке методик выделения информации из сигналов АЗ доминирует представление об отражении звука, в основном, от температурных неоднородностей. Такой

подход хорошо описывает случай температурных инверсий, несколько хуже – случай термической турбулентности. Однако, модели отражения назад для динамической турбулентности развиты весьма слабо, а порой вообще отрицаются. Тем не менее, хаотическое движение сплошной среды возможно лишь при наличии хаотического поля сил, приводящих к локальным изменениям скорости. Если отсутствуют внешние силовые поля, то такое поле сил может быть обусловлено только хаотическим полем давления. В [5] на численном примере показано, что при характерных для турбулентного АПС флуктуациях скорости потока, сопутствующие им перепады давления и плотности приведут к появлению отраженного звукового сигнала, уровень которого соизмерим с сигналом отраженным от температурных неоднородностей. Но необходимо учитывать, что диапазон флуктуаций метеорологических величин в АПС: скорости ветра, содержания водяного пара, пульсации температуры, давления – может составлять несколько порядков. Поэтому и соотношение их вкладов при формировании принимаемого сигнала также меняется в широком диапазоне значений.

Выводы. Приведенный анализ показывает, что в дальнейшем необходимо ориентироваться на создание комплекса методик, адаптированных под различные состояния АПС. Вероятно, потребуется создание нескольких типов антенных систем и приемо-передающих трактов содаров, которые оптимизированы для различных условий и решения различных задач. В круг этих задач необходимо включить измерение параметров, которым в настоящее время уделяется необоснованно мало внимания, в частности, такому важному параметру, как влажность. Принципиальная возможность решения этого вопроса определяется достаточными отличиями условий распространения звука в сухом и влажном воздухе. Молекулы воды имеют существенно меньший молекулярный вес, чем основные компоненты воздуха ($M_{N_2} = 28$, $M_{O_2} = 32$, а $M_{H_2O} = 18$), и шесть степеней свободы (адиабатическая постоянная водяного пара – $\gamma_{H_2O} = 1,33$).

Сложность физических процессов обуславливает необходимость тщательного разделения процесса извлечения информации на ряд этапов, часть которых должна решаться аналоговыми, а часть цифровыми средствами.

В целом можно считать, что развитие теоретических основ динамики АПС, методов анализа акустических сигналов и прогресс технических средств зондирования позволит существенно увеличить количество информации, получаемой системами АЗ.

Литература

1. *Красненко Н.П.* Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя – Томск: Изд. СО РАН, 2001.–278 с.
2. *Монин А.С., Яглом А.М.* Статистическая гидромеханика. Ч.1. – М.: Наука, 1965. - 640с. Ч. 2. 1967. – 720с.
3. *Панченко А.Ю., Марюх В.А.* Влияние волновых свойств направленных звуковых пучков содаров при формировании поля отраженных волн в АПС // Системы управления навигации и связи, 2009, вып. 4(12). – с.42-46.
4. *Панченко А.Ю.* Анализ физических факторов, формирующих параметры отраженного сигнала при акустическом зондировании атмосферного пограничного слоя // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2010. – Вып. 160. – С. 184-188.
5. *Панченко А.Ю.* К оценке интенсивности рассеянных акустических волн в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2011. – Вып. 164. – С. 53-57.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ НА КОРАБЛЕ

Гузь В. И., Липатов В. П., Барингольц Т. В., Обытоцкий Д. А.,
Смертенко Е. В., Торгонский В. В.

ГП НИИ радиолокационных систем «Квант-Радиолокация»,
Украина, 03150, Киев, а/я № 36, тел. +380 44 2897621

E-mail: kvant-rs@ln.ua; факс +380 44 2899646

Had considered the development principles of integrated system of processing of information of different-type sources (IPCS) that are located on one or more mobile platforms. Had proposed to select of IPCS structure and its hardware implementation. Had represented the procedure of development of simulated stand that meant for checkout, off-line and complex system testing. Had given the characteristics of system sample.

Круг задач, решаемых общекорабельными автоматизированными системами управления (АСУ), является достаточно обширным. В настоящее время в рамках совершенствования морских автоматизированных систем управления электронным оборудованием и боевыми средствами проблема создания интегрированных систем является наиболее актуальной. Задачи приёма и обработки информации от множества разнотипных источников, формирования и выдачи данных потребителям важны для всех боевых информационно-управляющих систем [1].

Рассматриваемая интегрированная система обработки информации и управления (ИСОИУ) решает задачи, связанные с обеспечением сбора, обработки разнотипной и разноточной информации, поступающей от источников с различной периодичностью, с целью её отождествления, объединения и выработки данных целеуказания сопрягаемым комплексам и системам. Данная система предназначена для решения задач как для многих источников на одной подвижной платформе (корабельные источники), так и для нескольких распределённых в пространстве подвижных платформ с выносными авиационными и корабельными источниками.

ИСОИУ является автоматизированной системой управления и реализуется на основе применения информационных технологий в виде последовательно связанных информационных функций и задач, которые выполняются в автоматическом или интерактивном (с участием оператора) режимах.

Характерной особенностью многих существующих источников информации и боевых систем является их автономность:

- различие по техническим характеристикам;
- отсутствие возможности информационных и технических средств их совместного использования.

Создание ИСОИУ осуществлялось с учётом этих особенностей с целью получения обобщённой информационной модели тактической обстановки и эффективного использования информации в интересах всех потребителей.

Развитие современной элементной базы, вычислительных средств и новейших компьютерных технологий позволяют расширить возможности системы в части обработки информации, её отображения и обмена с потребителями.

По функциональным задачам ИСОИУ представлена следующими основными функциональными подсистемами:

- подсистемой внешнего информационного обмена;
- подсистемой сбора и обработки информации от источников для формирования информационной модели обстановки в зоне ответственности;
- подсистемой целераспределения и выдачи данных целеуказания потребителям;
- подсистемой индикации и ввода команд управления.

Выбор и обоснование структуры программных и аппаратных средств для реализации ИСОИУ обусловлен требованием решения задач в реальном масштабе времени [2].

Разработка системы осуществлялась с использованием эффективных методов и алгоритмов обработки и объединения данных, решения задач целераспределения, а также современных методов отображения информации. Это обеспечивает высокие технические характеристики системы, прежде всего качество и быстроту выдачи данных потребителям с учётом важности цели.

Разработанная ИСОИУ по полноте и достоверности объединённых данных, а также по надёжности целеуказания имеет ряд преимуществ в сравнении с известными подобными системами:

- предусмотрена обратная связь с источниками информации для изменения режимов их работы, зоны выдачи данных с учётом текущей тактической обстановки, а также для передачи источникам обобщённых трассовых данных от ИСОИУ;
- предусмотрена возможность получения данных от средств сопровождения боевых комплексов с целью повышения точности обобщённых трассовых данных, а также повышения надёжности решения задачи целераспределения;
- за счёт применения оптимизированных алгоритмов отождествления и весовой обработки локальных данных достигнуто повышение точности объединённых трассовых данных от разнотипных источников в условиях их несинхронной работы;
- удобство и результативность работы оператора (командира) обеспечены наглядностью и полнотой отображения тактической обстановки на фоне карты, составом и видом информации на индикаторах, а также наличием виртуальных органов управления системой;
- наличие средств автоматического документирования информации с последующей её обработкой обеспечивают возможность подробного анализа работы системы и действий оператора (командира).

Структурная схема ИСОИУ представлена на рис. 1.

Функциональная подсистема внешнего информационного обмена состоит из:

- подсистемы сопряжения с источниками информации (ИИ);
- подсистемы сопряжения с потребителями информации (блоки сопряжения с комплексами обслуживания целей (КО) и с внешними системами – потребителями информации).

Информация от источников (датчиков) в пределах установленной зоны ответственности системы через подсистему сопряжения с источниками информации по стандартным интерфейсам Ethernet, CAN, RS и подсистему коммутации поступают в подсистему сбора и обработки данных. От ИСОИУ к источникам информации передаются команды управления (КУ) режимами их функционирования.

Состав источников информации может быть представлен следующим набором: несколько активных РЛС разных типов, пассивные системы разных типов, оптико-электронные средства обнаружения, общекорабельная навигационная система, система единого времени.

Данные от внешних (автономных) источников поступают по каналам связи корабля.

Подсистема сбора и обработки данных осуществляет приведение данных к единому времени, к единой системе координат, отождествление и объединение в единой системе нумерации объектов наблюдения (ОН) с целью формирования обобщённого информационного поля в системе координат корабля с учётом его параметров движения.

В современной литературе приводится множество вариантов, отличающихся подходами к распределению операций трассовой обработки между локальным уровнем датчика (источника информации) и глобальным уровнем (ИСОИУ) [3, 4].

Принят вариант гибридной структуры объединения информации, при котором на глобальном уровне объединяются как трассовые данные, так и данные наблюдений (измерений), не «привязанных» к трассам. Это существенно сокращает время завязки трассы и выдачи данных целеуказаний по приоритетным для обслуживания целям.

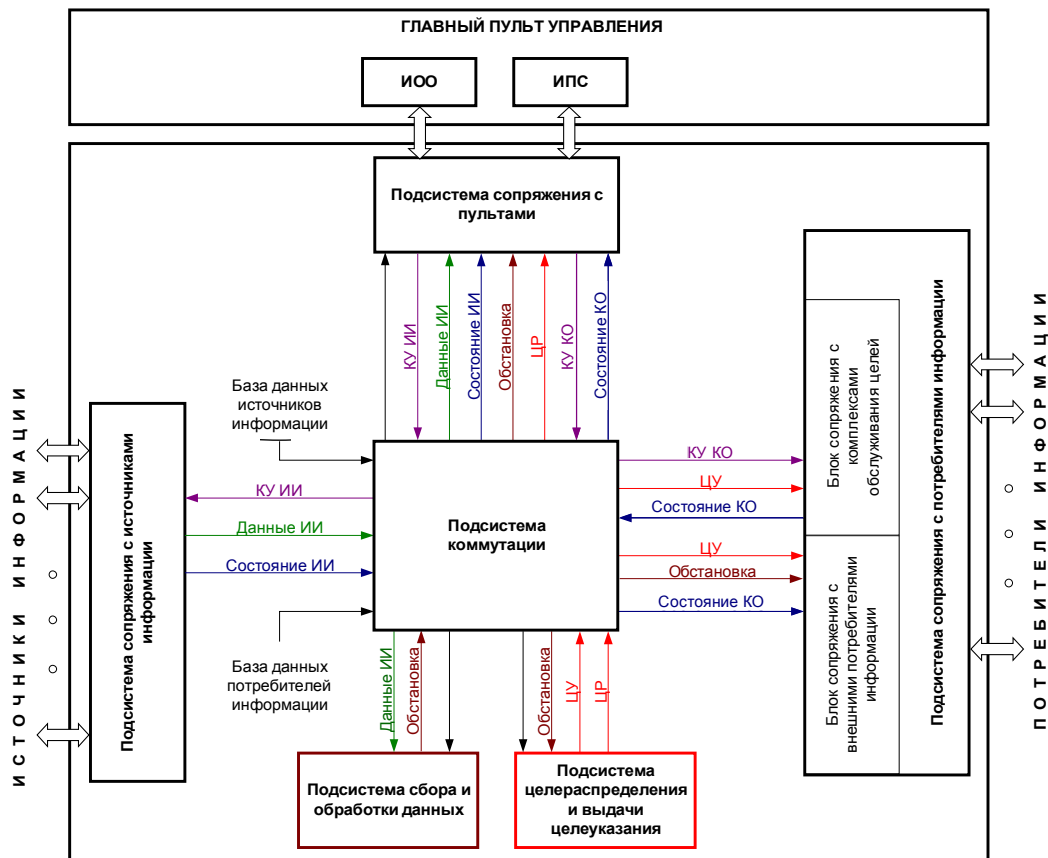


Рис. 1

Важный принцип объединения данных – максимальная достоверность и информационная полнота – обеспечивается построением гибридной структуры обработки путём дополнения пространственно-временного отождествления и обобщения трассовых данных признаковой информацией (классификационные признаки, признак государственной принадлежности и др.).

Реализованный алгоритм объединения информации обеспечивает во-первых, вычислительную выполняемость системы, во-вторых, понижение коммуникативных требований. Кроме того, сохраняется возможность автономной работы источников информации, что является существенным преимуществом при обеспечении живучести системы самозащиты.

Подсистемой целераспределения и целеуказания, решаются задачи оценки тактической обстановки в зоне ответственности, вырабатывается оптимальный план целераспределения с учётом важности цели и осуществляется выдача данных целеуказания потребителям – комплексам обслуживания (КО) и сопрягаемым системам корабля [5]. Подсистема сопряжения осуществляет приём информации о состоянии комплексов обслуживания, выдачу данных целеуказания и приём данных об отработке целеуказания по стандартным интерфейсам Ethernet.

Состав передаваемой информации определяется требованиями, предъявляемыми каждой системой-потребителем.

Тактическая обстановка отображается на главном пульте управления, в состав которого входят два индикатора – индикатор общей обстановки и индикатор целераспределения-целеуказания.

Аппаратурная реализация СКОИ содержит прибор процессоров обработки данных (ППОД) и главный пульт управления (ГПУ).

Прибор процессоров обработки данных реализован на базе универсальной крейтовой конструкции и содержит многопроцессорную подсистему обработки данных и управления системой, а также интерфейсы для сопряжения с источниками информации и потребителями данных. Аппаратная часть выполнена на базе как универсальных покупных модулей, так и специализированных (непосредственно разработанных).

Главный пульт управления реализован на базе двух встроенных панельных компьютеров (ВПК). В состав ВПК входят информационно-управляющий компьютер (ИУК) и монитор. Интерфейс с оператором осуществляется с помощью графических экранов ИУК 1 (индикатор общей обстановки), ИУК 2 (индикатор целераспределения и целеуказания) и клавиатуры с трекболом.

Программно-алгоритмическое обеспечение (ПАО) реализуется на базе открытых COTS (Commercial-of-the-shelf)-технологий с использованием в качестве архитектурной основы вычислительной сетевой топологии типа «двойная звезда». Программное обеспечение разработано на базе операционной системы GNU/Linux. Применяемые технологии обеспечивают построение гибкой масштабируемой и надёжной системы на базе универсальных средств.

Для оценки эффективности реализованных технических решений: алгоритмов обработки информации, программной и аппаратной архитектуры ИСОИУ разработан моделирующий стенд (рис 2), который представляет собой программно-аппаратный имитационно-моделирующий комплекс (ИМК), реализованный на сетевой структуре персональных многопроцессорных компьютеров.

В общем виде ИМК включает модели входной обстановки для ИСОИУ с заданным набором источников информации (датчиков), требуемым набором потребителей информации от ИСОИУ, а также адекватную комплексную имитационную модель функционирования ИСОИУ в диапазоне технических условий при взаимодействии её с датчиками и потребителями. Моделирующий стенд позволяет получить объективную оценку эффективности функционирования ИСОИУ по системным показателям с учётом принятых технических решений на всех стадиях разработки.



Рис.2

Разработанная ИСОИУ обеспечивает следующие характеристики:

- | | |
|--|--------|
| • Количество одновременно обрабатываемых целей | до 400 |
| • Количество источников информации | до 16 |
| • Количество потребителей | до 10 |

- Зону действия источников:
 - по дальности – до 400 км;
 - по высоте – до 30 км;
 - по азимуту – 360°
- Цикл обмена данными целеуказания 20 мс
- Средняя продолжительность решения задачи целераспределения (от момента приёма информации до выработки целеуказания) 1 сек
- Типы объектов наблюдения:
 - воздушные различных типов;
 - надводные различных типов.
- Диапазон скоростей воздушных целей: до 1000 м/с
- Количество приборов 3
- Выносные пульты до 5
- Предусмотрен ввод и использование цифровой карты местности

Полученные технические характеристики образца ИСОИУ, разработанного в соответствии с изложенными принципами, показали возможности эффективного решения функциональных задач в реальном масштабе времени на базе современных подходов к разработке аппаратного и программного обеспечения (ПАО).

Принятый в системе уровень объединения информации и структура ПАО допускают изменение состава источников информации и потребителей данных без доработки ПАО. Существует возможность расширения круга решаемых функциональных задач путём наращивания программного обеспечения без изменения уже имеющихся программных модулей.

Литература.

1. Никольцев В. Перспективы совершенствования радиоэлектронного оборудования кораблей и их вооружения. // Военный парад. – 2000, №5
2. Володин С.В., Макаров Н.Н. и др. Общесистемное проектирование АСУ реального времени. – М.: Сов. радио, 1984.
3. Bar-Shalom Y., Blair W.D. Multitarget – Multisensor Tracking. – V.III. – Artech Hous, 2000.
4. Blackman, Popoli R. Design and Analysis of Modern Tracking System. – Artech Hous, 1999.
5. Неупокоев Ф.К. Противовоздушный бой. – М.: Воениздат, 1989.

ПРОЕКТ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ РАДИОВИДЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ РЛС РВ МГТУ

Нефедов С.И., Крючков И.В., Слукин Г.П. Коротеев Д.Е., Шустиков В.Ю., Голубцов М.Е.
Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
105005, г. Москва, 2-я Бауманская ул., д.5, тел/факс. 8(499)267-75-96

E-mail: nefedov@mx.bmstu.ru

In work is considered millimeter wideband radar station of space objects radiovision. The choice of operating range of wavelengths for precision location and space objects imaging is justified. Description of radar construction and major components is given. Review of methods information processing in proposed radar is given.

Одним из направлений современной радиолокации является создание систем радиовидения, позволяющих дистанционно получать изображение удаленных объектов или местности. В рамках данного направления особое место занимают радиолокационные станции радиовидения космических аппаратов, позволяющие осуществлять высокоточную локацию объектов на околоземной орбите и получать их изображения с помощью технологии 3D-ISAR. Станции такого типа до настоящего времени создавались в Германии и США [1-3].

В рамках ряда проектов в МГТУ им. Н.Э. Баумана (НИИ РЭТ) была создана станция, позволяющая получать изображения низкоорбитальных космических аппаратов и работающая в миллиметровом диапазоне радиоволн.

При разработке данной станции необходимо было обеспечить выполнение следующих требований.

1. Возможность получения радиоизображения космического аппарата в качестве, близком к оптическому, и с пиксельным разрешением не хуже нескольких десятков сантиметров. Для достижения таких характеристик станция должна иметь возможность работать зондирующим сигналом с крайне большой базой, а также обеспечивать возможность обрабатывать радиолокационную информацию в соответствии с технологией инверсного синтезирования апертуры при применении широкополосного сигнала.

2. Когерентность зондирующего сигнала в течение времени, достаточном для получения требуемого разрешения по поперечной к линии визирования координате. С учетом различного рода искажений на трассе распространения из-за погрешностей и потерь при обработке необходимое время будет находиться в пределе 3...7 секунд.

3. Возможность излучать и принимать сигналы с полосой до единиц ГГц, что необходимо для обеспечения требуемого разрешения по продольной к линии визирования координате.

4. Первичное обнаружение портретируемого объекта по предварительному целеуказанию. Для этого станция должна иметь возможность работать узкополосным сигналом с полосой не более нескольких сотен КГц.

5. Высокий потенциал станции при максимально высоком угловом разрешении.

Все перечисленное накладывает требования на антенную систему и приемо-передающие тракты радиолокатора. Антенная система должна обладать диаметром от 5 до 30 м, быть при этом широкополосной, а также обладать высокоточной и высокоскоростной следящей системой, обеспечивающей сопровождение аппарата по угловым координатам. Приемо-передающая система должна позволять излучать и принимать как широкополосный, так и узкополосный сигнал и при этом обеспечивать наибольший коэффициент полезного действия при средней мощности вплоть до нескольких десятков кВт.

Выбор частотного диапазона длин волн для проектируемой станции диктуется рядом взаимосвязанных факторов [4]. Во-первых, необходимо обеспечить высокую точность оценки угловых координат, для чего следует выбирать частотный диапазон либо в короткой части сантиметрового диапазона, либо в миллиметровом диапазоне. Во-вторых, существенную роль будет играть затухание радиоволн при распространении в атмосфере. Рабочая частота РЛС должна находиться в одном из так называемых окон прозрачности. В-третьих, необходимо обеспечить максимальный коэффициент усиления ан-

тенной системы. Исследования показали [4], что оптимальной рабочей длиной волны станции радиовидения будет являться длина волны 8 мм.

Проект РЛС РВ МГТУ является наращиваемым и предполагает запуск нескольких очередей, реализующих последовательное улучшение характеристик в части расширения полосы и обновления алгоритмического обеспечения комплекса. В настоящий момент запущена первая очередь оборудования, позволяющая в полной мере реализовать процессы допоиска, обнаружения, сопровождения и получения длительной когерентной пачки, пригодной для синтезирования. Первая очередь предполагает работу по низкоорбитальным космическим аппаратам на дальностях до 1500...2000 км узкополосным (10 МГц) сигналом при средней мощности передающего устройства 300 Вт. Приемная аппаратура позволяет накапливать когерентную пачку длительностью до 12 с в стробе дальности до 1 км.

Вторая очередь аппаратуры предполагает расширение полосы до 400 МГц и оптимизацию режимов обнаружения и сопровождения, а также увеличение дальности работы комплекса на 15...20 процентов.

Современная цифровая техника позволяет при оптимальных затратах вычислительного ресурса проводить обработку принятого радиолокационного сигнала на дистанциях до одного километра и при длительности когерентной пачки до нескольких секунд в полосе до 400...500 МГц. С учетом развития вычислительной техники можно ожидать через 1...2 года появления аппаратных решений, позволяющих расширить возможности прямой цифровой обработки сигнала до значений полосы 1...1,5 ГГц. Третья очередь аппаратуры как раз и предполагает переход на широкополосный режим работы станции с полосой до 1,5 ГГц. В дальнейшем планируется обеспечить повышение мощности передающего устройства вплоть до 1,5 кВт.

Конструктивно станция РЛС РВ МГТУ выполнена на базе западной антенны радиотелескопа РТ-7,5, представляющую собой кассегреновскую зеркальную антенну диаметром 7,5 м (рисунок 1).

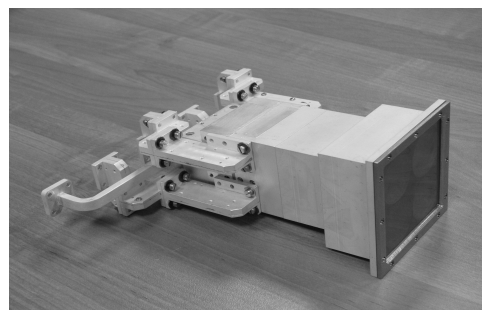


Рисунок 1 – Рефлектор и облучатель РЛС РВ МГТУ

Радиолокатор представляет собой станцию с цифровым приемом и формированием зондирующего сигнала. Это позволяет работать на выбранной рабочей частоте всего с одним преобразованием частоты, что существенно упрощает схему построения аппаратуры радиолокационной станции. В качестве усилителя мощности в первой очереди аппаратуры применяется лампа бегущей волны, во второй очереди – клистрон. Для сопровождения и допоиска цели в станции применяется трехконтурный следящий привод, обеспечивающий динамическую ошибку сопровождения не более 2-х угловых секунд.

Аппаратура станции реализует многоканальный прием и обеспечивает моноимпульсную пеленгацию цели с цифровым построением дискриминационных характеристик. При таком весьма рациональном решении цифровая обработка выполняется для каждого из приемных каналов, а определение направления на цель выполняется расчет-

ным путем по обнаруженным отметкам о цели в каждом из каналов. Для обеспечения калибровки может применяться дополнительный канал когерентизации принятого сигнала, основанный на учете начальной фазы и искажений формы зондирующего сигнала при формировании когерентной пачки большой длительности.

При применении цифровых приемников с недостаточной для прямой обработки полосой зондирующего сигнала, целесообразным может оказаться использование комбинированной схемы, основанной на "аналоговом" синтезе спектра. В этом случае полоса обеспечивается по автодинной схеме для небольшого фиксированного диапазона дальностей. Учет неидеальности сигнала при этом проводится путем цифровой регистрации биений излученного и задержанного на некоторое время принятого зондирующего сигнала.

Рассмотренные варианты построения аппаратуры приема и обработки зондирующего сигнала ориентированы на работу с сигналом, предназначенным для построения изображений. Совершенно очевидно, что проводить обнаружение тем же самым сигналом является нецелесообразным. Исходя из этого, в станции радиовидения используется так называемый режим "лупы", то есть применение широкополосного сигнала радиовидения по уже обнаруженной и сопровождаемой цели. Для обнаружения и взятия на сопровождение необходимо применять узкополосный сигнал с высокой энергетикой. Таким сигналом, например, может являться квазинепрерывный сигнал с длительностью импульса 2...5 мкс и скважностью 5...10. Достоинством разработанных решений является возможность перехода из одного режима в другой программным путем без существенных доработок аппаратуры.

Обработка информации в радиолокационной системе радиовидения является многоуровневой. Помимо собственно алгоритмов получения изображений, необходимо применять дополнительно алгоритмы формирования когерентной пачки в широкополосном режиме, а также комплекс служебных алгоритмов, позволяющих провести обнаружение радиолокационного сигнала в энергетически выгодном режиме до момента перехода на получение пачки, необходимой для синтеза изображения, а также алгоритмы допоиска и сопровождения космического аппарата.

Алгоритмы синтеза радиолокационной пачки будут при решении рассматриваемой задачи сильно зависеть от параметров антенной системы радиолокационной станции. В случае применения зеркальной антенны, как в разработанной станции РЛС РВ МГТУ, непрерывный контакт с целью в течение секунды и более обеспечивается высокоточным следящим приводом антенной системы радиолокационной станции. При этом пачка, необходимая для выполнения синтезирования, будет формироваться в соответствии с методиками и алгоритмами длительного когерентного накопления [5].

Созданная радиолокационная станция радиовидения космических аппаратов миллиметрового диапазона РЛС РВ МГТУ является интересным исследовательским инструментом, позволяющим продвинуться в области создания алгоритмов и методик получения радиоизображений космических аппаратов и высокоточного определения их координат, а также в исследовании прохождения радиоволн миллиметрового диапазона на трассах распространения Земля-космос.

Литература.

1. Mehrholz D. Potentials and Limits of Space Object Observations and Data Analyses Using Radar Techniques. // ESA SD-01: Proc. First European Conference on Space Debris. Darmstadt. 1993.
2. WARLOC: A High Power Millimeter-Waves Radar / B.G. Danly [etc.] // 27 Int. Conf. on Infrared and Millimeter Waves San-Diego CA USA. 2002. P. 233 – 234.
3. Левитан Б.А., Толкачев А.А. Перспективы создания мощных радиолокационных станций миллиметрового диапазона длин волн. // Радио-техника. 2009. №10. С. 63-68.
4. Нефедов С.И. Выбор рационального диапазона рабочих частот для радиолокационной станции радиовидения космических аппаратов // Радиолокация, навигация, связь: Труды XVII международной научно-технической конф. Воронеж. 2011. Т. 3. С. 1697 - 1701.

5. Федоров И.Б., Слукин Г.П., Нефедов С.И. Перспективы применения технологии длительного когерентного накопления в обзорных радиолокационных станциях // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. 2005. Спец. выпуск. С.112-132.

КОНЦЕПЦИЯ МИНИМАЛЬНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Нефедов С.И.

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
105005, г. Москва, 2-я Бауманская ул., д.5, тел/факс. 8(499)267-75-96

E-mail: nefedov@mx.bmstu.ru

In work is given the conception of minimal parametric modeling in the processing of high intelligence radar signals. Convolution transform in reference functions system is given as base integral transform of the proposed conception of minimal parametric modeling. Basic requirements for minimal parametric signal model and phono-target situation are discussed. Components of method radar signal processing accordingly with minimal parametric conception are proposed.

Как для узкополосного, так и для широкополосного сигнала при локации в когерентном режиме, значительный объем полезной информация будет содержаться в гармониках вторичной модуляции принятой реализации этого сигнала. Для ее использования необходимо применить специальные алгоритмы сигнальной обработки радиолокационной информации, оптимальные или квазиоптимальные именно с этой точки зрения.

Применение для этого обработки на сигнальном уровне не является очевидным решением рассматриваемой задачи. Известно большое количество работ, в которых на сигнальном уровне применяются заведомо неоптимальные алгоритмы обработки, а затем полученные распределенные цели каким-либо способом преобразуются в отсчеты с измеренными координатами или признаки распознавания [1, 2]. В работе [3] автором доклада был предложен подход на основе так называемого преобразования свертки в системе эталонных функций, развитый затем в нескольких последующих публикациях. Такое преобразование является развитием технологий классической доплеровской фильтрации [4] и фильтрации на основе алгоритмов вейвлет преобразований [5].

Основной особенностью преобразования свертки в системе эталонных функций является фокусировка энергии в некоторую точку с координатами, определяемыми структурой преобразования. При выборе в качестве координат частоты, а в качестве формы сигнала - синусоиды преобразование свертки в системе эталонных функций переходит в преобразование Фурье. При выборе в качестве опорной функции вейвлета это преобразование будет трансформироваться в вейвлет преобразование. Основной особенностью преобразования свертки в системе эталонных функций является отказ от требования ортогональности. Тем самым удается сравнительно легко согласовать рассматриваемое преобразование со структурой принимаемого сигнала, а не со спецификой математических преобразований, обеспечивающих строгость и универсальность. При решении радиолокационных задач преобразование свертки позволяет полностью уйти от понятия распределенной цели, что способствует, в значительной степени, упрощению и прозрачности процедур обнаружения, оценивания, распознавания. Недостатком рассматриваемого преобразования является появление специфических боковых лепестков, являющихся платой за неортогональность рассматриваемого преобразования. В наиболее общем виде преобразование свертки в системе эталонных функций было приведено в работах [6, 7] в виде

$$K(\hat{\Lambda}) = \int_0^{\infty} u(t) \cdot G(\hat{\Lambda}, t) \cdot dt, \quad (1)$$

где $u(t)$ - комплексная огибающая принятого длительного когерентного сигнала; $G(\hat{\Lambda}, t)$ - ядро преобразования, которое аппроксимирует ожидаемый сигнал $u_s(t)$ как с учетом статического описания рассматриваемых объектов (отражательные характеристики), так

и с учетом их динамики; $\hat{\Lambda}$ - вектор параметров движения рассматриваемого объекта, оцененный в процессе наблюдения.

Выражение свертки в системе эталонных функций дает обширные возможности для синтеза оптимальных алгоритмов обработки локационной информации на сигнальном уровне. Наиболее интересной является возможность применения данного преобразования при решении задач радиовидения, поскольку в этом случае удается использовать свойство структурной согласованности рассматриваемого преобразования с сигналом. Ключом к обобщению рассматриваемого преобразования на широкий класс задач будет являться механизм поиска ядер, согласованных со структурой принимаемого сигнала для удобной линейной трансформации к искомому виду. Наиболее точной интерпретацией понятия "удобный вид" будем считать некоторое пространство координат, в которое будет отображаться сигнал из временного представления путем применения к нему синтезированного преобразования. Из выражения (1) нетрудно понять, что искомое пространство координат будет определять набор параметров $\hat{\Lambda}$, входящих в рассматриваемое преобразование. Для поиска этих параметров необходимо построить математическую модель сигнала, основанную на понимании физики процесса, его порождающего.

Искомая модель может быть получена путем трансформации к удобному виду системы функциональных зависимостей фазы и амплитуды от искомых параметров, связанных с порождающим сигнал моделируемым процессом. Очевидно, что таких функций может быть бесконечное число, поскольку для любого процесса можно выделить бесконечно большое число формальных параметров, применяя к нему любое из известных в математике разложений в ряд. В то же время, информативность таких параметров будет невысока, поскольку они никак не отражают физику процесса. А интерес представляют именно те параметры, которые позволяют получить количественные оценки именно этой физики. Таким образом, модель должна описывать сигнал через набор функций, параметры которых описывают сигнал с необходимой с точки зрения для решения поставленной задачи, а их количество является для этого минимально достаточным. Такая модель сигнала будет в дальнейшем носить название минимально параметрической модели сигнала или процесса. А процесс подбора или нахождения параметров для выражения (1) будет носить название минимально параметрического моделирования.

Определение, данное для минимально параметрической модели, является трудно формализуемым математически, поскольку носит скорее концептуальный и обобщающий характер. Для каждой конкретной задачи рассматриваемая модель будет иметь свой уникальный вид. Однако, целесообразно синтезировать данные модели таким образом, чтобы под заданное в них описание попадал бы целый класс однотипных целей, в отношении которых происходит решение задачи сигнальной обработки информации.

Механизм минимально параметрического моделирования открывает значительные возможности в части построения адаптивных алгоритмов. Адаптация понимается, при этом, в смысле устранения априорной неопределенности в отношении объекта в системе координат, связанной с выбранным минимально достаточным пространством параметров.

Синтез минимально параметрической модели может применяться не только при разработке алгоритма обработки информации, но и как неотъемлемая часть собственно рассматриваемого алгоритма. Тем самым понятие моделирования от предварительного описания поведения какого-либо объекта или системы трансформируется в составную часть алгоритмов реального времени со всем комплексом проблем, связанных с данным понятием. Действительно, в соответствии с концепцией двухэтапных алгоритмов обработки информации можно представить процедуру обработки таким образом, что на первом этапе оцениваются некоторые параметры преобразования с помощью классических алгоритмов обработки, а затем над теми же самыми алгоритмами производятся операции, позволяющие синтезировать минимально-параметрическую модель и провести обработку сигнала в соответствии с ней. Такой подход можно считать развитием методов двухэтапной обработки информации.

Таким образом, концепция минимально параметрическое моделирование является основой некоторой новой философии обработки радиолокационной информации, перетягивающей вес обработки на сигнальный уровень и обеспечивающей новое качество целому ряду алгоритмов. В эту концепцию входит:

- структурный синтез ядра преобразования свертки в системе эталонных функций как в процессе выполнения рабочего алгоритма, так и заранее при его разработке;

- применение адаптации на уровне сигнальной обработки информации по параметрам минимально-параметрической модели с целью выявления истинной природы наблюдаемого с помощью принятого сигнала физического явления и максимизации при этом отношения сигнал-шум;

- применения специализированных двухэтапных процедур, позволяющих синтезировать рассматриваемую модель на этапе выполнения рабочего алгоритма;

- применение системы обратных связей между вторичной, первичной и сигнальной процедурой обработки информации с целью повышения качества обработки и передачи управляющих и регулирующих воздействий на модель и на фильтрацию на ее основе.

Дополнительно к разработке и исследованию перечисленных выше составных частей концепции минимально параметрического моделирования требуется проведение исследований ее оптимальности в рассматриваемом классе решаемых задач, а также синтез специализированных быстрых вычислительных процедур, ориентированных на реализацию данных алгоритмов в системах реального времени.

Литература.

1. Когерентное последовательное обнаружение сигналов в импульсно-доплеровских РЛС / В.А. Родзивилов [и др.] // Радиотехника. 1998. № 4. С. 96-98.

2. Митрофанов Д.Г. Метод построения радиолокационных изображений аэродинамических летательных аппаратов // Полет. 2006. №11, С.52-60.

3. Нефедов С.И., Слукин Г.П. Разрешение объектов радиолокационного наблюдения при обработке когерентных сигналов с использованием эталонных функций // Радиолокация, навигация, связь: Труды XIII международной научно-технической конф. Воронеж. 2002. Т. 3. С. 1587 - 1593.

4. Марпл - мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения /Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

5. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. Пер. с англ. под ред. Я.М. Жилейкина. М.: Мир, 2005. 672 с.

МЕТОДИКА СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Нефедов С.И.

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана

105005, г. Москва, 2-я Бауманская ул., д.5, тел/факс. 8(499)267-75-96

E-mail: nefedov@mx.bmstu.ru

In work is given method of comparison integral transformations in terms of optimal processing of distributed radar signals. The notion integral transform efficiency is introduced. Results of comparison efficiency of integral Fourier transform, wavelet transform, convolution transform in reference functions system in processing of single and baseband radar signals are given.

Одним из интересных подходов к обработке распределенных радиолокационных сигналов является подход, основанный на концепции минимально-параметрического моделирования. При этом обработка строится на основе некоторого интегрального преобразования, структурно связанного с моделью сигнала, получаемой как в режиме реального времени, так и заранее. В качестве таких преобразований могут применяться как общеизвестные интегральные преобразования, так и их разновидности и модификации. Выбор эффективного, то есть оптимального в заданных условиях и ограничениях преобразования является задачей, требующей проведения самостоятельных исследований и создания специальной методики. В данном докладе проводится вариант такой методики и результаты ее применения для сравнения преобразований Фурье [1], Вейвлет [2] и свертки в системе эталонных функций [3].

Оптимальность минимально параметрических процедур обработки информации целесообразно рассматривать по критерию максимума отношения правдоподобия при принятии решения на основе решающей статистики, полученной с помощью соответствующего интегрального преобразования. Известно, что максимум отношения правдоподобия в задачах обнаружения, распознавания, измерения и совместных задачах достигается при максимуме отношения сигнал-шум на выходе процедуры формирования решающей статистики. При этом не является определяющим оптимальность процедуры получения собственно решающей статистики. Таким образом, если удастся доказать, что при прочих равных условиях процедура обработки сигнала с целью получения решающей статистики обеспечит на выходе максимум отношения сигнал-шум по сравнению с прочими процедурами, то данная обработка будет являться оптимальной по сформулированному выше критерию. Представим обрабатываемый сигнал в виде

$$u(t) = u(\Lambda, t), \quad (1)$$

включающим истинные значения некоторого набора параметров Λ , определяемых физическим процессом или явлением, порождающим исследуемый сигнал.

Применим к сигналу, определяемому выражением (1), преобразование Фурье. Тогда справедливой будет запись

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\Lambda, t) \cdot e^{-i\omega \cdot t} dt. \quad (2)$$

Для упрощения вычисления спектра разложим сигнал, определяемый выражением (2), в гармонический ряд Фурье.

$$u_k(\Lambda, t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k \cdot e^{i k \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot t}, \quad (3)$$

где $C_k = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(\Lambda, t) \cdot e^{-i k \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot t} dt$ - коэффициенты разложения Фурье, T - длительность принятого когерентного сигнала.

Подставим полученный результат (3) в выражение (2). После выполнения соответствующих преобразований над сигналом справедливой будет запись, определяющая разложение сигнала в ряд по набору гармоник

$$S = \int_0^T \sum_{k=0}^{\infty} C_k \cdot e^{ik \cdot \frac{2\pi}{T} t} e^{-ik \cdot \frac{2\pi}{T} t} dt = T \cdot \sum_{k=0}^{\infty} C_k. \quad (4)$$

Нетрудно видеть, что каждая из гармоник S_k , входящая в выражение (4), будет ненулевой. Введем понятие коэффициента полезного действия (КПД) интегрального преобразования в виде:

$$\eta_{\text{пф}} = \frac{1}{T \cdot E} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} |S_l|^2, \quad (5)$$

где L - число гармоник в спектре, по которым происходит обнаружение сигнала, $E = \int_0^T u(\Lambda, t) \cdot u^*(\Lambda, t) dt$ - энергия сигнала.

Можно утверждать, что преобразование будет являться оптимальным, если КПД преобразования, определяемый выражением (5), будет стремиться к единице. Исходя из этого, справедливой будет запись:

$$\eta_{\text{пф}} = \frac{1}{T \cdot E} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} |T \cdot C_l|^2 = \frac{T}{E} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} |C_l|^2 \rightarrow 1. \quad (6)$$

Представим сигнал $u(\Lambda, t)$ в дискретном виде $u(\Lambda, t) = u[\Lambda, n \cdot dt] = u[n]$; $n = 0, 1, \dots, N-1$; $dt = T/N$.

Тогда

$$C_l = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} u[n] \cdot e^{-il \cdot \frac{2\pi}{T} n \cdot \frac{T}{N}} \cdot \frac{T}{N} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} u[n] \cdot e^{-i2\pi \cdot \frac{ln}{N}}. \quad (7)$$

В результате получаем выражение для КПД, показывающее предел неоптимальности в рассматриваемом смысле преобразования Фурье.

$$\eta_{\text{пф}} = \frac{T}{E \cdot N^2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left| u[n] \cdot e^{-i2\pi \cdot \frac{ln}{N}} \right|^2 \rightarrow 1. \quad (8)$$

Полученная количественная оценка дает предельный коэффициент использования энергии сигнала при выполнении преобразований над ним. Превысить данную величину, используя сигнальную обработку, построенную на основе преобразования Фурье, невозможно.

Рассмотрим простейший пример, когда принятый сигнал представляет собой гармоническое колебание на частоте Доплера f_d

$$u(\Lambda, t) = e^{i2\pi \cdot f_d t} \quad (9)$$

$$u[n] = e^{i2\pi \cdot f_d n \cdot \frac{T}{N}} \quad (10)$$

В этом случае для выполнения условия в выражении (6) необходимо, чтобы

$$e^{i2\pi \cdot f_d n \cdot \frac{T}{N}} \rightarrow e^{i2\pi \cdot \frac{l_0 n}{N}}, \quad (11)$$

где l_0 - номер гармоники в спектре, по которой происходит обнаружение сигнала.

Таким образом, для достижения КПД преобразования, равного единице, должно выполняться следующее условие

$$T \cdot f_d = l_0 = \text{целое число.}$$

При этом выражение для КПД преобразования трансформируется в следующее

$$\eta_{\text{ПФ}} = \frac{T}{E \cdot N^2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{i \frac{2\pi}{N} n z}, \quad (12)$$

где $z = \min(z_1, z_2)$, z_1 - дробная часть от $(T \cdot f_d)$, $z_2 = 1 - z_1$.

Расчеты показали, что при разных соотношениях величины $(T \cdot f_d)$ КПД преобразования Фурье для простого гармонического сигнала будет колебаться от 0,4 до 1,0. Физический смысл данного положения определяется эффектом просачивания энергии и в данном случае характеризует потери энергии на боковые лепестки в том числе и на так называемые "косые сечения" функции неопределенности сигналов [3].

Если в принятом сигнале содержится более одной гармоники, то выражение (12) усложняется. Нетрудно показать, что, как и в предыдущем случае, КПД преобразования будет осциллировать. При выполнении условия (13) оно будет стремиться к единице, а при выполнении условия (14) КПД будет минимальным и равняться примерно 0,4.

$$T \cdot f_{d_l} = \text{целые числа}, \quad (13)$$

где $l = 0, 1 \dots L - 1$ - гармоники принятого сигнала.

$$T \cdot f_{d_l} = \text{целые числа} + 0.5. \quad (14)$$

Применим к сигналу (1) вейвлет разложение [2]:

$$u(\Lambda, t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma_{j,n} \cdot \psi_{j,n}(t), \quad (15)$$

где $\gamma_{j,n} = \int_0^T u(\Lambda, t) \cdot \psi_{j,n}^*(t) dt$ - вейвлет преобразование сигнала $u(\Lambda, t)$,

$\psi_{j,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \cdot \psi\left(\frac{t - 2^j \cdot n}{2^j}\right)$, $\psi(t)$ - ортонормированный вейвлет - базис.

Тогда КПД вейвлет преобразования можно записать в виде

$$\eta_B = \frac{1}{E} \cdot \int_0^T \left| \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma_{j,n} \cdot \psi_{j,n}(t) \right|^2 dt, \quad (16)$$

При гладко меняющейся функции $u(\Lambda, t)$ вейвлет разложение может давать достаточно точную аппроксимацию [2], т.е. $\eta_B \rightarrow 1$. Для других видов функций КПД вейвлет преобразования будет сильно зависеть от применяемого базиса $\psi(t)$.

На сегодняшний день существует большое число ортонормированных вейвлет - базисов. Самым первым из них появился вейвлет Хаара, который представляет собой кусочно-постоянную функцию вида

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, 0 \leq t < 0,5, \\ -1, 0,5 \leq t < 1, \\ 0, -\infty < t < 0; t \geq 1. \end{cases} \quad (17)$$

В этом случае для простого гармонического сигнала КПД преобразования равно 1. Однако исследования показали, что с увеличением частоты гармоники и длительности принимаемого сигнала КПД падает. При величине $2 \cdot \pi \cdot T \cdot f_d > 200$ коэффициент полезного действия вейвлет преобразования оказывается меньше минимально достижимого КПД преобразования Фурье ($\eta_B < 0,4$).

При наличии в сигнале более одной гармоники КПД вейвлет преобразования также падает, главным образом, за счет увеличения ширины спектра сигнала.

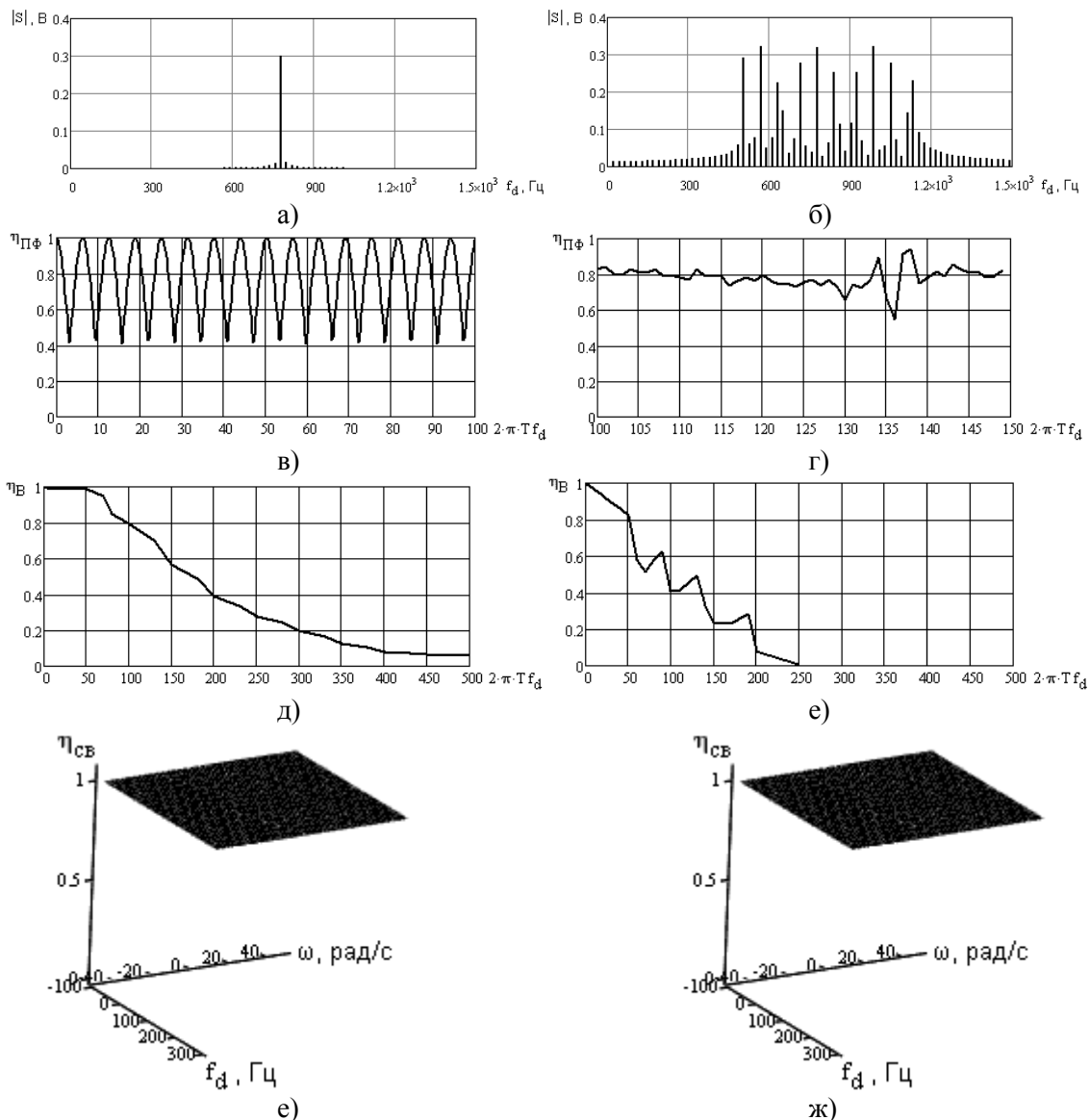


Рисунок 1 – а) одиночный и б) групповой сигналы и соответствующие им КПД преобразований в) Фурье одиночного сигнала г) Фурье группового сигнала, д) вейвлет одиночного сигнала, е) вейвлет группового сигнала, ж) свертки в системе эталонных Функций одиночного преобразования и з) свертки в системе эталонных функций группового сигнала

Применим к сигналу (1) преобразование свертки в системе эталонных функций. При этом будем считать, что параметры $\hat{\Lambda}$ свертки структурно совпадают с параметрами сигнала Λ , однако количественно известны с некоторой ошибкой $\Delta \Lambda$

$$\hat{\Lambda} = \Lambda + \Delta \Lambda . \quad (18)$$

В этом случае выражение свертки в системе эталонных функций трансформируется к виду, определяемому выражением:

$$K(\Lambda + \Delta \Lambda) = \int_0^{\infty} u(\Lambda, t) \cdot G(\Lambda + \Delta \Lambda, t) \cdot dt , \quad (19)$$

где $G(\Lambda + \Delta \Lambda, t) = u^*(\Lambda + \Delta \Lambda, t)$.

Проведем разложение сигнала (1) в ряд по эталонным функциям $N_k(\Lambda, t)$, определяемым выражением вида

$$u(\Lambda, t) = \sum_{k=0}^{\infty} N_k(\Lambda, t). \quad (20)$$

После подстановки разложенного сигнала в выражение (19) и выполнения соответствующих вычислений, на основе данного выражения для сигнатуры рассматриваемого сигнала можно записать:

$$K(\Lambda + \Delta \Lambda) = \int_0^T \sum_{k=0}^{\infty} N_k(\Lambda, t) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} N_k^*(\Lambda + \Delta \Lambda, t) dt = T \cdot \sum_{k=0}^{\infty} N_k(\Lambda, t) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} N_k^*(\Lambda + \Delta \Lambda, t). \quad (21)$$

Применим к данному преобразованию операцию вычисления

$$\eta_{CB} = \frac{1}{T \cdot E} \cdot K(\Lambda + \Delta \Lambda) = \frac{1}{E} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} N_k(\Lambda, t) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} N_k^*(\Lambda + \Delta \Lambda, t). \quad (22)$$

Раскрывая данное выражение, нетрудно получить, что при равенстве параметров сигнала $\hat{\Lambda} = \Lambda + \Delta \Lambda$ параметрам сигнала Λ , т.е. при $\Delta \Lambda \rightarrow 0$, КПД преобразования стремиться к единице.

Результаты исследования КПД различных преобразований, рассмотренных выше представлены на рисунке 1 в виде зависимостей КПД от характеристических масштабных размерностей преобразований для одиночного и для сложного сигналов.

Как следует из приведенных рисунков, наиболее эффективным является преобразование свертки в системе эталонных функций. Это показывает, что именно это преобразование обеспечивает оптимальную обработку сигнала по критерию максимума отношения правдоподобия. То есть, создает наилучшие условия для обнаружения при прочих равных. Физический смысл данного утверждения заключается в том, что рассматриваемое преобразование обладает фокусирующими свойствами в отношении полезной энергии, содержащейся в принятом сигнале. Вейвлет преобразование оказывается эффективным в низкочастотной области при работе по одиночным сигналам, а Фурье преобразование может эффективно работать только при неограниченной разрешающей способности на длинных выборках. При этом, при фильтрации сигналов от групповых целей достигается энергетическая эффективность не более 80 процентов. Таким образом, применение преобразования свертки в системе эталонных функций и подхода на основе минимально-параметрического моделирования позволяет потенциально достичь выигрыша на 20 процентов по сравнению с потенциальными характеристиками преобразования Фурье.

Литература.

1. Марпл - мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения /Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
2. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. Пер. с англ. под ред. Я.М. Жилейкина. М.: Мир, 2005. 672 с.
3. Нефедов С.И., Коротеев Д.Е. Применение адаптивных алгоритмов при оптимальной обработке длительных когерентных сигналов с использованием преобразования свертки в системе // Радиолокация, навигация, связь: Труды XII международной научно-технической конф. Воронеж. 2006. Т. 3. С. 1706 - 1713.
4. Трухачев Л.А. Радиолокационные сигналы и их применения. М.: Военное издательство, 2006. 320с.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СПЕКТРОВ ВИНТОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ВЕРТОЛЕТОВ

Сухаревский О. И., Василец В. А., Залевский Г. С., Бречка М. М.
Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79, Научный центр Воздушных Сил, тел. +38-066-28-14-637,
e-mail: g_zalevsky@rambler.ru

Calculation technique for modeling of scattering characteristics of air objects with turboprop and amplitude fluctuation spectra of signals reflected by referred objects is considered. Developed high-frequency asymptotic method [1, 2] is based on estimation of contribution of smooth and edged parts of object surface to common scattered field. Results of calculation of radar cross section and propeller modulation spectra of helicopters are shown. Potentialities of using the helicopter propeller modulation spectra for obtaining additional radar information about such targets for their recognition are discussed.

Введение. Интенсивный рост боевых возможностей средств воздушного нападения обуславливает повышение требований к составу и качеству радиолокационной информации о воздушных целях и средствам ее получения. В частности эффективность применения средств борьбы с воздушным противником может быть существенно повышена за счет решения задач радиолокационного распознавания, оценивания функционального состояния отдельных целей и замысла их действий [3]. В качестве признаков распознавания воздушных объектов с винтовыми или турбовинтовыми двигателями могут использоваться параметры спектров амплитудной (роторной, винтовой, турбинной) модуляции, обусловленной вращающимися лопастями (лопатками) двигателей [3]. При разработке алгоритмов радиолокационного распознавания таких целей важно знать основные закономерности их вторичного излучения. Современная компьютерная техника позволяет реализовать сложные методы математического моделирования вторичного излучения воздушных целей, дающие возможность оценивать их характеристики рассеяния с точностью, достаточной для практического использования. Это объясняет преимущества компьютерного моделирования по сравнению с дорогостоящими (а в некоторых случаях невозможными) физическими экспериментами. В настоящем докладе рассматривается метод математического моделирования характеристик рассеяния воздушных объектов сложной формы с турбовинтовыми двигателями, а также спектров амплитудной модуляции сигналов, отраженных указанными объектами. Демонстрируются результаты расчетов характеристик рассеяния вертолетов Ми-8МТ и Ми-24П, спектров винтовой модуляции сигналов, отраженных движущимися вертолетами, обсуждаются возможности использования спектров винтовой модуляции вертолетов для их распознавания.

Описание метода расчета. Разработанный высокочастотный асимптотический метод расчета характеристик рассеяния воздушных объектов сложной формы, в том числе с неидеально отражающей поверхностью [1, 2], основан на раздельном оценивании вкладов гладкой и кромочной частей поверхности объекта в общее рассеянное электромагнитное поле. При этом полное поле, рассеянное гладкими участками вычисляется с помощью метода Кирхгофа либо его обобщения на случай радиопоглощающих покрытий. Поле, рассеянное кромочными участками, рассчитывается с использованием модельной задачи о дифракции наклонно падающей плоской электромагнитной волны на идеально проводящий клин (возможно с радиопоглощающим цилиндром на ребре). Метод позволяет получать характеристики рассеяния (рассеянное поле, эффективную поверхность рассеяния (ЭПР) цели как функции пространственных координат и (или) частоты) воздушных идеально проводящих объектов (полностью или частично покрытых радиопоглощающим материалом). Поверхность исследуемого объекта может иметь нерегулярности в виде изломов (также снабженных радиопоглощающим покрытием). Характеристики рассеяния могут рассчитываться как при совмещенном, так и разнесенном приеме, для произвольной поляризации зондирующей волны.

В настоящем докладе в качестве воздушных объектов рассматриваются вертолеты. Их поверхность (включая поверхности лопастей винтов) считается идеально проводящей, содержащей как гладкие, так и кромочные участки.

Моделирование характеристик рассеяния воздушного объекта сложной формы требует математического описания его поверхности [2]. При расчете характеристик рассеяния вертолетов гладкие участки их поверхности аппроксимируются участками трехосных эллипсоидов. Кромочные участки задаются математическим описанием линий излома. Предполагается, что линия излома поверхности – участок плоской кривой. Криволинейное ребро аппроксимируется участком эллипса, прямолинейное – отрезком прямой.

В настоящем докладе исследуются характеристики вторичного излучения транспортно-боевого вертолета Ми-8МТ [4] и многоцелевого ударного вертолета Ми-24П [5]. В соответствии с их конструкцией разработаны модели их поверхностей (включая винты), представленные на рис. 1. Технические характеристики вертолетов, существенные при исследовании их вторичного излучения, представлены в табл. 1.

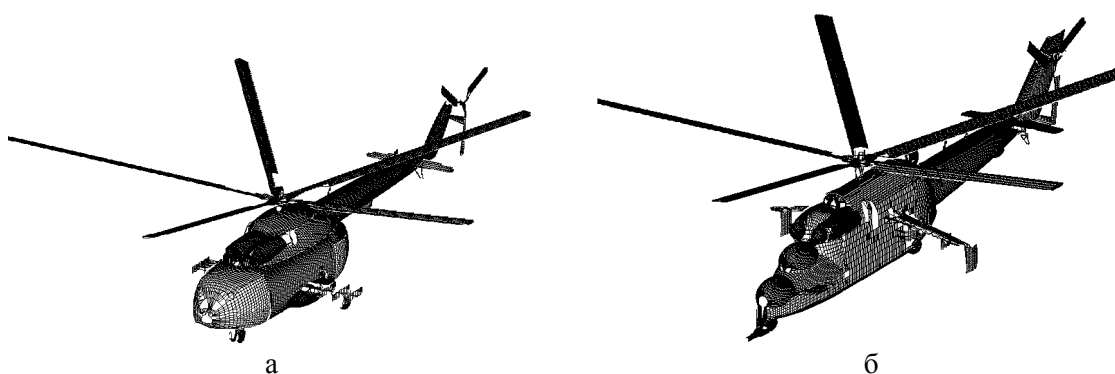


Рис. 1 – Модели поверхностей вертолетов Ми-8МТ (а) и Ми-24П (б)

Технические характеристики	Ми-8МТ	Ми-24П
Диаметр главного винта, м	21,3	17,30
Скорость вращения главного винта, об/мин	192	240
Диаметр хвостового винта, м	3,91	1,50
Длина (высота), м	18,42 (5,34)	17,51 (3,90)
Скорость максимальная (крейсерская), км/ч	250 (230)	320 (270)
Практический потолок, м	5000	4500

При моделировании гладкая часть поверхности вертолета Ми-8МТ аппроксимировалась участками 96 трехосных эллипсоидов. Изломы поверхности промоделированы с помощью 11 прямых кромочных участков рассеяния. Гладкая часть вертолета Ми-24П аппроксимировалась участками 86 эллипсоидов. Изломы поверхности представлялись 12 прямыми кромочными участками рассеяния.

Выходными данными разработанного алгоритма численного расчета являются значения комплексной амплитуды электрической напряженности E рассеянного объектом поля при заданных ракурсе облучения (азимут β и угол места ϵ объекта относительно точки приема либо в случае разнесенной локации относительно точек облучения и приема) и частоте зондирующего колебания.

Для моделирования характеристик движущегося объекта задается траектория его движения – набор точек в пространстве, каждой из которых соответствует определенный ракурс облучения и приема, изменяющийся в соответствии с заданными скоростью и направлением движения, а также интервалом дискретизации по времени Δt . Вращение винта моделируется с помощью задания его ракурсов относительно точек облучения и приема в моменты времени, следующие через интервал Δt , с учетом скорости его вращения. При зондировании из передней

полусферы вращение хвостового винта не учитывается в силу малости его вклада по сравнению с главным винтом, имеющим значительно большие размеры.

Результаты математического моделирования характеристик рассеяния и спектров винтовой модуляции вертолетов Ми-8МТ и Ми-24П. Результаты расчетов характеристик вторичного излучения вертолетов соответствуют случаю совмещенной локации, облучению монохроматическим сигналом с длиной волны $\lambda_0=3$ см (несущая частота $f_0=10$ ГГц). Угол места составляет $\varepsilon=-3^\circ$ (зондирование из нижней полусферы). Поляризация горизонтальная (вектор E ориентирован в азимутальной плоскости). На рис. 2 представлены диаграммы обратного вторичного излучения (ДОВИ – зависимость ЭПР σ от азимута при фиксированном угле места) отдельно фюзеляжа и главного винта вертолета Ми-8МТ. Азимуту $\beta=0^\circ$ соответствует направление зондирования в носовую часть вертолета. Фюзеляж и винт неподвижны. Аналогичные ДОВИ для вертолета Ми-24П представлены на рис. 3. Сравнение значений σ фюзеляжа и главного винта вертолетов показывает, что вклад винта в общую ЭПР (в полное рассеянное поле) в среднем на 18-25 дБ меньше вклада фюзеляжа. Такое соотношение свидетельствует о том, что влияние винта на отраженный сигнал будет заметно на дальностях порядка 10 км.

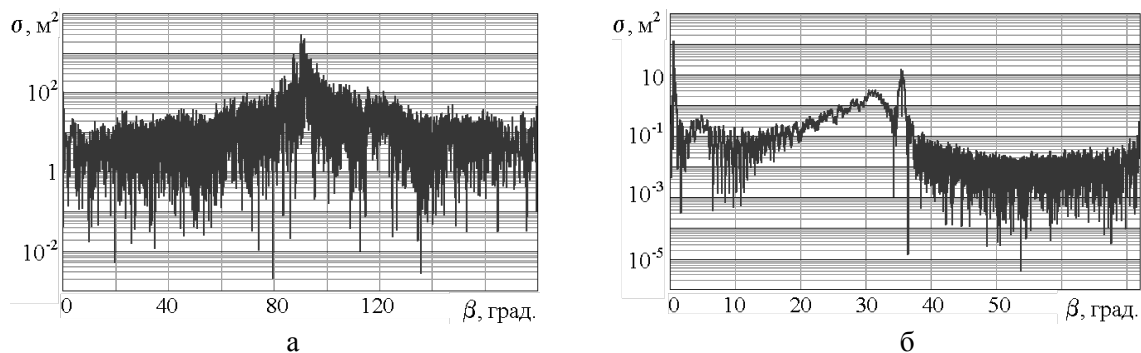


Рисунок 2 – ДОВИ фюзеляжа (а) и главного винта (б) вертолета Ми-8МТ. $\lambda_0=3$ см. $\varepsilon=-3^\circ$

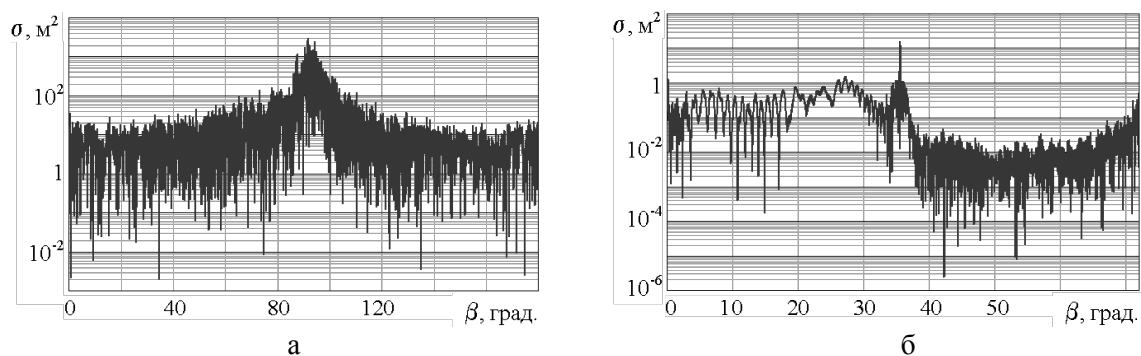


Рисунок 3 – ДОВИ фюзеляжа (а) и главного винта (б) вертолета Ми-24П. $\lambda_0=3$ см. $\varepsilon=-3^\circ$

Далее на рис. 4 изображены спектры винтовой модуляции сигналов, отраженных вертолетами. При расчетах предполагалось, что вертолеты двигались на постоянной высоте 2 км с крейсерской скоростью (см. табл. 1) с нулевым параметром ($\beta=0^\circ$). Вертолеты облучались монохроматическим сигналом. Интервал наблюдения соответствовал 5 полным оборотам главного винта и составлял для Ми-8МТ 0,312 с, а для Ми-24П – 0,25 с. Угол места объекта за интервал наблюдения изменялся на две тысячные градуса и считался фиксированным, равным $\varepsilon=-3^\circ$. Результаты расчетов показывают, что спектры винтовой модуляции являются несимметричными, и линейчатými. Интервал между спектральными линиями, которым соответствует максимум энергии отраженного сигнала, определяется частотой вращения винта F_v и количеством лопастей N_l . Ширина спектра винтовой модуляции зависит от частоты вращения винта F_v и длины его лопасти R_v и составляет величину $F_c=4\pi R_v F_v/\lambda_0$. Полученные результаты качественно совпадают с данны-

ми, полученными другими авторами, в том числе в результате физических экспериментов [3].

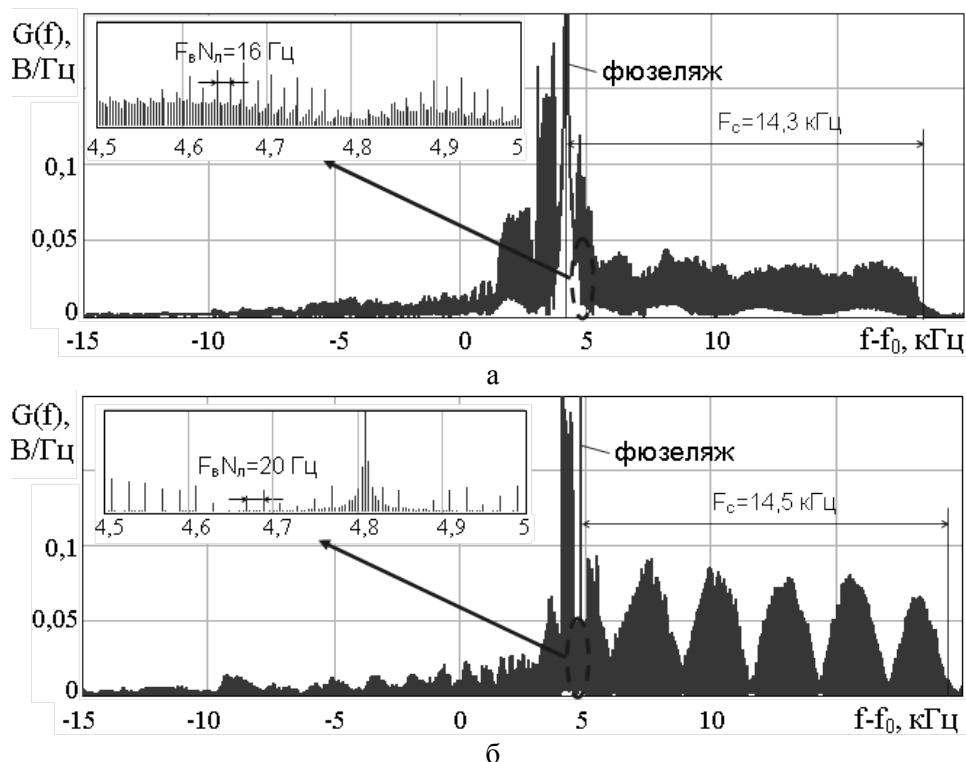


Рисунок 4 – Спектры винтовой модуляции вертолетов Ми-8Т (а) и Ми-24П (б), движущихся на постоянной высоте

Выводы. Разработанный метод позволяет моделировать характеристики рассеяния и спектры турбинной (винтовой) модуляции сигналов, отраженных воздушными объектами с винтовыми и турбовинтовыми двигателями.

В дальнейшем с помощью разработанной модели планируется оценить влияние вибраций, неравномерной скорости вращения винтов, эффекта "скручивания" лопастей на параметры спектров винтовой модуляции различных воздушных объектов и возможность использования указанных спектров для получения дополнительной радиолокационной информации о рассмотренных воздушных объектах.

Литература.

1. Shirman Ya.D. et. al. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering Recognition, Detection and Tracking, Ya.D. Shirman (ed). – Norwood, M.A.: Artech House, 2002. – 382 p.
2. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами: монография / О. И. Сухаревский, В. А. Василец, С. В. Кукобко и др. // Под ред. О. И. Сухаревского. – Харьков: ХУ ПС, 2009. - 468 с.
3. Слюсарь Н. М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. – Смоленск: ВА ВПВОВС РФ, 2006. – 173 с.
4. Уголок неба. Авиационная энциклопедия. Ми-8МТ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.airwar.ru/enc/uh/mi8mt.html>.
5. Уголок неба. Авиационная энциклопедия. Ми-24П [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.airwar.ru/enc/ah/mi24p.html>.

АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ЗОНЫ ВИДИМОСТИ РЛС ПРИ ВЛИЯНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ И НИЗКОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ В ЭЛЕМЕНТАХ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Болховская О.В., Панфилов А.В.

ОАО «ФНПЦ «ННИИРТ»

603950, г. Нижний Новгород, ул. Шапошникова, 5, тел.: (831) 465-20-37

Email: andrewpanfilov@yandex.ru

Adaptive methods of coverage pattern formation (cf. beam-forming) are proposed for a radar with an array antenna operating in the conditions of unwanted returns from ground surface with arbitrary electrodynamic properties and terrain features. For better estimation of weight vectors of the array with small signal-to-noise ratios (SNR) in individual array elements, formation of subarrays and use of interpolation are proposed. Effectiveness of the said methods is investigated.

Введение. Наличие земной поверхности приводит к многолучевому характеру распространения радиолокационных сигналов, что существенно влияет на формирование зоны видимости РЛС, особенно при малых углах места. Оценить аналитическими методами влияние конкретного рельефа поверхности на зону обнаружения практически невозможно. Поэтому необходимо использовать такие методы формирования зоны видимости РЛС, которые адаптивным образом учитывают свойства земной поверхности.

Цель настоящей работы - анализ эффективности адаптивного формирования зоны видимости РЛС при влиянии земной поверхности с произвольным рельефом и малых значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) в элементах антенной решетки (АР) на основе использования интерполяционных процедур для оценки весовых векторов.

Адаптивная обработка с формированием подрешеток. Рассмотрим без ограничения общности РЛС с N -элементной АР, расположенной вертикально над земной поверхностью с произвольными электродинамическими свойствами и рельефом. ОСШ $\eta(\theta)$ на выходе АР с точностью до несущественного множителя k равно

$$\eta(\theta) = k \left| \mathbf{V}^H \mathbf{S}(\theta) \right|^2 \left| \mathbf{W}^H \mathbf{S}(\theta) \right|^2. \quad (1)$$

где \mathbf{V} и \mathbf{W} – весовые векторы на передачу и прием, соответственно, \mathbf{S} – вектор сигнала в элементах АР, θ – угол места цели. Вектор \mathbf{S} дает амплитудно-фазовое распределение (АФР) эхо-сигнала в элементах АР. ОСШ будет достигать максимума, когда весовые векторы \mathbf{V} и \mathbf{W} будут параллельны вектору \mathbf{S} сигнала.

Адаптивная обработка сигналов АР состоит из двух последовательно выполняемых операций: 1) максимально правдоподобная оценка АФР на основе конечного числа выборок входного процесса; 2) использование полученной оценки в качестве весовых векторов АР на передачу и на прием. Потенциальная эффективность адаптивной обработки достигается в случае идеальной оценки АФР, то есть при предельно большом выходном ОСШ. На практике ОСШ в отдельных элементах АР может быть достаточно малым, особенно при использовании многоэлементных АР ($N \gg 1$). Это приведет к тому, что весовые вектора будут оценены с большой ошибкой и адаптивная обработка может стать неэффективной [1].

Для более точной оценки весовых векторов разобьем АР на $K = N/M$ соприкасающихся подрешеток, каждая из которых состоит из M элементов. Компоненты вектора $\tilde{\mathbf{S}}$ сигнала на выходе подрешеток будут равны

$$\tilde{s}_1 = \sum_{p=1}^M s_p, \quad \tilde{s}_2 = \sum_{p=M+1}^{2M} s_p, \quad \dots, \quad \tilde{s}_K = \sum_{p=N-M+1}^N s_p. \quad (2)$$

Рассмотрим возможность использования интерполяционных процедур двух видов для нахождения N -мерного весового вектора АР на основе вектора $\tilde{\mathbf{S}}$ меньшей размерности, равной $K = N/M$. Первую из них можно назвать интерполяцией нулевого порядка.

Сигналы в отдельных элементах подрешетки полагаются равными сигналу на выходе этой подрешетки. Вторая процедура представляет собой линейную интерполяцию первого порядка. По полученным оценкам сигналов \tilde{s}_i на выходе подрешеток, используя линейную интерполяцию, находятся значения сигнала во всех элементах АР. Так как сигналы \tilde{s}_i являются комплексными, то интерполяция должна быть реализована отдельно для реальной и мнимой частей АФР. На рис. 1 дано пояснение рассматриваемых интерполяционных процедур на примере формирования четырех подрешеток в 16-элементной АР. При этом кривая 1 показывает распределение по апертуре АР реальной (или мнимой) части сигналов s_p , а кривые 2 и 3 – результат линейной интерполяции нулевого и первого порядков, соответственно.

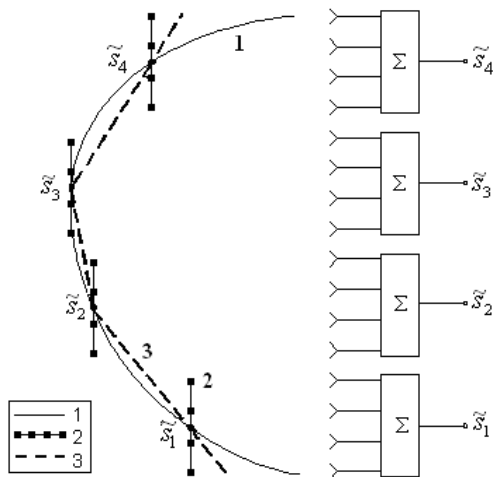


Рис. 1

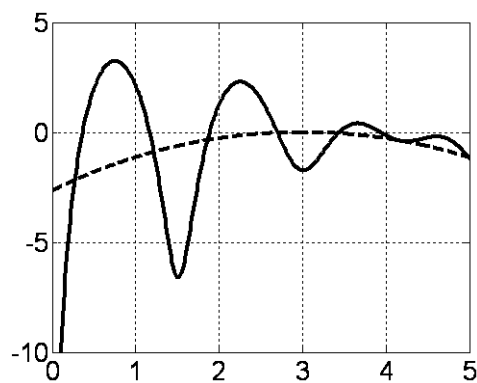


Рис. 2

Теперь l -ую выборку вектора $\tilde{\mathbf{X}}(l)$ входного процесса на выходе подрешеток можно записать в виде

$$\tilde{\mathbf{X}}(l) = \sqrt{\eta_0} \tilde{\mathbf{S}} + \tilde{\mathbf{Z}}(l), \quad (3)$$

где $\tilde{\mathbf{Z}}(l)$ – l -ая выборка вектора собственных шумов, которые будем считать гауссовым комплексным процессом с нулевым средним и единичной дисперсией, η_0 – ОСШ в элементах АР в случае свободного пространства.

Эффективность адаптивной обработки с разбиением АР на подрешетки. Приведем результаты математического моделирования для выигрыша в ОСШ за счет применения адаптивных методов, основанных на использовании интерполяционных процедур, по сравнению с традиционной обработкой, при которой передающий и приемный лучи формируются с помощью фиксированного весового вектора \mathbf{V}_0 . Рассмотрим 16-элементную линейную АР ($N=16$) с периодом $d=0.5\lambda$ (λ – длина волны), высотой нижнего элемента над плоской «металлической» поверхностью земли $h_1=15\lambda$, направлением максимума луча в свободном пространстве $\theta_0=3$. При этом ширина луча составляет $\approx 6^\circ$ по уровню половинной мощности. ДН (в дБ) АР показана на рис. 2 в свободном пространстве (пунктирная кривая) и с учетом влияния поверхности земли (сплошная кривая). Видно, что первый интерференционный минимум находится под углом места $\approx 1.5^\circ$ и имеет достаточно большую глубину (≈ 6.5 дБ).

На рис. 2 и 3 кривые 1, 2 и 3 показывают выигрыш в ОСШ в зависимости от угла места для подрешеток, состоящих, соответственно, из $M=2, 4$ и 8 элементов и при использовании интерполяционной процедуры нулевого (рис. 2) или первого порядков (рис. 3). Кривая 4 отображает выигрыш в ОСШ за счет применения адаптивной обработки без разбиения АР на подрешетки. Предполагается, что ОСШ в элементах АР $\eta_0=0$ дБ. Кри-

вая 5 соответствует потенциальной эффективности обработки сигналов в АР при $\eta_0 \rightarrow \infty$. Усреднение проведено по 50 реализациям вектора входного процесса.

Из приведенных результатов видно, что разбиение АР на подрешетки и использование АР на подрешетки и использование интерполяционных процедур дает существенно лучшие результаты по сравнению с адаптивной обработкой без разбиения на подрешетки. При этом наибольший выигрыш в ОСШ достигается при разбиении АР на подрешетки, состоящие из 4 и 8 элементов. Интересно отметить также, что наибольший выигрыш наблюдается в направлениях, соответствующих интерференционным провалам в ДН АР (1.5° и 3°).

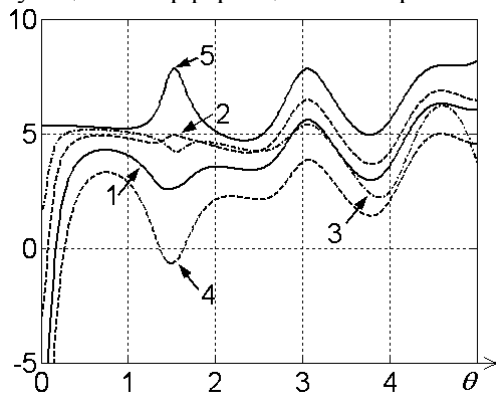


Рис. 2

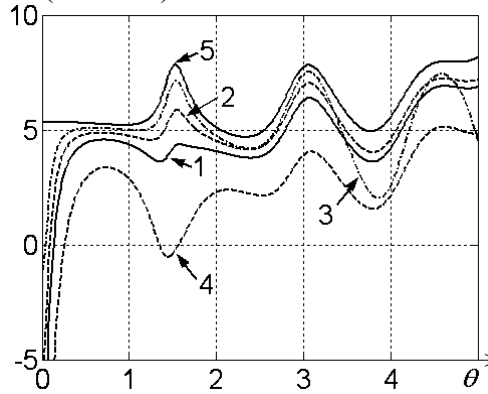


Рис. 3

Заключение. Предложен адаптивный метод формирования зоны видимости РЛС с АР в условиях влияния земной поверхности с произвольными электродинамическими свойствами и рельефом. Для более точной оценки АФР эхо-сигнала в элементах АР и, следовательно, весовых векторов АР при малых ОСШ в отдельных элементах АР предлагается формирование подрешеток и использование интерполяционных процедур. Приведенные результаты моделирования показывают достаточно высокую эффективность предложенного метода формирования зоны видимости.

Литература.

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника. 2007. 512 с.

СРАВНЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ ШУМОВЫХ И ЛЧМ ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИНХРОННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

Лукин К.А., Канцедал В.М.

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины
61085, Харьков, ул. Акад. Проскуры, 12, тел. (057) 720-33-49,
E-mail: Lukin.konstantin@gmail.com, Kantsedal@ire.kharkov.ua

The paper is devoted to computer analysis of interference immunity of correlation receivers for Noise and LFM pulses with wide power spectrums when affected by double synchronous pulse interferences with different pulse modulation and equal spectrum widths of the interference and signals. The thresholds of interference immunity of the investigated wideband correlation receivers has been introduced, as well as comparison results of their immunity are estimated for the form variation of cross-correlation functions at the presence of interferences. It has been shown the advantage of the pulse noise radar compared to LFM pulse radar in interference immunity against synchronous wideband pulse interferences.

Последние два десятилетия в разработке радиолокационной техники отмечены развитием шумовой радарной технологии, которое обусловлено уникальными свойствами шумовых сигналов и появлением новых технических возможностей генерации и обработки широкополосных шумовых сигналов [1– 3], что в частности, дает возможности одновременного выполнения предъявляемых к радарам противоречивых тактико-технических требований по информативности, помехозащищенности и электромагнитной совместимости (ЭМС). В работах [2, 3, 5] представлены результаты компьютерного исследования характера влияния некоторых видов непрерывных активных помех на выход корреляционного приемника шумового радиолокатора (форму взаимно корреляционной функции (ВКФ)) при использовании непрерывного и импульсного шумовых сигналов. Вместе с тем, представляет интерес получение сравнительных характеристик помехоустойчивости корреляционного приема последовательностей коротких линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) и некоррелированных шумовых импульсов с широкими спектрами при воздействии сигналоподобных помех. При этом многократные синхронные импульсные помехи (СИП) с различными видами широкополосной внутриимпульсной модуляции являются с точки зрения радиоэлектронного подавления энергетически выгодными и наиболее опасными помехами, создающими маскирующие и имитирующие воздействия. Принимая во внимание трудности постановки имитирующих СИП корреляционному приемнику шумовых импульсов [3, 4], рассмотрено воздействия СИП маскирующего типа. Ключевым фактором анализа является определение условий встречного порогового проявления и разделения маскирующего и имитирующего воздействий таких помехи [5]. Следует также отметить, что выполненный в [4] сравнительный анализ технических характеристик корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ сигналов не затрагивает количественных оценок помехоустойчивости этих приемников.

Целью работы является оценка помехоустойчивости корреляционных приемников, согласованных с последовательностями ЛЧМ и шумовых импульсов с широкими энергетическими спектрами, и сравнительный анализ характера и степени воздействия на них маскирующих двукратных синхронных импульсных сигналоподобных активных помех.

Методика оценки помехоустойчивости основана на использовании разработанной компьютерной модели, включающей имитаторы сигнальной и помеховой обстановки на входе корреляторов, алгоритмы функционирования многоканального коррелятора, статистической оценки характеристик его входных и выходных реализаций и показателей помехоустойчивости. Алгоритм обработки сигналов соответствует многоканальному коррелятору с квадратурной обработкой сигналов и когерентным межпериодным накоплением. Он является оптимальным для случая приема последовательности некоррелированных

импульсов, отраженных неподвижной точечной целью, на фоне гауссовой помехи с равномерным спектром в полосе пропускания приемника. Параметры последовательности опорных (зондирующих) импульсов одинаковой мощности с равномерным спектром представлены в табл. 1 на промежуточной частоте.

Таблица 1

Вид внутриимпульсной модуляции	Средняя частота спектра f_{0c} , МГц	Ширина спектра Δf_c , МГц	Длительность импульса $T_{и}$ нс	Период повторения импульсов $T_{повт}$, нс	База импульса $\Delta f_c T_{и}$
Шумовая или ЛЧМ	118	236	200	2250	~50

Перечень и параметры маскирующих двукратных СИП с различной внутриимпульсной модуляцией, и одинаковой мощностью приведены в табл. 2 на промежуточной частоте $f_{0и} = 118$ МГц. В указанных помехах первый импульс

Таблица 2

Вид внутриимпульсной модуляции	Длительность импульса $T_{и}$ нс	Взаимный задержка импульсов Δt , нс	Ширина спектра помехи / ширина спектра сигнала, $\eta = \Delta f_{Nj} / \Delta f_{c2}$
N_1 - СИП шумовая	200	1000	1
N_2 - СИП ЛЧМ1	200	1000	1
N_3 - СИП ЛЧМ2	400	1200	1

принимается одновременно с отраженным от одиночной точечной цели сигналом с периодом повторения $T_{повт}$, а второй в условиях отсутствия отраженного сигнала в пределах заданного интервала времен запаздывания эхоимпульса $[\tau_{min}, \tau_{max}]$. Значения τ_{min} и τ_{max} в эксперименте выбираются на периоде $T_{повт}$ так, чтобы обеспечить вычисление и анализ оценки ВКФ, обусловленной принятой смесью эхоимпульса с первым импульсом СИП и ее вторым импульсом. Изменение входного отношения сигнал/помеха (С/П)_{вх} осуществлялось за счет изменения интенсивности импульсной помехи при фиксированных значениях параметров зондирующих импульсов. В методике используется совокупность показателей помехоустойчивости [5], описывающих характер и степень изменений формы ВКФ в условиях воздействия заданных видов помех при наблюдении точечной неподвижной цели в различных областях интервала $[\tau_{min}, \tau_{max}]$. Данный интервал был условно разделен на 4 смежные области, характеризующиеся для ВКФ в отсутствие помех: 1) высокой корреляцией $[\tau_u, \tau_u + \Delta \tau / 2]$, где τ_u - время запаздывания от цели, $\Delta \tau = 1/\Delta f_c$ - ширина интервала корреляции; 2) умеренной корреляции (от границы интервала корреляции до времени запаздывания, равного 10 интервалам корреляции); 3) слабой корреляции ВКФ (от дальней границы области 2 до конца области существования сигнальной составляющей ВКФ); 4) наличием только помеховой составляющей ВКФ (от границы области существования сигнальной составляющей до границы интервала $[\tau_{min}, \tau_{max}]$).

Показатели для области основного лепестка ВКФ:

– (С/П)_{вых} — оценка выходного отношения сигнал/помеха как квадрат отношения усредненного максимального значения \bar{B}_{max} (область 1) к среднеквадратичному уровню $СКУ_{пом}$ выбросов помеховой составляющей ВКФ (область 4);

– $K_{\text{под}}$ — коэффициент подавления помехи, равный отношению $(C/P)_{\text{вых}}$ к входному отношению $(C/P)_{\text{вх}}$ при неизменном зондирующем сигнале (без учета множителя $1/f_c T_{\text{и}}$).

Показатели для областей вне основного лепестка ВКФ:

– $\bar{B}_{\text{max}} / \bar{B}_{\text{блmax}}$ – отношение усредненных максимальных значений основного лепестка и ближних боковых выбросов ВКФ (область 2);

– $\bar{B}_{\text{max}} / \text{СКУ}_{\text{бок}}$ – отношение усредненного максимального значения основного лепестка к среднеквадратичному уровню дальних боковых выбросов ВКФ в области ее сигнальной составляющей (область 3);

– $\bar{B}_{\text{max}} / \text{СКУ}_{\text{пом}}$ – отношение усредненного максимального значения основного лепестка к среднеквадратичному уровню выбросов помеховой составляющей ВКФ (область 4).

Для характеристики устойчивости корреляционного приема к имитирующему воздействию заданной маскирующей помехи используется понятие порога помехоустойчивости [4, 5] в виде защитного значения $(C/P)_{\text{вх пор}}$, при котором начинается проявление ее имитирующего воздействия на ВКФ. Порог зависит от вида помехи, соотношений ее параметров с параметрами полезного сигнала при известном количестве периодов накопления M . Сравнение помехоустойчивости рассматриваемых корреляционных приемников проводится сопоставлением характеров и представленных выше показателей изменений ВКФ при воздействии заданного вида помехи с известными соотношениями ее параметров с параметрами сигналов, а также порогов их помехоустойчивости.

В работе представлены и проанализированы для исследуемых корреляционных приемников характерные оценки ВКФ в различных областях интервала $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$ и показатели их помехоустойчивости от вида и параметров сигналов и помех $N_1 - N_3$, входного отношения $(C/P)_{\text{вх}}$ при количестве накапливаемых импульсов $M = 125$ и $M = 5$. На рис. 1, 2 приведены графики показателей для области основного лепестка ВКФ, а на рис. 3а и 3б – для областей 2 – 4 интервала $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$. Они иллюстрируют разнообразие характеров изменения ВКФ при воздействии рассматриваемых маскирующих СИП в зависимости от $(C/P)_{\text{вх}}$ и M . Количественно оценен и детально проанализирован вклад

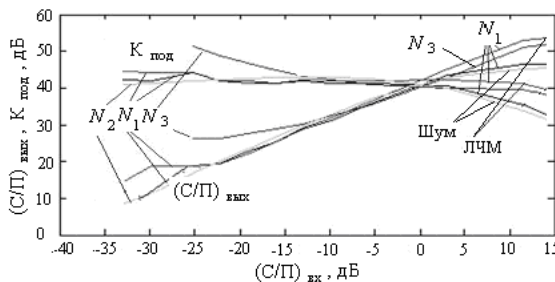


Рис. 1.

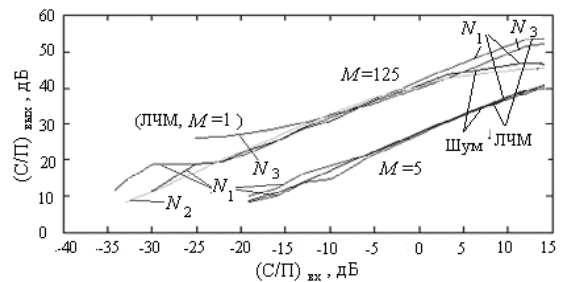


Рис.2.

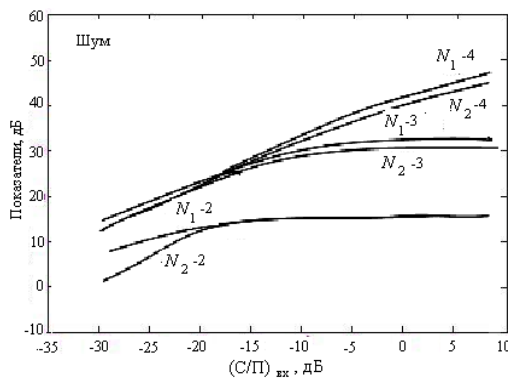


Рис.3а

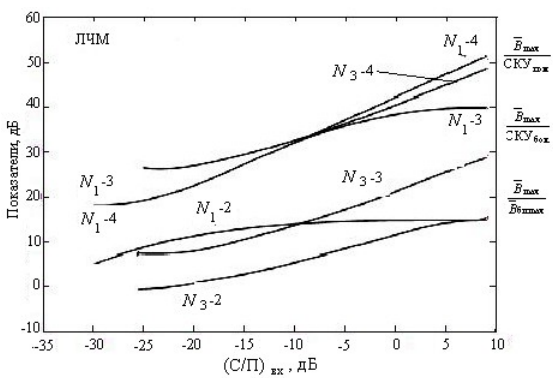


Рис.3б

боковых выбросов ВКФ в определение помехоустойчивости рассматриваемых приемников. Разнообразие характера встречного изменения основного и боковых выбросов ВКФ, локального поведения боковых выбросов в различных областях интервала $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ при воздействии рассматриваемых СИП зависит от их структуры и вида внутриимпульсной модуляции, вида полезного сигнала, соотношений параметров импульсов помехи и сигнала и количества накапливаемых импульсов. Пороги помехоустойчивости корреляционных приемников определены следующими значениями входного отношения сигнал–помеха (при числе периодов накопления 125): -15 дБ при воздействии помех N_1 - СИП шумовая и N_2 - СИП ЛЧМ1 в случае приема шумового сигнала; 5 дБ и -5 дБ при приеме смесей ЛЧМ сигнала и помех N_3 - СИП ЛЧМ2, N_1 , соответственно. Подавление основного лепестка наблюдалось при различном характере имитирующего влияния помех для значений входного отношения сигнал–помеха: -30 дБ при приеме шумового сигнала и помехи N_1 или N_2 ; -25 дБ и -30 дБ при приеме смесей ЛЧМ сигнала и помех N_3 , N_1 , соответственно.

Из рисунков виден выигрыш в помехоустойчивости исследуемого корреляционно-го приемника шумовых импульсов в условиях воздействия рассмотренных видов маскирующих СИП: более широкие интервалы значений входного отношения сигнал–помеха с устойчивой формой основного лепестка ВКФ (на $5 - 10$ дБ) и устойчивым уровнем ее боковых выбросов (на ~ 10 дБ), независимо от вида СИП; более низкие значения порогов помехоустойчивости; возможность улучшения показателей помехоустойчивости за счет увеличения количества периодов накопления. Наибольший выигрыш достигается в области боковых выбросов при воздействии СИП с широкополосной внутриимпульсной ЛЧМ вследствие особенности характера ее воздействия и независимости его и соответствующих показателей помехоустойчивости от числа периодов накопления. Области устойчивости формы ВКФ на выходе приемника ЛЧМ импульсов при этом отсутствуют.

Таким образом, на основе совокупности показателей помехоустойчивости широкополосного корреляционного приемника импульсных шумовой и ЛЧМ РЛС выполнен анализ изменений ВКФ в условиях воздействия одних из наиболее опасных типов импульсных активных помех в виде маскирующих двукратных синхронных сигналоразличных помех с различной внутриимпульсной модуляцией. Используемая методика оценки помехоустойчивости и полученные результаты могут быть применимы для уточнения порога обнаружения, расчета вероятностей обнаружения и других показателей качества решения информационных задач шумовых радаров в условиях воздействия помех, а также при анализе характеристик их ЭМС.

Литература.

1. Лукин К. А. Шумовая радарная технология / Радиофизика и электроника: сб. науч. трудов. Харьков: ИРЭ НАНУ, 1999. Т. 4, №3. С. 105–111. Шумовая радиолокация миллиметрового диапазона. Т. 13, Спец. Выпуск, Харьков 2008, С. 118-124.
2. Лукин К. А., Могила А.А., Александров Ю.А. и др. Шумовая радарная технология // Прикладная радиоэлектроника, Т. 8, 2009, №4, С. 510-525.
3. Lukin K.A., Mogyla A.A., Kovalenko N.P. and R.P. Kovalenko. Comparative study of SAR image generation using liner FM and Noise waveforms // Proceedings 4th European Conf. on Synthetic Aperture Radar, 4-6 June 2002, Cologne, Germany. - P. 511-514.
4. G. Stove. Using Noise Modulation in Practical Radar Systems - Including a Comparison. with FMCW Modulation // Proceedings of II-th International Radar Symposium IRS-2010, VILNIUS, LITHUANIA JUNE 16-18, 2010. VOLUME 2, pp. 340-343.
5. Лукин К. А., Канцедал В. М., Могила А. А. и др. Экспериментальная оценка помехоустойчивости шумового импульсного радиолокатора ближнего действия в условиях воздействия непрерывных активных помех // Радиофизика и электроника. – Харьков. Ин-т Радиофизики и электроники НАН Украины, 2011. –Т. 2(16), №2. – С. 77-89.

ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ СО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ

Разиных С.Н.

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а, 8-(473)-236-35-63,
E-mail: centreb@mail.ru, факс 8-(473)-236-52-28

On the basis of spectral representation and the power equations of transfer of non-harmonic processes in a direct radio channel and the channel with dispersion indicators of noise immunity of systems of a radio communication and a radar-location with super-broadband signals are estimated at influence of masking radiations of external sources.

Введение. Для повышения помехозащищенности в системах радиосвязи и радиолокации предлагается применять сверхширокополосные (СШП) сигналы [1, 2]. За счет распределения энергии на значительном интервале частот обеспечиваются возможности режекции мешающих излучений [1, 3] в отдельных участках спектра сигнала без существенных потерь содержащейся в нем информации. Также вследствие малой спектральной плотности мощности в радиоканале достигается энергетическая скрытность функционирования радиоэлектронных средств (РЭС), затрудняющая создание преднамеренных помех.

Согласно [3], показатель помехозащищенности определяется как отношение энергии W_h помехи к энергии W_s полезного сигнала, при котором ухудшение характеристик радиосистемы не превышает допустимый уровень.

В предлагаемой работе на основе спектрального представления негармонических процессов и энергетических уравнений их передачи в прямом радиоканале и канале с рассеянием [2] получены оценки W_h/W_s и определены условия при которых функционирование СШП радио- и радиолокационных станций (РЛС) в условиях активных помех становится невозможным.

Цель работы – оценка помехозащищенности средств радиосвязи и радиолокации с СШП сигналами.

Оценка помехозащищенности систем СШП радиосвязи. Будем полагать, что дистанция связи R_s и расстояние R_h между источником помехи и приёмником удовлетворяет условиям дальней зоны [4] и прямой видимости [1]. В радиосистеме применяются регулярные последовательности сигналов со средней мощностью \bar{P}_s , периодом следования T_s , имеющие ширину спектра $\Delta \Omega_s$ с центральной частотой β_s ; помеха характеризуется средней мощностью \bar{P}_h , периодом следования импульсов T_h , шириной спектра $\Delta \Omega_h$ и центральной частотой β_h . Для передачи-приема СШП сигналов используются односторонние антенны с коэффициентами усиления (КУ) $G_s(\omega)$ на циклической частоте ω , для излучения помех – антенны с парциальными КУ $G_h(\omega)$ вида [5]

$$G_{s[h]}(\omega) = G_{s[h]0} \cdot (\omega / \beta_{s[h]})^{q_{s[h]}}, \quad \omega \in [\beta_{s[h]} - 0,5\Delta \Omega_{s[h]}; \beta_{s[h]} + 0,5\Delta \Omega_{s[h]}], \quad (1)$$

где $G_{s[h]0} \equiv G_{s[h]}(\beta_{s[h]})$, $q_{s[h]} = 0, 1, 2$.

Энергия сигнала на входе приемника радиосистемы определяется выражением

$$W_s = \frac{c^2 G_{s0}^2 \bar{P}_s T_s p_{s0}}{4 \beta_s^2 R_s^2} \begin{cases} 4 / (4 - K_{\Omega_s}^2) & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0}, \\ 1 & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0} \omega / \beta_s, \\ 1 + 0,5 K_{\Omega_s}^2 & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0} \cdot (\omega / \beta_s)^2. \end{cases} \quad (2)$$

где $K_{\Omega_s} = \Delta \Omega_s / \beta_s$ – относительная ширина полосы рабочих частот РЭС, p_{s0} – коэффициент поляризационного рассогласования [2] сигнала с приемной антенной ($0 \leq p_{s0} \leq 1$), c – скорость света.

Энергия маскирующей помехи на входе приемника удовлетворяет уравнениям:

– при $G_s(\omega) = G_{s0}$

$$W_h = \frac{c^2 G_{h0} G_{s0} \bar{P}_h T_h p_{h0}}{4 \beta_h^2 R_h^2} \begin{cases} 4 / \left(4 - K_{\Omega_h}^2 \right) & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0}, \\ K_{\Omega_h}^{-1} \ln \left| \frac{2 + K_{\Omega_h}}{2 - K_{\Omega_h}} \right| & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0} \omega / \beta_h, \\ 1 & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0} \cdot (\omega / \beta_h)^2; \end{cases} \quad (3)$$

– при $G_s(\omega) = G_{s0} \omega / \beta_s$

$$W_h = \frac{c^2 G_{h0} G_{s0} \bar{P}_h T_h p_{h0}}{4 \beta_h \beta_s R_h^2} \begin{cases} K_{\Omega_h}^{-1} \ln \left| \frac{2 + K_{\Omega_h}}{2 - K_{\Omega_h}} \right| & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0}, \\ 1 & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0} \cdot (\omega / \beta_h)^{q_h}, q_h = 1, 2; \end{cases} \quad (4)$$

– при $G_s(\omega) = G_{s0} \cdot (\omega / \beta_s)^2$

$$W_h = \frac{c^2 G_{h0} G_{s0} \bar{P}_h T_h p_{h0}}{4 \beta_h \beta_s R_h^2} \begin{cases} 1 & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0} \cdot (\omega / \beta_h)^{q_h}, q_h = 0, 1, \\ 1 - \frac{1}{12} K_{\Omega_h}^2 & \text{при } G_h(\omega) = G_{h0} \cdot (\omega / \beta_h)^2, \end{cases} \quad (5)$$

где $K_{\Omega_h} = \Delta \Omega_h / \beta_h$ – относительная ширина полосы помехи, p_{h0} – коэффициент рассогласования поляризации помехи и антенны подавляемого РЭС ($0 \leq p_{h0} \leq 1$).

Из (2) – (5) следует, что при фиксированном значении $G_{h0} \bar{P}_h$ наибольшее отношение W_h / W_s на входе приёмника с постоянным КУ антенн в полосе рабочих частот достигается при излучении помех антенной с КУ вида $G_h(\omega) = G_{h0} \cdot (\omega / \beta_h)^2$; при меньшей степени частотной зависимости направленных свойств антенны источника помех помехозащищенность средств радиосвязи повышается в 1,1...1,3 раз. При $G_h(\omega) = G_{h0} \cdot (\omega / \beta_h)^{q_h}$, $q_h = 1, 2$, за счет различных законов распределения парциальных КНД антенн источника помех энергия W_h изменяется не более чем на 10%. При энергopotенциал источника таких помех, согласованных по ширине спектра с сигналом РЭС, сравним с величиной, требуемой для срыва функционирования узкополосных систем радиосвязи [1].

Оценка помехозащищенности РЛС с СШП сигналами. При оценке энергии W_s на входе приемника РЛС для параметров зондирующих радиоимпульсов примем такие же обозначения, как для сигналов РЭС радиосвязи; R_s определим как дальность до цели.

Будем полагать, что излучение и прием сигналов РЛС осуществляются одной антенной с парциальным КУ вида (1), а лоцируемый объект обладает идеально проводящими свойствами, и его парциальная эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) представима выражением

$$\sigma(\omega) = \tilde{a}_0 a^{k_s+2} (\omega/c)^{k_s}, \quad (6)$$

где \tilde{a}_0 – геометрический параметр, a – характерный размер объекта, $k_s = 0, 2$. Типы отражателей и аналитические выражения для расчета \tilde{a}_0 при определенных значениях k_s приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Отражатели СШП сигналов, аналитические выражения [3] для расчета параметров $\tilde{\alpha}_0$ и показатели k_s

Тип отражателя	Характерный размер a	Выражение для расчета $\tilde{\alpha}_0$	k_s
Угловой отражатель с треугольными гранями	Длина ребра	$\tilde{\alpha}_0 = 1/3\pi$	2
Угловой отражатель с квадратными гранями		$\tilde{\alpha}_0 = 3/\pi$	
Угловой отражатель с полукруглыми гранями		$\tilde{\alpha}_0 = 3/4\pi$	
Пластина, перпендикулярная направлению облучения	Сторона пластины	$\tilde{\alpha}_0 = 1/\pi$	0
Диск, перпендикулярный направлению облучения	Радиус диска	$\tilde{\alpha}_0 = \pi$	
Линза Лüneберга	Радиус линзы		
Сфера радиуса $a \geq \frac{8\pi c}{2\beta_s - \Delta\Omega_s}$	Радиус сферы		

Энергия сигнала, отраженного от цели с квадратичной частотной зависимостью парциальной ЭПР, удовлетворяет уравнению

$$W_s = \frac{G_{s0}^2 \bar{P}_s T_s p_{s0} \tilde{\alpha}_0 a^4}{16\pi R_s^4} \begin{cases} 1 & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0}, \\ 1 + \frac{1}{12} K_{\Omega_s}^2 & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0} \omega / \beta_s, \\ 1 + \frac{K_{\Omega_s}^2}{2} + \frac{K_{\Omega_s}^4}{80} & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0} \cdot (\omega / \beta_s)^2, \end{cases} \quad (7)$$

энергия вторичного излучения идеально проводящей сферы определяется выражением

$$W_s = \frac{G_{s0}^2 \bar{P}_s T_s p_{s0} a^2}{16\beta_1^2 R_s^4} \begin{cases} 4/(4 - K_{\Omega_s}^2) & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0}, \\ 1 & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0} \omega / \beta_s, \\ 1 + \frac{K_{\Omega_s}^2}{2} & \text{при } G_s(\omega) = G_{s0} \cdot (\omega / \beta_s)^2. \end{cases} \quad (8)$$

Из (7), (8) и таблицы 1 следует, что дальность действия РЛС при фиксированном отношении W_h/W_s пропорциональна линейным размерам и существенно зависит от формы объекта. Потенциальная оценка R_s для пластины, перпендикулярной направлению облучения, превышает значение, достижимое для углового отражателя с треугольными гранями, в 1,3 раз, для отражателей с прямоугольными и полукруглыми гранями – в 1,73 раз и 1,41 раз соответственно. Дальности обнаружения диска, перпендикулярного направлению облучения, и линзы Лüneберга равны и в 1,77 раз превосходят величину для идеально проводящей пластины.

С использованием (3) – (5), (7) и (8) установлено, что при создании помех РЛС на дальности $R_h = R_s = 100 \dots 150$ км до $W_h/W_s = 10 \dots 12$ дБ (при $G_s(\omega) = G_{s0} = 10^3$, $\bar{P}_s = 5 \cdot 10^3$ Вт, $\sigma(\omega) \equiv 1 \dots 50$ м², $T_s = T_h$ и $p_{s0} = p_{h0}$) энергопотенциал их источника $G_{s0} \bar{P}_s$ составит 0,1...5 кВт. Такие же значения энергопотенциала требуются для нарушения функционирования узкополосных РЛС со средней мощностью излучения около 5 кВт.

За счет применения в РЛС антенн с парциальными КУ, линейно изменяющимся в полосе частот, энергия сигнала, отраженного от цели, может возрасти примерно в 1,3 раза. В радиолокаторах с квадратичной зависимостью парциальных КУ антенн от теку-

щей циклической частоты сигнала возможно дополнительное повышение помехозащищенности на 1,6...1,7 дБ.

При использовании линейной антенной решетки для излучения и приема сигналов расстояние R_s пропорционально корню квадратному из ее эквивалентной длины; дальность действия РЛС с апертурной антенной пропорциональна эквивалентному радиусу раскрыва.

Для заданных размеров антенных систем РЛС $R_s \sim \sqrt{\beta_s}$; при $G_s(\theta) = G_{s0}$ дистанция $R_s \sim 1/\sqrt{\beta_s}$; с уменьшением циклической частоты несущей сигнала для сохранения требуемых направленных свойств антенн необходимо увеличивать их габариты.

Энергия помех, излучаемых линейной решеткой пропорциональна ее эквивалентной длине, для источников с апертурными антеннами W_h возрастает с увеличением площади раскрыва по линейному закону.

Таким образом, при увеличении размера решетки источника помех в 3-4 раза, а радиуса апертурной антенны – в 1,7...2 раза показатель W_h/W_s увеличивается на 2...2,5 дБ. В свою очередь, аналогичное снижение отношения помеха/сигнал на входе приемника РЛС достигается увеличением размера ее решетки в 1,7...2 раза, а радиуса антенны – в 1,3...1,4 раз.

При приеме СШП сигнала, отраженного от идеально проводящей сферы наибольшее отношение W_h/W_s имеет место в случае, когда $G_s(\theta) = G_{s0} \theta / \beta_s$; при постоянном парциальном КУ энергия W_s уменьшается в 1,3 раз, а при его изменении в полосе сигнала пропорционально θ во второй степени – в 1,5 раз.

В случае нахождения источника при создании помех на дальностях $R_h = 180...200$ км аналогичные показатели будут сохраняться при повышении его энергопотенциала на 2,3...3,5 дБ.

С уменьшением длительности зондирующего сигнала для сохранения на выходе приемника требуемого отношения помеха/сигнал в РЛС должна быть пропорциональна увеличена мощность излучения.

Заключение. Таким образом, на основе спектрального представления негармонических процессов получены уравнения для определения энергии сигналов и помех на входах приемников средств СШП радиосвязи и радиолокации. Оценены показатели помехозащищенности и уровни помех, нарушающих нормальное функционирование радиосистем.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Авдеев В.Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов. – Антенны. – 2002. – №7 (62). – С. 5-27.
3. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / Под ред. В.В. Григорина-Рябова. – М.: Сов. радио, 1970. – 680 с.
4. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн / Под ред. В.А. Неганова. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.
5. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация структура радиолокационных сигналов. Кн. 1 «Поляризация структура радиолокационных сигналов». – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с.

УЗКОПОЛОСНАЯ ДОПЛЕРОВСКАЯ СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ МАЛОСКОРОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МОРЯ В САНТИМЕТРОВОМ И МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ ВОЛН

Луценко В.И.¹, Луценко И.В.¹, Чень Бой², Бабаков М.Ф.², Зарицкий В.И.³

¹Институт радиоп физики и электроники НАН Украины,
ул. Ак. Проскуры, 12, г. Харьков, 61085, Украина,
Тел.: (8057) 7203340; e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

²Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е.Жуковского «ХАИ»,
ул. Чкалова, 17, г. Харьков, 61085, Украина,

³Академия наук «Прикладная радиоэлектроника»,
проспект Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина.
тел.: 057-702-17-35, E-mail: enneas@yandex.ru

Efficiency narrow-band Doppler's selections of the low-speed purposes against the sea in centimeters and millimeters wave bands, including is analyses at joint processing of the information channels. .

Введение. Применение многочастотных сигналов в радиолокации было обусловлено, в основном, желанием уменьшить степень отрицательного влияния флуктуаций отраженных от объектов сигналов на характеристики обнаружения РЛС и точность измерения их координат [1]. В качестве исходных предпосылок предполагалась независимость флуктуаций сигнала объекта на различных частотах и статистическая независимость шумов частотных каналов, что справедливо для РЛС, ведущих обнаружение объектов на фоне внутренних шумов приемного устройства. Однако, корабельные РЛС, работают в условиях интенсивных отражений от морской поверхности, которые частично коррелированы в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн [2, 3]. В настоящей работе рассмотрена возможность комплексного использования радиолокационной информации когерентных систем этих диапазонов для повышения эффективности обнаружения малоскоростных надводных объектов.

Особенности спектров отражений от моря при двухволновом зондировании. В настоящее время задачи обнаружения и сопровождения объектов на фоне морской поверхности решаются независимо несколькими корабельными радиолокационными системами, работающими в различных частотных диапазонах. Изучение совместных статистик помех, создаваемых отражениями от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн позволяет ответить на вопрос о целесообразности объединения радиолокационной информации систем этих диапазонов.

Рассеянные морем сигналы изучались с использованием измерительных систем, работавших на волнах 3 см и 8 мм в когерентно-импульсном режиме при горизонтальной и вертикальной поляризациях излучения-приема и длительностях импульса 0,2 мкс и 0,4 мкс [4]. Исследовались спектры сигналов, отраженных от совмещенных по дальности для обеих систем элементов морской поверхности. Доплеровское смещение частоты F сигнала движущегося рассеивателя зависит от длины волны облучающего поля λ , поэтому при совместной обработке сигналов разных диапазонов длин волн необходимо эту зависимость устранить с использованием известного соотношения Доплера $V = \lambda F / 2$. Частота дискретизации определяется частотой повторения импульсов радара, поэтому скоростные каналы на различных длинах волн, если они не кратны, не совпадают. Их совмещение осуществлялось путем пересчета откликов реальных каналов на виртуальные, совпадающие скорости, методом интерполяции. На рис. 1 представлены, полученные в эксперименте, спектры отражений от моря на волнах 3 см и 8 мм при скорости ветра 11... 12 м/с на горизонтальной поляризации излучения и приема и угле скольжения около $0,25^\circ$. Спектры нормированы относительно максимума спектральной плотности.

Видно, что центральные смещения частоты рассеянных морем сигналов на сантиметровых и миллиметровых волнах, пересчитанные в эквивалентные скорости движения

рассеивателей соответствуют 1,2 м/с. Одинаково и поведение спектров отражений на этих волнах, разница между ними не превышает 3 дБ при смещении ниже, примерно до скоростей 0,7 м/с, а также выше до скоростей около 3 м/с. На крыльях спектров (вне диапазона этих скоростей) доминируют отражения на миллиметровых волнах, что связано с влиянием обрушившихся волн, брызг, которые обладают существенно большей отражаемостью на миллиметровых, чем на сантиметровых волнах.

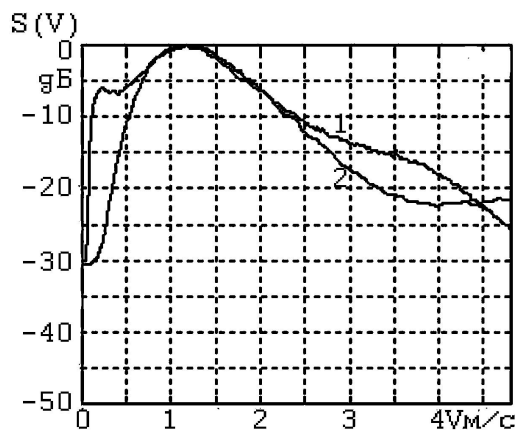


Рис. 1 Спектры отражений от моря на волнах сантиметрового и миллиметрового диапазонов при горизонтальной поляризации излучения и приема: скорость ветра 11...12 м/с, угол скольжения $0,25^\circ$, облучение навстречу волне: 1 - $\lambda = 8$ мм, 2 - $\lambda = 3$ см.

Мультипликативное объединение информации когерентных РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Для селекции малоскоростных целей на фоне моря может использоваться различие ширин спектров полезных сигналов и помех [4,5]. Помеха, создаваемая отражением от моря, по своему спектральному составу и законам распределения флуктуаций отличается от белого гауссова шума. Исследовалась эффективность алгоритмов узкополосной доплеровской селекции с адаптивным управлением порогом [6] при совместной обработке рассеянных морем сигналов в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. Для управления порогом принятия решения получались оценки средних значений спектральной плотности помехи и сопоставлении с ним текущих значений оценок спектра на каждой из анализируемых частот. При превышении текущим значением спектральной плотности среднего уровня в заданное число раз, принималось решение о наличии полезного сигнала на этой частоте, и оценивалась по доплеровскому смещению скорость движения цели. Такой подход эквивалентен сравнению с порогом частного от деления текущей оценки спектральной плотности на ее среднее значение. Поэтому, такие алгоритмы можно называть алгоритмами с обелением помехи.

По временному сегменту реализации $S(t, r, \lambda)$ сигнала, длительностью T_0 , принятого РЛС с длиной волны λ от элемента разрешения, находящегося на дальности r определялась спектрограмма:

$$S(\omega, t, r, \lambda) = F(S(t, r, \lambda)) = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} S(t, r, \lambda) \exp(-i\omega t) dt, \quad (1)$$

где $F(\bullet)$ - оконное преобразование Фурье.

Усредняя по времени, или пространству можно получить оценку среднего значения спектральной плотности $S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda) = \langle S(\omega, t, r, \lambda) \rangle_{t, r}$, и использовать его для нормировки входного эффекта системы обнаружения:

$$s(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda) = \frac{S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda)}{S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda)}. \quad (2)$$

Оценку среднего можно получать усреднением по ансамблю (диапазону дальностей)

$$\langle S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda) \rangle_r = \int_{r-\Delta r/2}^{r+\Delta r/2} S(\omega, t, r, \lambda) dr \quad \text{или по времени}$$

$$\langle S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda) \rangle_t = \int_{t-T/2}^{t+T/2} S(\omega, t, r, \lambda) dt,$$

где $\Delta r, \Delta T$ - размеры окна по пространству или времени, используемые для формирования обучающей выборки. Полученный результат в каждом окне по дальности r и спектральной компоненте ω сравнивается с порогом Π для принятия решения о наличии $\Lambda(\omega, t, r) = 1$ или отсутствии $\Lambda(\omega, t, r) = 0$ цели:

$$s(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda) \geq \frac{\Lambda(\omega, \bar{t}, \bar{r}) = 1}{\Lambda(\omega, \bar{t}, \bar{r}) = 0} \Pi. \quad (3)$$

Порог Π определяется требуемой вероятностью ложной тревоги. Оценка спектров производилась с использованием процедуры БПФ по 4096 отсчетам (длительность реализации около 1 сек) или 512 отсчетам (длительность около 0,12 сек) при частоте повторения 4,0 кГц. Это позволило получить разрешение по частоте около 1 Гц и 8 Гц соответственно (по скорости 0,4 см/с и 3,2 см/с на волне 8 мм, и 1,6 см/с и 12,8 см/с на волне около 3 см).

Функции распределения амплитуд $F(A/\sigma)$ отражения от моря с выходов узкополосных фильтров СДЦ, после оптимального обеления, в масштабе, лианеризирующем релеевский закон распределения приведены на рис. 2. Там же показаны функции распределения амплитуды выходного эффекта после мультипликативного объединения амплитуд выходных сигналов фильтров СДЦ, сантиметровой и миллиметровой РЛС, настроенных на одинаковую скорость цели. Для лианеризации выходного эффекта, в этом случае, использовалось извлечение квадратного корня из произведений амплитуд. Видно, что мультипликативное объединение одинаковых скоростных каналов на волнах 3 см и 8 мм приводит к нормализации функций распределения помехи, а это, в свою очередь к снижению потерь в соотношении сигнал/помеха при обнаружении из-за негауссовости отражений от моря. Это подтверждается данными машинного эксперимента по обнаружению нефлуктуирующей цели, приведенными на рис. 3. Они получены при использовании записей отражений от моря на волнах 8 мм и 3 см при вертикальной поляризации излучения и приема. Видно, что на волне 3 см требуется большее примерно на 1...3 дБ соотношения сигнал/помеха, чем на волне 8 мм. Это связано с тем, что в сантиметровом диапазоне волн негауссовость помехи выше, чем в миллиметровом диапазоне (рис. 2). Сужение полосы пропускания доплеровского фильтра СДЦ кроме уменьшения, пропорционального сужаемой полосе, мощности шумов и, за счет этого, возрастания соотношения сигнал/помеха, приводит к нормализации статистик помехи и снижению, примерно на 3...4 дБ потерь в соотношении сигнал/помеха за счет ее негауссовости.

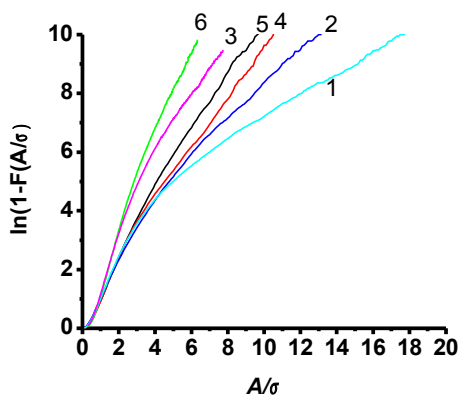


Рис. 2 Функции распределения амплитуд $F(A/\sigma)$ отражения от моря на выходах узкополосных фильтров СДЦ: 1-3 $\Delta F = 0,1$ Гц; 4-6 $\Delta F = 1$ Гц; 1, 4 - $\lambda = 3$ см; 2, 5 - $\lambda = 8$ мм; 3, 6 – совместная обработка.

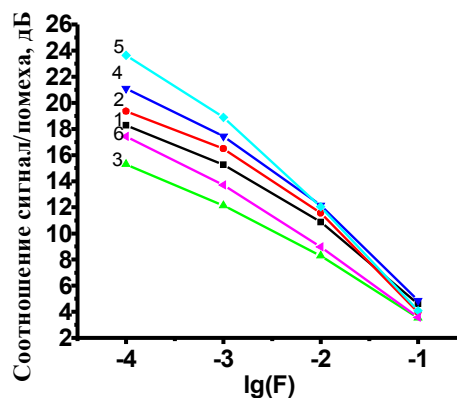


Рис. 3 Соотношения сигнал/помеха, от вероятности ложной тревоги F требуемые для обнаружения с вероятностью 0,9: 1-3 - $\Delta F = 1$ Гц; 4-6 - $\Delta F = 0,1$ Гц; 1, 4 - $\lambda = 8$ мм; 2, 5 - $\lambda = 3$ см; 3, 6 – совместная обработка.

Выводы. Мультипликативное объединение выходных эффектов частотных каналов миллиметровой и сантиметрового РЛС, соответствующих одинаковым скоростям перемещения целей, позволяет получить дополнительный, по сравнению с использованием сигнала на одной из длин волн, выигрыш в соотношении сигнал-помеха 4...6 дБ. Этот выигрыш получается как за счет обнаружения коррелированных сигналов цели на фоне слабо коррелированных отражений от моря, так и за счет уменьшения потерь при обнаружении за счет негауссовости помехи.

Литература.

1. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. - М.: Изд. Министерства обороны СССР. - 1973. - 92 с.
2. Кулемин Г.П. О взаимной корреляции сигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов, отраженных морской поверхностью при скользящих углах / Г.П. Кулемин, В.И. Луценко // Матер. Республик. школы семинара "Автоматизация проектирования радиотехнических систем", Харьков, 6-14 октября 1981, Харьков, 1982, Ч. IV, С. 480-483 (рукоп. деп. ВИНТИ 29.06.83 3489-83 деп.)
3. Луценко В.И. К расчету характеристик обнаружения комплекса систем различных диапазонов при частичной корреляции помехового сигнала // Матер. Республик. школы семинара "Автоматизация проектирования радиотехнических систем", Харьков, 6-14 октября 1981, Харьков, 1982, ч.IV, с.477-479 (рукоп. деп. ВИНТИ 29.06.83 3489-83 деп.)
4. Кулемин Г. П. Обратное рассеяние радиоволн морской поверхностью / Г. П. Кулемин, В. И Луценко // Зарубежная радиоэлектроника. - 1996. - №7. - С. 16-28.
5. Khomenko S. I. Experimental Study of Informative Indications of Echo-Signals from Surface Targets / S. I. Khomenko and V. I. Lutsenko // Telecommunications and Radio Engineering - 2004. - V. 61, N 6. - P. 517-528.
6. Луценко В. И. Узкополосная доплеровская селекция малоскоростных объектов на фоне моря / В. И. Луценко // 3 Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Междунар. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» (СРРСН-2008), 22-24 октября 2008 г.: Сб. научн. трудов. - Харьков, 2008. - Ч. 1.- С. 121-124.

ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПРОТЯЖЕННЫХ ПО ДАЛЬНОСТИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Родионов В.В.

(ОАО "Челябинский радиозавод «Полет»", Челябинск)

It is synthesized algorithm of the optimum finding moving point Gaussian to purposes on background long passive Gaussian of the hindrance. In models of the finding is expected that velocity to purposes is not information by parameter, but correlation matrix long hindrances unknown. The model of the detect signal is considered on background of the most disadvantage hindrances.

Введение. Задача обнаружения движущейся радиолокационной цели на фоне пассивных помех хорошо известна в радиолокации и имеет много вариантов решения. Один из таких вариантов, известный как селекция движущихся целей (СДЦ), основывается на применении режекторного фильтра, настроенного на доплеровскую частоту пассивной помехи. В простейшем случае этот режекторный фильтр реализуется в виде устройств череспериодного вычитания различных порядков (ЧПВ).

Методы синтеза оптимальных алгоритмов обнаружения точечных целей на фоне гауссовских помех хорошо описаны в литературе [1].

При синтезе этих алгоритмов обнаружения предполагается известной доплеровская частота отраженного сигнала, который является медленно флуктуирующим гауссовским процессом. Характеристики обнаружения полученного алгоритма являются предельно достижимыми и сравнение их с характеристиками обнаружения реального алгоритма позволяет оценить потери реального алгоритма.

Оптимальный алгоритм обнаружения не может быть реализован по той причине, что неизвестна (а во многих случаях и не нужна) доплеровская частота обнаруживаемой цели. Поэтому оптимальный алгоритм модифицируется таким образом, чтобы не учитывать неизвестную доплеровскую частоту цели. Ясно, что полученный таким образом алгоритм уже не является оптимальным.

Можно подойти к задаче синтеза алгоритма обнаружения с другой стороны. Вместо того, чтобы приспособливать алгоритм, полученный для модели обнаружения квазидетерминированного сигнала для условий, когда частота Доплера неизвестна, синтезируем алгоритм для модели обнаружения быстро флуктуирующего сигнала на фоне тех же пассивных помех, а затем сравним его характеристики обнаружения с предельно достижимыми и с характеристиками обнаружения реально применяемых алгоритмов.

Кроме того в модели обнаружения, как правило, помеха также представляется в виде точечной цели, что не соответствует действительности при обнаружении сигнала на фоне гор, подстилающей поверхности, моря, облаков и т.д..

Постановка задачи. Радиолокационная станция излучает зондирующий сигнал в виде когерентной пачки импульсов:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_0(t - t_i) \quad (1)$$

Отраженный от движущейся цели сигнал наблюдается на фоне отражений от протяженных по дальности помех.

Заметим, что отраженный от движущейся цели сигнал является когерентным и имеет доплеровский сдвиг частоты, который на приемной стороне неизвестен.

Во многих случаях доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала является мешающим параметром, от которого при обработке стараются избавиться.

В этом случае, еще при создании алгоритма обработки, можно выбрать модель обнаруживаемого сигнала в виде некогерентной пачки импульсов и сохранить когерентность отраженного от помехи сигнала.

Предполагаем, что отражения от протяженной по дальности помехи при излучении пачки импульсов (1) можно записать в виде суперпозиции элементарных отражателей со случайными параметрами:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \xi_i \int_{-T}^T z(u) s_0(t - t_i - u) du = \sum_{i=0}^{N-1} \xi_i y_0(t - t_i) \quad (2)$$

Здесь $\xi_i z(u)$ - комплексный гауссовский случайный процесс, задающий характер межимпульсных флуктуаций помехового сигнала (ξ_i - доплеровские флуктуации, $z(u)$ - внутриимпульсные флуктуации, обусловленные протяженным характером помехи, одинаковые для всех импульсов пачки. Эти флуктуации независимы). Этот процесс имеет нулевое математическое ожидание. T - длительность импульсов пачки.

Корреляционная функция отраженного от цели сигнала в данной модели имеет вид:

$$K_s(t, u) = E_s \sum_{i=0}^{N-1} s_0(t - t_i) s_0^*(u - t_i).$$

Здесь предполагается, что $\int_0^T |s_0(t - t_i)|^2 dt = 1$; E_s - энергия импульса пачки.

Корреляционная функция протяженной помехи имеет вид:

$$K_y(t, u) = \sigma_n^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} R_{ij} K_0(t - t_i, u - t_j), \quad t, u \in [0, T]. \quad (3)$$

Здесь: $R_{i,j} = M[\xi_i \xi_j^*]$ - корреляционная матрица межимпульсных флуктуаций (доплеровские флуктуации); σ_n^2 - дисперсия помехового импульса; $K_0(t, u) = M[y_0(t) y_0^*(u)]$ - корреляционная функция внутриимпульсных флуктуаций, одинаковая для всех импульсов пачки.

Для нахождения алгоритма работы обнаружителя и его характеристик помехоустойчивости воспользуемся методикой, приведенной в [1]. Суть методики заключается в том, что надо найти собственные значения и собственные функции интегрального уравнения:

$$\int_0^T K_s(t, u) \varphi_k(u) du = \mu_k \int_0^T K_y(t, u) \varphi_k(u) du \quad (4)$$

Собственные функции нормированы условием:

$$\int_0^T \int_0^T K_y(t, u) \varphi_k(u) \varphi_k^*(t) dt du = 1 \quad (5)$$

Тогда алгоритм работы оптимального обнаружителя имеет вид:

$$\Lambda(x(t)) = \sum_k \frac{\mu_k}{1 + \mu_k} \left| \int_0^T x(t) \varphi_k^*(t) dt \right|^2 \underset{<}{>} C \quad (6)$$

Характеристические функции решающей статистики имеют вид:

$$\begin{aligned} \Theta(v/H_0) &= \prod_k \left(1 - jv \frac{\mu_k}{1 + \mu_k} \right)^{-1} \\ \Theta(v/H_1) &= \prod_k (1 - jv \mu_k)^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

Решение задачи. Корреляционная матрица R_{ij} может быть представлена в виде разложения по собственным векторам:

$$R_{ij} = \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \psi_{ki} \psi_{kj}^*.$$

Корреляционная функция $K_0(t, u)$ также раскладывается по собственным функциям:

$$K_0(t, u) = \sum_k \alpha_k \phi_k(t) \phi_k^*(u), \quad t, u \in [0, T]. \quad (8)$$

Таким образом, корреляционную функцию протяженной помехи можно представить в виде разложения по собственным функциям:

$$K_y(t, u) = \sigma_n^2 \sum_{k=0}^{N-1} \sum_m \lambda_k \alpha_m \sum_{i=0}^{N-1} \psi_{ki} \phi_m(t - t_i) \sum_{j=0}^{N-1} \psi_{kj}^* \phi_m^*(u - t_j).$$

Учитывая структуру корреляционных функций сигнала и помехи, будем искать решение уравнения (5) в виде:

$$\phi_k(t) = c_k \sum_{i=0}^{N-1} \psi_{ki} \sum_m \frac{s_m}{\alpha_m} \phi_m(t - t_i)$$

Из условия нормировки (6), получим:

$$c_k = \left(\lambda_k \sum_m \frac{|s_m|^2}{\alpha_m} \right)^{-1/2}.$$

Собственные значения равны:

$$\mu_k = \frac{E_s}{\sigma_n^2} \frac{\sum_m \frac{|s_m|^2}{\alpha_m}}{\lambda_k}. \quad (9)$$

Алгоритм оптимального обнаружения имеет вид:

$$\Lambda(x(t)) = \sum_k \frac{\left| \sum_{i=0}^{N-1} \psi_{ki} \sum_m \frac{s_m}{\alpha_m} \int_{t_i}^{t_i+T} x(t) \phi_m^*(t - t_i) dt \right|^2}{\lambda_k \left(\lambda_k + E_s \sum_m \frac{|s_m|^2}{\alpha_m} \right)} \gtrless C. \quad (10)$$

Здесь: $s_m = \int_0^T s_0(t) \phi_m^*(t) dt$.

Как видно из (10), обработка распадается на внутриимпульсную и межимпульсную.

Внутриимпульсная обработка для i -го импульса заключается в вычислении

$$q_i = \sum_m \frac{s_m}{\alpha_m} \int_{t_i}^{t_i+T} x(t) \phi_m^*(t - t_i) dt, \quad (11)$$

а межимпульсная - в обработке величин q_i по алгоритму:

$$\sum_k \frac{\left| \sum_{i=0}^{N-1} \psi_{ki} q_i \right|^2}{\lambda_k \left(\lambda_k + E_s \sum_m \frac{|s_m|^2}{\alpha_m} \right)} \gtrless C. \quad (12)$$

Внутриимпульсная обработка осуществляется с помощью фильтра сжатия, а меж-импульсная с помощью доплеровских фильтров с импульсной функцией ψ_{ki} .

Для реализации алгоритма обработки нужно знать разложение корреляционной функции флуктуаций пассивной помехи по собственным функциям.

Внутриимпульсная обработка. Рассмотрим отдельно внутриимпульсную обработку. Межимпульсная обработка детально описана в [2].

Прежде всего заметим, что вид корреляционной функции внутриимпульсных флуктуаций неизвестен на приемной стороне. Кроме того, в зависимости от типа протяженных помех эти флуктуации в каждой области пространства могут быть различными.

Одним из методов решения задач при априорной неопределенности является мини-максный подход, заключающийся в определении корреляционной функции наиболее неблагоприятной помехи.

Из (9) следует, что характеристики обнаружения зависят от величины $Q = \sum_m \frac{|s_m|^2}{\alpha_m}$,

которое является отношением сигнал/помеха при приеме одного импульса пачки.

Найдем такую корреляционную функцию протяженной помехи, при которой величина Q будет минимальной, при условии, что корреляционная функция помехи имеет вид:

$$K_0(t, u) = \int_{-T}^T \int_{-T}^T K_z(x, y) s_0(t-x) s_0^*(u-y) dx dy, \quad t, u \in [0, T]. \quad (13)$$

Здесь $K_z(x, y) = M[z(x)z^*(y)]$ - корреляционная функция протяженных отражателей.

Эта корреляционная функция может быть представлена в виде разложения по собственным функциям:

$$K_z(x, y) = \sum_k \beta_k g_k(x) g_k^*(y).$$

Тогда

$$K_0(t, u) = \sum_k \beta_k \int_{-T}^T g_k(x) s_0(t-x) dx \int_{-T}^T g_k^*(y) s_0^*(u-y) dy. \quad (14)$$

Это разложение будет являться разложением по собственным функциям, если $h_k(t) = \int_{-T}^T g_k(x) s_0(t-x) dx$ - являются ортогональными.

$$\int_0^T h_k(t) h_m^*(t) dt = \int_{-T}^T \int_{-T}^T g_k(x) g_k^*(y) \int_0^T s_0(t-x) s_0^*(t-y) dy = \begin{cases} c_k & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases}. \quad (15)$$

Введем функцию $\Phi(x, y) = \int_0^T s_0(t-x) s_0^*(t-y) dt$ - функция неопределенности по задержке для отдельного импульса пачки. Эта функция является эрмитовой и неотрицательно определенной, поэтому может быть разложена по собственным функциям:

$$\Phi(x, y) = \sum_k \gamma_k w_k(x) w_k^*(y), \quad x, y \in [-T, T] \quad (16)$$

(15) будет выполняться, если $g_k(x) = w_k(x)$.

С учетом (14), (15), (16) разложение (14) примет вид:

$$K_0(t, u) = \sum_k \frac{\alpha_k}{\gamma_k} h_k(t) h_k^*(u).$$

Здесь: $h_k(t) = \int_{-T}^T w_k(x) s_0(t-x) dx$.

Найдем отношение сигнал/помеха Q.

$$|s_m|^2 = \frac{\int_0^T \int_0^T h_m(t) h_m^*(u) s_0(u) s_0^*(t) dt du}{\gamma_m} = \frac{\left| \int_{-T}^T w_m(x) \int_0^T s_0(t-x) s_0^*(t) dt dx \right|^2}{\gamma_m} = \gamma_m |w_m(0)|^2$$

В этом случае отношение сигнал/помеха примет вид:

$$Q = \sum_m \frac{|w_m(0)|^2 \gamma_m}{\alpha_m},$$

а импульсная функция сжимающего фильтра равна:

$$H(t) = \sum_m \frac{w_m(0)}{\alpha_m} h_m(t).$$

Найдем $\max_{\alpha_m} Q$ при условии $\sum_m \alpha_m = 1$.

В результате получим:

$$\alpha_m = \frac{\sqrt{\gamma_m} |w_m(0)|}{\sum_k \sqrt{\gamma_k} |w_k(0)|}.$$

Минимальное отношение сигнал/помеха равно:

$$Q = \left(\sum_m \sqrt{\gamma_m} |w_m(0)| \right)^2.$$

Импульсная функция сжимающего фильтра равна:

$$H(t) = \sum_m \frac{w_m^*(0)}{\sqrt{\gamma_m} |w_m(0)|} \int_{-T}^T w_m(x) s_0(t-x) dx.$$

Потери согласованного фильтра в наиболее неблагоприятной помехе равны:

$$P = \left(\sum_m \sqrt{\gamma_m} |w_m(0)| \right) \sum_m \left(\sqrt{\gamma_m} |w_m(0)| \right)^3.$$

Расчеты показывают, что потери согласованной обработки в наиболее неблагоприятной помехе не превышают 1 дБ, в тоже время при наличии только внутриприемного шума выигрыш согласованного фильтра составляет порядка 3 дБ.

Таким образом, можно считать, что согласованная фильтрация является приемлемым вариантом внутриимпульсной обработки как в условиях протяженных по дальности помех, так и при их отсутствии.

На практике часто вместо согласованной обработки применяют взвешенную обработку с помощью окна для уменьшения уровня боковых лепестков. При этом расширяется главный лепесток, что приводит к ухудшению характеристик обнаружения в протяженных по дальности помехах и к ухудшению разрешающей способности по дальности.

На рис. 1 приведены графики на выходе сжимающих фильтров для согласованного фильтра (красный), с весовой обработкой окном Наттолла (зеленый) и оптимального в протяженной помехе (синий).

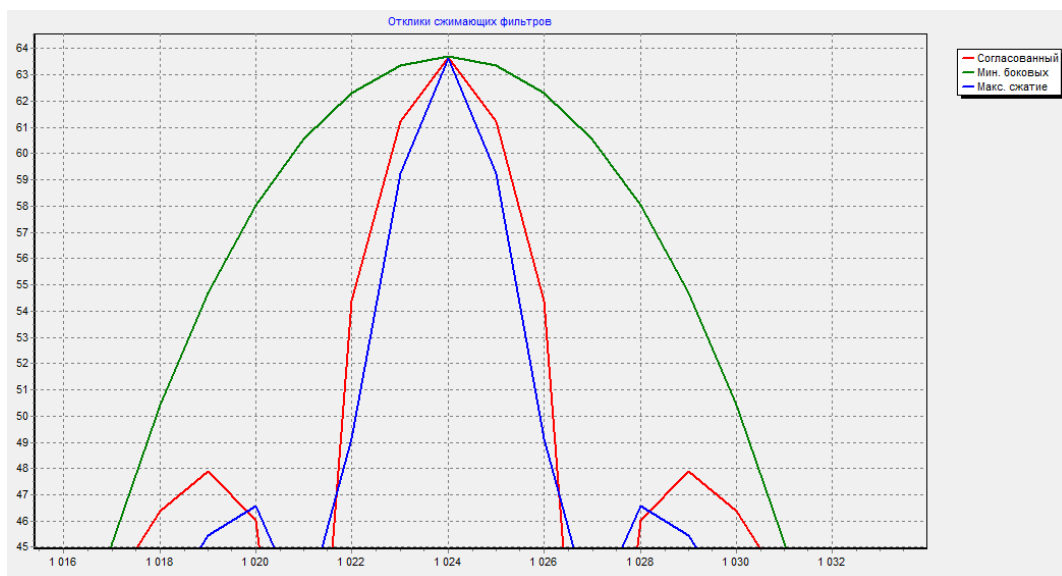


Рис. 1

Литература.

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Т.2 М: Сов. Радио, 1975.
2. Родионов В.В. Светлов А.Ю. Алгоритмы адаптивного обнаружения движущихся радиолокационных целей на фоне пассивных помех. Радиотехника, №10, 2007, с.24-30

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОЦЕНИВАНИЯ ТЕПЛИЦЕВЫХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ МАТРИЦ В ЗАДАЧАХ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Семеняка А.В., Рачков Д.С.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, 17, НИЦ ИИРЭСТ, тел. (057) 702-11-38,
e-mail: semandvik@gmail.com

Overview and comparative analysis of efficiency of various methods for Toeplitz covariance matrix estimation in regular systems of space-time signal processing are carried out. It is shown, that methods with an estimation of input process' partial correlation coefficients based on adaptive lattice filters are the most efficient in "speed – computational complexity" criteria among considered ones.

Введение. Основное направление совершенствования адаптивных систем пространственно-временной обработки сигналов связано с повышением их быстродействия, необходимого для эффективной работы в сложной и динамично меняющейся сигнально – помеховой обстановке. Решение этой задачи существенно зависит от качества используемых оценок априори неизвестных параметров входных воздействий. При доступном объеме обучающей выборки оно теоретически тем выше, чем меньше размерность вектора (матрицы) этих параметров. Важным источником снижения этой размерности служит учет достоверной априорной информации о структуре (в частности, регулярности) пространственных (временных) каналов приема, следствием которой может быть специфическая структура (теплицевость) эрмитовой корреляционной матрицы (**КМ**) гауссовых внешних воздействий на выходах этих каналов. Такая матрица полностью определяется элементами только первого (последнего) столбца, что создает предпосылки для повышения быстродействия адаптивной обработки в регулярных системах по сравнению с системами с произвольной структурой каналов приема (с **КМ** общего вида), в том числе и с центрально – симметричными системами (с персимметричными **КМ**).

В литературе последних десятилетий предложено большое число способов использования резервов, связанных с теплицевостью **КМ**, и их список продолжает пополняться. В этих условиях большое значение приобретают корректные сравнительные исследования различных методов, позволяющие дать обоснованные рекомендации по их выбору и практической реализации. Решению этих задач посвящен данный доклад.

1 Разновидности анализируемых оценок. Теплицевой $M \times M$ **КМ** $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ называется эрмитова ($\Phi = \Phi^*$) положительно определенная матрица вида [2]

$$\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M = \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1^* & \cdots & \rho_{M-2}^* & \rho_{M-1}^* \\ \rho_1 & \rho_0 & \rho_1^* & \cdots & \rho_{M-2}^* \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \rho_{M-2} & \cdots & \rho_1 & \rho_0 & \rho_1^* \\ \rho_{M-1} & \rho_{M-2} & \cdots & \rho_1 & \rho_0 \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \varphi_{ij} &= \rho_{i-j} = \varphi_{ji}^*, \\ \varphi_{i+1,j+1} &= \varphi_{i,j}, \\ i, j &\in 1, M-1, \end{aligned} \quad (1)$$

с равными элементами на диагоналях. Такая матрица полностью определяется элементами $\rho_i, i \in 0, M-1$ первого (последнего) столбца – автокорреляционной последовательностью (**АКП**) $\mathbf{t} = \{\rho_i\}_{i=0}^{M-1}$ стационарного процесса. **КМ** такого вида характерны для выходных сигналов "регулярных" систем пространственно-временной обработки (линейных эквидистантных антенных решеток из идентичных элементов, систем междупериодной обработки в импульсных **РЛС** с постоянным временным интервалом между зондированиями и т.п.) [2-5].

В подавляющем большинстве ситуаций определяющие **АКП** априори неизвестны, поэтому различные функции **КМ**, предусматриваемые алгоритмами обработки, формиру-

ются на основе тех или иных оценок $\hat{\mathbf{t}} = \{\hat{\rho}_i\}_{i=0}^{M-1}$ АКП, в общем случае не эквивалентных по эффективности и сложности.

В докладе сопоставляется эффективность различных методов оценивания теплицевых **КМ** (**ТКМ**). Полагается, что для использования в этих целях доступна классифицированная выборка $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ объема K M -мерных комплексных нормальных взаимно независимых обучающих векторов

$$\mathbf{y}_i = \left\{ y_{\ell}^{(i)} \right\}_{\ell=1}^m \sim CN(\mathbf{0}, \Phi), \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ \mathbf{0}, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K \quad (2a)$$

с нулевым вектором средних значений и той же **КМ** (1). Здесь и далее черта сверху и "*" – символы статистического усреднения и эрмитового сопряжения (комплексного сопряжения и транспонирования) соответственно.

1.1 МП оценки **КМ** и их регуляризованные модификации.

1⁰. Эффективность рассматриваемых оценок теплицевых **КМ** сравнивается с эффективностью использования выборочной **КМ**

$$\hat{\Phi} = \{\phi_{kl}\}_{k,l=1}^M = K^{-1} \cdot \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* \quad (2б)$$

в условиях (2a) и $K \geq M$ являющейся максимально правдоподобной (**МП**) оценкой **КМ** **общего** вида [1], не учитывающей специфику (теплицевость) **КМ** (1).

При $K < M$ оценка (2б) вырождена, поэтому адаптация на основе матрицы, обратной к ней, может начаться только после накопления $K \geq M$ обучающих векторов.

2⁰. Этот недостаток преодолевается теми или иными способами "регуляризации", в частности, дополнением (2б) скалярной (пропорциональной единичной) матрицей [3]:

$$\hat{\Phi}_P = c1 \cdot \mathbf{I}_M + \hat{\Phi}, \quad (3)$$

где $c1 > 0$ – скалярный параметр регуляризации. Такая оценка невырождена уже при $K \geq 1$.

3⁰. Информация о специфике истинной **КМ** частично учитывается **МП** оценкой

$$\hat{\Phi}_{\Pi} = \frac{1}{2} \left(\hat{\Phi} + \Pi \cdot \hat{\Phi} \sim \cdot \Pi \right) = \frac{1}{2K} \sum_{i=1}^K \left(\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* + \Pi \cdot \mathbf{y}_i \sim \cdot \mathbf{y}_i^T \cdot \Pi \right) \quad (4)$$

персимметричной (симметричной относительно побочной диагонали) **КМ** (**ПКМ**). Здесь Π – симметричная $M \times M$ матрица перестановок с единицами на побочной диагонали, знаки " \sim " и " T " – символы комплексного сопряжения и транспонирования соответственно.

Оценка (4) положительно определена уже при $K \geq M/2$, поэтому для начала адаптации на ее основе требуется вдвое меньший, чем в (2б) объем обучающей выборки.

4⁰. Аналогично 2⁰ диагональная регуляризация (4) [3]

$$\hat{\Phi}_{P\Pi} = c2 \cdot \mathbf{I}_M + \hat{\Phi}_{\Pi} \quad (5)$$

с $c2 > 0$ приводит к невырожденной и положительно определенной оценке уже при $K \geq 1$.

Рассматриваемые ниже методы предназначались их авторами для более полного учета специфики **КМ** (1). Для удобства изложения мы условно разделяем их на "**прямые**" и "**косвенные**".

1.2 "Прямые" методы оценивания теплицевых **КМ.** К ним относятся методы, непосредственно формирующие оценочную АКП. Примерами методов этой группы являются следующие.

5⁰. В роли АКП $\mathbf{t1} = \{\rho_i\}_{i=0}^{M-1}$ используется первый столбец оценки (2б):

$$\mathbf{t1} = \hat{\Phi} \cdot \mathbf{e}_1, \quad \rho_i = \hat{\phi}_{i+1,1}, \quad i \in 0, M-1, \quad (6)$$

где \mathbf{e}_m – m -й, $m \in 1, M$ столбец единичной $M \times M$ матрицы \mathbf{I}_M . Полученная таким образом оценка $\hat{\Phi}_T$ матрицы Φ (1) асимптотически (при $K \rightarrow \infty$) несмещена и состоятельна, однако гарантии ее положительной определенности нет.

6⁰. Элементами ρ_i АКП $t_2 = \{\rho_i\}_{i=0}^{M-1}$ служат средние арифметические значения элементов i -й диагонали оценки (2б):

$$\rho_i = \frac{1}{M-i} \cdot \sum_{k=1}^{M-i} \hat{\Phi}_{i+k,k}, \quad i \in 0, M-1. \quad (7)$$

Построенная по ней теплицева КМ также асимптотически несмещена и состоятельна, но она гарантированно положительно определена только при $M = 2$.

7⁰. Элементами ρ_i АКП $t_3 = \{\rho_i\}_{i=0}^{M-1}$ служат средние арифметические значения элементов i -й диагонали оценки (2б), взвешенные окном Бартлетта:

$$\rho_i = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=1}^{M-i} \hat{\Phi}_{i+k,k}, \quad i \in 0, M-1. \quad (8)$$

АКП (8) порождает положительно определенную, но смещенную оценочную ТКМ.

8⁰. К этой же группе отнесем обобщенный на комплексные КМ метод "обратных итераций" (ОИ), предложенный в [2]. Его сущность заключается в рекуррентном отыскании решения нелинейного матричного уравнения, корнем которого является искомая МП оценка ТКМ. Каждое новое приближение строится по "базовым" оценкам (2б) или (3) и матрице, обратной оценке предыдущего шага. В качестве начального приближения может выступать любая эрмитова теплицева матрица. В [2] в ее роли выступает единичная.

1.3 "Косвенные" методы оценивания теплицевых КМ. К этой группе отнесены методы, в которых в роли оцениваемых выступают не элементы АКП непосредственно, а параметры тех или иных представлений ТКМ, в том числе параметры обратной ей матрицы, наиболее часто требующейся для решения задач адаптивной обработки. Примерами методов этой группы являются следующие.

9⁰. Метод Ю.И. Абрамовича, Д.З. Арова, В.Г. Качура (ААК) [3]. В нем используется известная формула Гохберга - Семенцула восстановления матрицы, обратной ТКМ, по ее последней строке. В роли этой строки используется последняя строка матриц, обратных оценочным КМ (2б) – (5), если корни полинома, коэффициентами которого являются элементы этой строки, лежат внутри единичного круга. Если же среди них есть корни, лежащие вне единичного круга, то они заменяются на обратные, а элементами последней строки служат коэффициенты полинома, корнями которого служат новые корни, все лежащие внутри единичного круга.

10⁰. Оценивание методом Берга [4] коэффициентов "частной" корреляции, выступающих в роли параметров адаптивных решетчатых фильтров (АРФ) [5] с треугольными матричными импульсными характеристиками (МИХ), которые полагаются множителями Холецкого матрицы, обратной искомой оценке теплицевой КМ.

11⁰. Диагональная регуляризация оценки (4) на основе АРФ [5].

12⁰. "Ленточная" регуляризация (4) на основе АРФ [5] за счет снижения числа его ступеней до $m < M$.

13⁰. "Ленточно-диагональная" регуляризация оценок (3), (5) на основе АРФ [5].

Перечисленные методы далеко не исчерпывают весь арсенал предложенных к настоящему времени методов оценивания теплицевых КМ. Однако в силу ограниченности объема доклада далее рассматриваются наиболее известные из них, приведенные выше.

2 Методика сравнительного анализа оценок ТКМ. При анализе полагается, что полученные оценки ТКМ используются для формирования весового вектора \hat{r} (импульсной характеристики) линейной обработки

$$p = \mathbf{u}^* \cdot \hat{r}, \quad \hat{r} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}, \quad \hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1} \quad (9)$$

M - мерного вектора (пачки) комплексных амплитуд аддитивной смеси $\mathbf{u} = \{u_i\}_{i=1}^M = \mathbf{y} + \gamma \cdot \mathbf{s}$ ($\gamma = 0, 1$) взаимно независимых гауссовых помех $\mathbf{y} = \{y_i\}_{i=1}^M$ с КМ Φ и, возможно (при $\gamma = 1$), полезного гауссового сигнала $\mathbf{s} = \{s_i\}_{i=1}^M$. Здесь $\hat{\Psi}$ – оценка $M \times M$

матрицы, обратной априори неизвестной **КМ** помехи Φ , $\mathbf{x}(f) = \left\{ e^{j2\pi \cdot f \cdot i} \right\}_{i=1}^M$ – опорный вектор когерентного полезного сигнала.

Эффективность рассматриваемых методов характеризуется зависимостью случайной величины [1]

$$\chi(K) = \frac{\hat{\mu}(K)}{\mu}, \quad \hat{\mu}(K) = \frac{|\hat{\mathbf{r}}^*(K) \cdot \mathbf{x}|^2}{\hat{\mathbf{r}}^*(K) \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{r}}(K)}, \quad \mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}, \quad \chi \in 0, 1 \quad (10)$$

от объема обучающей выборки K . Она имеет смысл потерь выходного отношения сигнал/(помеха+шум) (**ОСПШ**) $\hat{\mu}(K)$ адаптивного фильтра по сравнению с его максимальным значением μ , полученным по оптимальному весовому вектору $\mathbf{r} = \Psi \cdot \mathbf{x}$ в гипотетической ситуации известной **КМ** Φ гауссовой помехи.

Потери (10) рассчитываются для помех от точечных источников непрерывных шумовых излучений с дискретными спектрами и непрерывными спектрами процессов авторегрессии (**АР**) целого порядка $p \geq 1$ с произвольными формой и коэффициентом корреляции помех смежных каналов приема ρ_1 [5].

Краткий анализ результатов и выводы. По результатам проведенных теоретических и экспериментальных исследований методом математического моделирования показано, что алгоритмы "теплицизации" $5^0 - 7^0$, предназначенные для учета априорной информации о теплицевости истинной **КМ**, но не гарантирующие положительную определенность или несмещенность оценки **ТКМ**, уступают **МП** оценкам **КМ** общего вида 1^0 , персимметричных **КМ** 3^0 и их модификациям 2^0 и 4^0 , в которых такая специфика игнорируется, но положительная определенность и несмещенность гарантируются. Поэтому оценки $5^0 - 7^0$ практически непригодны.

"Энергетическое" быстроедействие методов "обратных итераций" 8^0 и **ААК** 9^0 выше "энергетического" быстрогодействия **МП** оценок $1^0 - 4^0$, однако из-за высокой вычислительной сложности они представляют скорее теоретический, чем практический интерес.

Среди рассмотренных методов наилучшими по указанному критерию являются модификации $11^0 - 13^0$ на основе **ленточных**, **диагональных** и **ленточно-диагонально** регуляризованных оценок параметров **АРФ**. Наряду с высоким "энергетическим" быстрымдействием они обладают высокой вычислительной эффективностью, что позволяет рекомендовать их для эффективного решения широкого круга задач адаптивной пространственно-временной обработки сигналов в **РЛС** с регулярной структурой каналов приема. Простейшая модификация этих оценок позволяет эффективно использовать **АРФ** и в **РЛС** с произвольной структурой каналов приема (**КМ** общего вида).

Литература

1. I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan. Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays // IEEE Transactions on Aerospace Electronic System. – November, 1974. – Vol. ES-10. – PP. 853–863.
2. Берг Дж.П., Люнбергер Д.Г., Венгер Д.Л. Оценивание ковариационных матриц с заданной структурой // ТИИЭР. – Т. 70, № 9. – 1982. – С. 63–77.
3. Абрамович Ю.И., Аров Д.З., Качур В.Г. Адаптивные фильтры компенсации стационарных помех, соответствующие теплицевой структуре корреляционной матрицы // Радиотехника и электроника. – М., 1986. – Т. 32, № 12. – С. 2525–2533.
4. Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // ТИИЭР. – Т. 70, № 8. – 1982. – С. 54–97.
5. Леховицкий Д.И., Абрамович Ю.И., Жуга Г.А., Рачков Д.С. Ленточно-диагональная регуляризация **МП** оценок корреляционных матриц гауссовых помех в алгоритмах адаптации антенных решеток. – Харьков: Прикладная радиоэлектроника. Т. 1, 2010, №1. – С. 107–121.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИНТЕРВАЛА ФИКСАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ВЕСОВОГО ВЕКТОРА ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ КОМБИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Рябуха В.П., Рачков Д.С., Семеняка А.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, НИЦ ИИРЭСТ, тел. (057) 702-11-38,

E-mail: rvp@kture.kharkov.ua

We consider separate space-time adaptive signal processing against the background of combined interferences, which involves the fixation of weight vector of spatial signal processing against the background of noise interferences for the time of adaptive interperiod signal processing against the background of clutter. By means of mathematical and hydroacoustic modeling the fixation interval is estimated, which keeps in allowable limits the losses in quality of noise interferences suppression.

Введение. Работа в условиях шумовых и пассивных (комбинированных) помех – типичный режим для многих РЛС. Шумовая помеха (ШП) создается точечными по пространству источниками независимых непрерывных шумовых излучений, а пассивная помеха (ПП) порождается отражениями собственного зондирующего сигнала РЛС от местных предметов, гидрометеоров, диполей и т.п. Оптимальная обработка сигнала на фоне комбинированных помех предусматривает совместную (неразделяющуюся) пространственно-временную обработку с одновременной компенсацией шумовых и пассивных помех [1] и даже на современной элементной базе она крайне затруднена.

Одним из направлений упрощения является отказ от оптимальной совместной (параллельной) обработки в пользу квазиоптимальной последовательной, каждый этап которой обеспечивает защиту от одной из компонент совокупной (комбинированной) помехи. На практике реализуют раздельную пространственно-временную обработку таким образом, чтобы пространственная компенсация ШП предшествовала междупериодной компенсации ПП [2]. Такая очередность операций обработки позволяет получить классифицированную обучающую выборку непрерывных ШП нужного объема для оценивания весового вектора пространственной обработки. При этом оцененный весовой вектор пространственной обработки фиксируется ("замораживается") при компенсации ШП на время междупериодной компенсации пассивных помех для исключения нежелательной междупериодной декорреляции ПП. Очевидно, однако, что это может снизить эффективность защиты от ШП, поскольку за время фиксации из-за вращения антенны и перемещения источников ШП меняется их пространственное расположение относительно РЛС, для которого "замороженный" пространственный весовой вектор (ПВВ) уже не обеспечивает эффективного подавления ШП ("устаревает").

Поэтому время фиксации ПВВ должно выбираться из компромиссных соображений, учитывающих необходимость обеспечить защищенность от ПП без недопустимых потерь защищенности от ШП. Его экспериментальной оценке и посвящен данный доклад.

1. Оценка допустимого интервала фиксации ПВВ методом математического моделирования. Моделировалась система адаптивной компенсации ШП с предварительным вычислением пространственного весового вектора по классифицированной обучающей выборке и с последующей его фиксацией. Объем обучающей выборки ШП выбирался таким образом, чтобы обеспечивались пренебрежительно малые потери в отношении сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) в момент фиксации ПВВ по сравнению со случаем отсутствия априорной неопределенности параметров ШП. После вычисления и фиксации весового вектора источники шумовых помех (ИШП) перемещались параллельно плоскости АР. Угловое перемещение задавалось дискретно в долях ширины главного лепестка ДН антенны вида $|\sin \pi \cdot x / \pi \cdot x|$.

На рис. 1 приведены зависимости ОСПШ μ на выходе адаптивного компенсатора ШП от величины углового перемещения постановщика $\pm \Delta \alpha$ (вправо и влево) относительно начального углового направления ($\Delta \alpha = 0$), при котором были сформированы зафиксированные весовые векторы. Параметром семейства кривых является относительная мощность шумовой помехи (отношение помеха-шум) h , а начальное угловое направление соответствует значению $\alpha = 0.5$, т.е. источник ШП действовал по главному лепестку ДН АР.

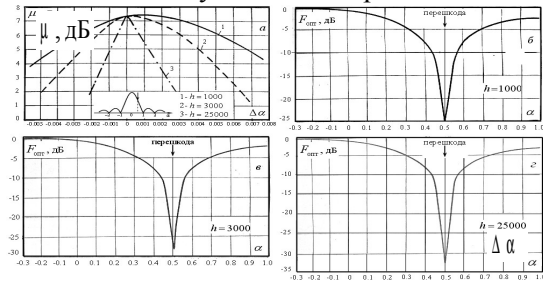


Рис. 1

Из рис. 1 видно, что с увеличением интенсивности помех h уменьшается величина допустимого интервала фиксации ПВВ, при котором ОСПШ на выходе адаптивного компенсатора снижается не более чем на 1–3 дБ. Это объясняется тем, что при таком увеличении изменяется крутизна „провалов” в адаптивной ДН. Поэтому при $h = 25000$ (44 дБ) (кривая 3 на рис. 1) ОСПШ μ на выходе весового сумматора компенсатора уменьшается на 1–3 дБ при меньшей величине углового перемещения ИШП $\Delta \alpha$, чем при $h = 3000$ (34,7 дБ) (кривая 2) и $h = 1000$ (30 дБ) (кривая 1).

На рис. 2 приведены зависимости $\mu(\Delta \alpha)$ при действии одного (a – $в$), двух ($г$) и девяти ($д$) ИШП по боковым лепесткам ДН. Рис. 2, a , $б$ соответствует действию одного ИШП по первому боковому лепестку ДН с начального направления $\alpha = 1.5$ (a) и $\alpha = 1.8$ ($б$), рис. 2, $в$ – по второму боковому лепестку ДН с направления $\alpha = 2.2$. Видно, что при одинаковых интенсивностях помех допустимый интервал фиксации ПВВ зависит от направления действия ИШП. Эта величина, как и на рис. 1, уменьшается с увеличением мощности помех, однако она увеличивается по сравнению с ситуацией действия ИШП по главному лепестку ДН (рис. 1).

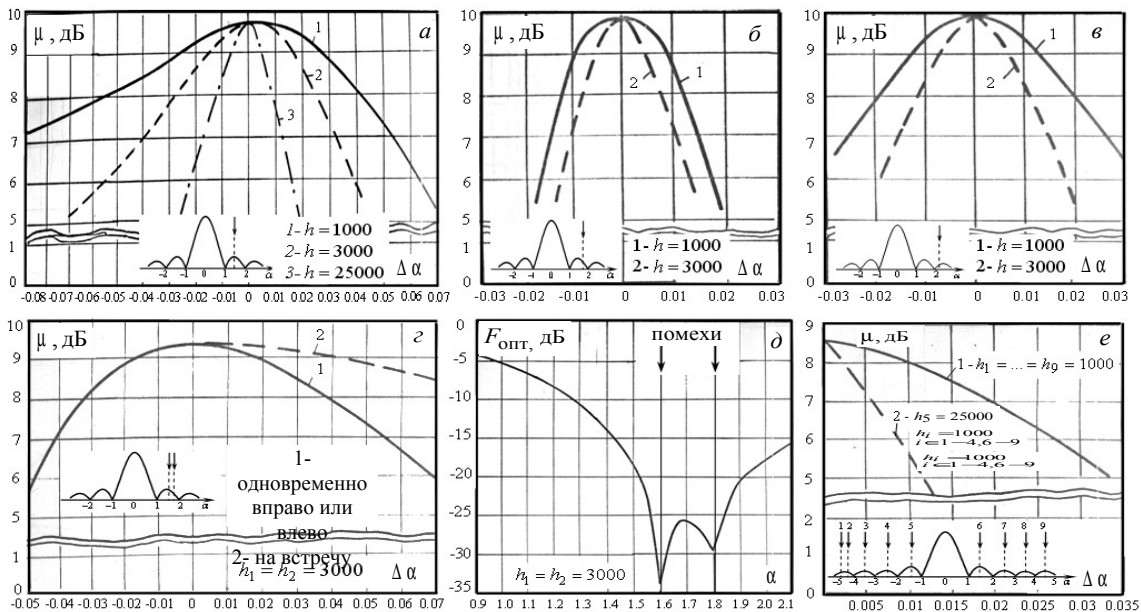


Рис. 2

Интересно, что увеличение числа источников помех не обязательно уменьшает допустимый интервал фиксации. В этом случае он может даже увеличиться. Это иллюстрируется рис. 2, $г$, где приведены зависимости $\mu(\Delta \alpha)$ при действии по первому боковому лепестку двух близко расположенных ИШП ($\alpha = 1.6$ и $\alpha = 1.8$). Кривая 1 на данном рисун-

ке соответствует одновременному перемещению обоих постановщиков помех вправо ($+\Delta\alpha$) или влево ($-\Delta\alpha$) относительно начального направления, при котором был сформирован весовой вектор адаптации. Кривая 2 соответствует движению ИШП навстречу друг другу. В последнем случае допустимый интервал фиксации существенно возрастает, что наглядно видно из адаптивной ДН $F_{\text{опт}}(\alpha)$ (рис. 2, д). Тем самым допустимый интервал фиксации зависит от направления взаимного перемещения ИШП.

Анализ рис. 2 в целом показывает, что при 1 дБ потерях в ОСПШ на выходе адаптивного компенсатора ИШП и воздействии источников ИШП по боковым лепесткам ДН антенны возможный интервал фиксации весового вектора увеличивается до величины 0,003 – 0,03 долей ширины ДН. При 3 дБ потерях этот интервал увеличивается до величины 0,01 – 0,1 долей ширины ДН.

2. Экспериментальная оценка допустимого интервала фиксации ПВВ методом гидроакустического моделирования. Гидроакустическое моделирование радиолокационных процессов основано на аналогиях в закономерностях распространения и отражения электромагнитных колебаний в атмосфере и упругих колебаний в жидкостях, в том числе в воде. Оно предусматривает преобразование электрических колебаний в ультразвуковые и излучение их в воду с последующим приемом упругих волн в воде и преобразованием их в электрические колебания.

Экспериментальные исследования по оценке допустимого интервала фиксации ПВВ проводились на гидроакустическом полигоне – комплексе радио-, электро- и акустической аппаратуры. Схема экспериментальной установки показана на рис. 3.

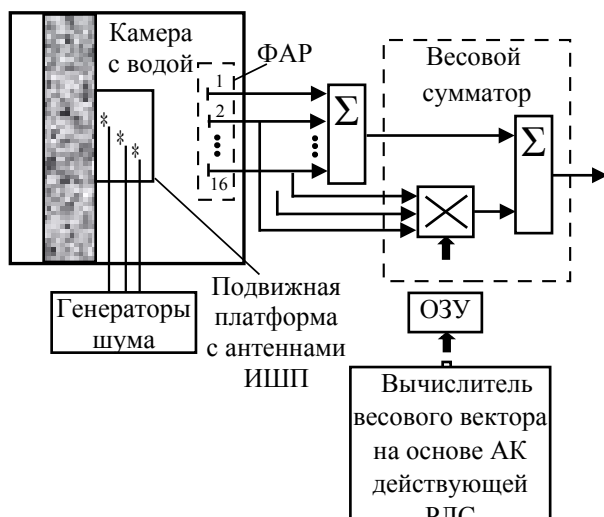


Рис. 3

В качестве приемной антенны использовалась 16-элементная ультразвуковая ФАР, изготовленная из пластины пьезокерамики ЦТС-19 методом фотолитографии. Моделируемая помеховая обстановка создавалась одним, двумя и тремя источниками ИШП. Ширина спектра помеховых излучений составляла 0,5 – 1 МГц. Ультразвуковые антенны моделей ИШП могли перемещаться на подвижной платформе параллельно плоскости приемной ФАР.

В качестве вычислителя весового вектора использовался четырехканальный (по количеству компенсационных каналов) квадратурный автокомпенсатор (АК) одной из существующих РЛС. Пять таких АК были размещены в штатном шкафу рядом с камерой с водой. Один из них был переоборудован в весовой сумматор (рис. 3) отключением цепей обратной связи.

На рис. 4 приведены результаты экспериментальных исследований при действии ИШП по главному лепестку ДН ФАР для начального углового направления $\alpha = 0.5$, при котором были сформированы и зафиксированы весовые напряжения: (а) – зависимость коэффициента подавления k_p от углового перемещения ИШП $\Delta\alpha$; (б) – фото на экране осциллографа с запоминанием

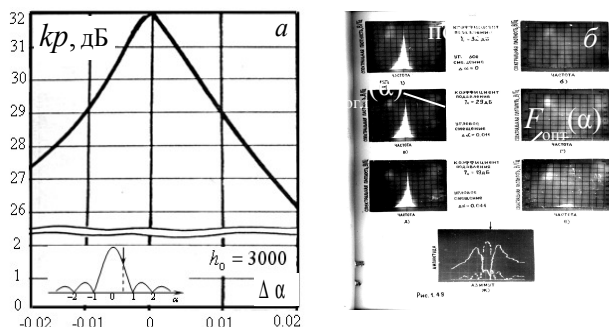


Рис. 4

адаптивной $F_{\text{опт}}(\alpha)$ (сплошная линия) и согласованной $F_{\text{согл}}(\alpha)$ (штриховая линия) ДН. При 1 дБ потерях в коэффициенте подавления допустимый интервал фиксации весового вектора при $h_0 = 3000$ был близок к 0,003 долям ширины ДН, что хорошо согласуется с результатами математического моделирования.

На рис. 5, а приведены зависимости $kr(\Delta\alpha)$ при действии одного ИШП по первому боковому лепестку ДН с начального направления $\alpha = 1.8$, а на рис. 5, б – при действии двух ИШП. На рис. 5, в дополнительно приведен фрагмент адаптивной ДН $F_{\text{опт}}(\alpha)$ для случая двух источников ШП (рис. 5, б).

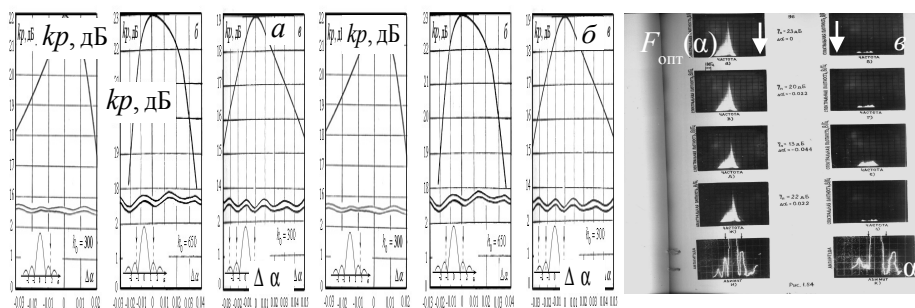


Рис. 5

Из рис. 5, а видно, что при действии одного ИШП ($\alpha = 1.8$) и 1 дБ потерях в коэффициенте подавления kr допустимый интервал фиксации ПВВ близок к 0,01 долей ширины ДН, что также хорошо согласуется с результатами математического моделирования.

Как следует из рис. 5, б, при двух ИШП с начальными направлениями $\alpha_1 = -1.2$ и $\alpha_2 = 1.5$ допустимый интервал фиксации ПВВ существенно зависит от взаимного направления перемещения ИШП вправо или влево. Так, он существенно возрастает при движении ИШП вправо, что также наглядно видно из адаптивной ДН $F_{\text{опт}}(\alpha)$ (рис. 15, в).

Заключение. Возможный интервал фиксации весового вектора зависит главным образом от формы адаптивной ДН, в частности, глубины и ширины „провалов” в ней на источники ШП, их количества и взаимного расположения. Поэтому он зависит от мощности источников ШП, начальных направлений их воздействия и расстояний между источниками, направлений их взаимного перемещения и перемещения в направлениях, где крутизна „провалов” больше или меньше.

При потерях в отношении сигнал/(помеха + шум), равными 1 дБ, и действии ИШП по боковым лепесткам ДН антенны возможный интервал фиксации весового вектора при различной помеховой обстановке составляет величину от 0,003 до 0,03 долей ширины ДН антенны. При потерях в 3 дБ этот интервал составляет величину от 0,01 до 0,1 долей ширины ДН антенны.

Таким образом, фиксация (запоминание) весового вектора адаптивного компенсатора ШП при действии комбинированных помех должна осуществляться на время, при котором ДН антенны обзорной РЛС поворачивается на величину, не превышающую 0,003 – 0,1 долей ее ширины.

Литература.

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий, С. П. Лещенко и др. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

2. Май И. Д., Каспирович А. Г., Винник В. А., Донченко А. И., Мотыль В. Н., Антоненко В. Г. Радиолокационная станция 36Д6. Эксплуатация и техническое обслуживание: Учебное пособие. – Запорожье, КЭМЗ "Искра", 2003.

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РЛС ПРИ ДЕЙСТВИИ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

Штрунова Е.С.

Рязанский государственный радиотехнический университет
390005, Россия, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1, каф. радиотехнических систем
E-mail: esshtrunova@gmail.com; тел.: 8-(4912) 46-03-59

In work the comparative analysis of efficiency of algorithms of protection of coherently-pulsing radar stations from the active noise hindrances operating from the taken out point of space is carried out. Is offered the two-stage algorithm which allows reduce in 1,5-2 times of quantity computing operations in comparison with the optimum. Is shown the expediency of its use in connection with smaller sensitivity to errors of an estimation of a correlation matrix of hindrances that provides a scoring at adaptation to 2 dB before optimum algorithm.

Необходимость разработки и совершенствования методов и алгоритмов защиты радиолокационных систем (РЛС) от активных помех связана с постоянным развитием методов и средств радиоэлектронного подавления (РЭП). Для задач РЭП наиболее универсальны активные шумовые помехи (АШП) [1]. Все большую роль играют многоточечные (неизотропные по пространству) АШП, действующие из вынесенной точки пространства по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны (ДНА). Одним из способов помехозащиты РЛС в условиях действия такого вида активных помех является формирование нулей ДНА в направлении источников помех, реализуемое в адаптивной фазированной антенной решетке (ФАР). При использовании в РЛС крупноапертурных ФАР возникают трудности практической реализации пространственных алгоритмов защиты РЛС из-за необходимости обращения КМ АШП большой размерности. В связи с этим актуальны исследования, позволяющие сократить объем необходимых при практической реализации вычислительных операций.

Цель работы – повышение быстродействия адаптивных алгоритмов защиты когерентно-импульсных РЛС от многоточечных АШП.

Применительно к радиолокации в качестве критерия оптимальности целесообразно принять критерий максимизации коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) (ОСПШ), который для оптимального пространственного алгоритма обработки в ФАР с числом элементов N представляется отношением Релея [2]:

$$\mu_{\text{Р}} = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{W}},$$

где \mathbf{W} – вектор весовых коэффициентов (ВВК), определяющий амплитудно – фазовое распределение на раскрытие ФАР; \mathbf{R}_c – пространственная корреляционная матрица (КМ) сигнала размерностью $N \times N$; \mathbf{R}_n – пространственная КМ АШП размерностью $N \times N$; λ – отношение шум-помеха; \mathbf{I} – единичная КМ шума; «H» – знак эрмитова сопряжения.

При этом оптимальный ВВК \mathbf{W}_{opt} будет являться собственным вектором, который максимальному собственному значению данного произведения: $(\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_c$.

Синтез двухэтапного алгоритма использует решение задачи со связями, основанное на теореме Куранта-Фишера [2, 3], и включает следующие составляющие:

1) определение матрицы \mathbf{D} формирования нулей ДНА размерностью $N \times N$ верхней треугольной формы:

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} G_0 & \dots & G_m & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & G_0 & \dots & G_m & \dots \\ 0 & 0 & 1 & G_0 & \dots & G_m \\ 0 & 0 & 0 & 1 & G_0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & G_0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix},$$

где G_j – элементы вектора формирования нуля ДНА \mathbf{G} , который является собственным

вектором, соответствующий минимальному собственному значению алгебраического дополнения КМ АШП размерностью $m \times m$; m – размерность вектора формирования нуля.

2) определение вектора \mathbf{h} формирования главного луча размерностью $(N-m) \times (N-m)$ на основе выражения

$$\underset{\text{л}}{\check{\mathbf{D}}^H} (\mathbf{R}_{\Pi} + \lambda \mathbf{I}) \underset{\text{л}}{\check{\mathbf{D}}}_{\text{л}}^{-1} \underset{\text{л}}{\check{\mathbf{D}}^H} \mathbf{R}_c \underset{\text{л}}{\check{\mathbf{D}}}_{\text{л}} \mathbf{h} = \mu_2 \mathbf{h},$$

где μ_2 – максимальное собственное значение, $[\bullet]$ – нелинейная операция вычеркивания m строк и столбцов [2].

В условиях априорной неопределенности помеховой ситуации определение ВВК требует нахождения оценки КМ помехи. В силу случайного характера элементов оценочной КМ ее собственные числа и собственные векторы являются случайными [3], что приводит к флуктуациям ВВК и, следовательно, к снижению эффективности обработки. Применение двухэтапного алгоритма в данных условиях, начиная с порядка КМ $N = 6$, имеет выигрыш в ОСПШ до 2 дБ перед оптимальным, что свидетельствует о большей устойчивости данного алгоритма к ошибкам оценивания КМ помехи. При представлении КМ помехи, аппроксимируемой гауссовой кривой (при априорно известной КМ), двухэтапный алгоритм проигрывает оптимальному не более 1–2 дБ.

Важным показателем эффективности РЛС на фоне АШП является их быстродействие, связанное с необходимым числом вычислительных операций. Учитывая свойство эрмитовости оценочной КМ АШП, объем вычислительных операций при реализации пространственных алгоритмов обработки в условиях априорной неопределенности помеховой ситуации составляет:

1) $V = 0,5MN(N+1) + N^2(1,5N+2)$ комплексных умножений (КУ) – для оптимального алгоритма при непосредственном обращении КМ АШП, где M – количество выборок, $M \approx 2N$;

2) $V = Nk(1,75N+2,25) + N^2(N+1)$ КУ – для оптимального алгоритма формирования ДН при рекуррентном подходе, где k – количество выборок, $k \approx 2J$, J – количество АШП;

3) $V = 0,5MN(N+1) + (N-m)^2(1,5(N-m)+2) + m^2$ КУ – для двухэтапного алгоритма при непосредственном обращении КМ АШП.

Сравнительный анализ алгоритмов показал, что двухэтапный алгоритм помехозащиты РЛС позволяет сократить объем вычислительных операций в 1,5–2 раза по сравнению с оптимальным алгоритмом при непосредственном обращении КМ АШП и в 1,25–1,5 раза по сравнению с оптимальным алгоритмом при рекуррентном обращении КМ АШП. Таким образом, применение двухэтапного алгоритма приводит к повышению быстродействия.

Литература.

1. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / под ред. Ю.М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2008. – 416 с.

2. Попов Д.И., Кошелев В.И. Синтез систем когерентно-весовой обработки сигналов на фоне коррелированных помех. // Радиотехника и электроника. – 1984. – №4. – С. 789–792.

3. Ланкастер П. Теория матриц / пер. с англ. – М.: Наука, 1982. – 272 с.

4. Штрунова Е.С. Эффективность алгоритмов угловой селекции целей в радиолокационной станции в условиях действия нескольких источников активных шумовых помех // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ – 2011»: Материалы 7-ой междунар. молодежной научно-техн. конференции. – Севастополь: СевНТУ, 2011. – С. 258.

Работа выполнена при финансовой поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы» Госконтракт № 14.740.11.0400

АНАЛИЗ ГОДОВОГО ЦИКЛА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ НАБЛЮДЕНИЙ ТЕРМИКОВ В НИЖНЕМ СЛОЕ ТРОПОСФЕРЫ

Олейников В.Н., Евсеев Д.Б., Юдин С.В., Горячий Д.А., Литвин-Попович А.И.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, каф. Радиоэлектронных систем, тел. (057) 702-15-87,
E-mail: vnoleynikov@mail.ru

A results of an annual cycle of radar convective thermal heterogeneities observations in troposphere are discussed. Relation of number of these phenomena with meteoroparameters is considered. It is shown that their number to the greatest degree depends on value of diurnal variation of temperature.

Введение. Явления радиолокационных отражений от ясного неба известны давно. Такие отражения присутствуют при проведении зондирования атмосферы как электромагнитными, так и акустическими колебаниями. Источниками рассеяния зондирующего сигнала могут являться аэрозоли, насекомые, птицы, флуктуации коэффициента преломления атмосферы, вызванные флуктуациями её плотности, температуры, влажности [1]. Возникновение градиентов диэлектрической проницаемости в нижней атмосфере может происходить в результате протекания термических конвективных процессов.

Конвективные термики являются базовыми элементами тонкой структуры пограничного слоя атмосферы и представляют существенный интерес для метеорологии. В естественных условиях развитие конвективных термиков во влажной атмосфере сопровождается процессом облакообразования, а также управляет процессом переноса природного аэрозоля. Под воздействием динамических процессов термики могут переносить вовлеченные загрязняющие вещества на значительные расстояния, что оказывает негативное влияния на экологическую обстановку окружающей среды.

Исследование характеристик радиолокационных отражений от атмосферных неоднородностей, обусловленных термиками, необходимо для решения фундаментальных и прикладных задач распространения радиоволн в атмосфере, физики атмосферных процессов, обеспечения экологического мониторинга, для создания надежных, систем подавления мешающих радиолокационных отражений, обеспечения безопасности взлета и посадки летательных аппаратов

Результаты измерений. Цикл непрерывных радиолокационных измерений (01.05.2010 г.-01.05.2011 г.) проведенных в Харькове с использованием радиолокационной станции вертикального зондирования S диапазона показал наличие большого числа отражений от локальных невидимых в оптическом диапазоне атмосферных структур. Источниками рассеяния сигнала в большинстве случаев связаны с отражениями электромагнитных колебаний от конвективных термических неоднородностей атмосферы (КТН) - термиков.

По ходу наблюдений было выявлено несколько основных форм конвективных элементов потока:

- изолированный термик приблизительно сферической формы с внутренней циркуляцией в виде вихревых колец, рис.1;
- вертикальная или наклонная воздушная струя, вертикальный размер которой в несколько десятков раз превышает горизонтальный, рис.1;
- конгломераты термиков - это слившиеся в процессе подъема в единый ансамбль изолированные термики, рис.1.

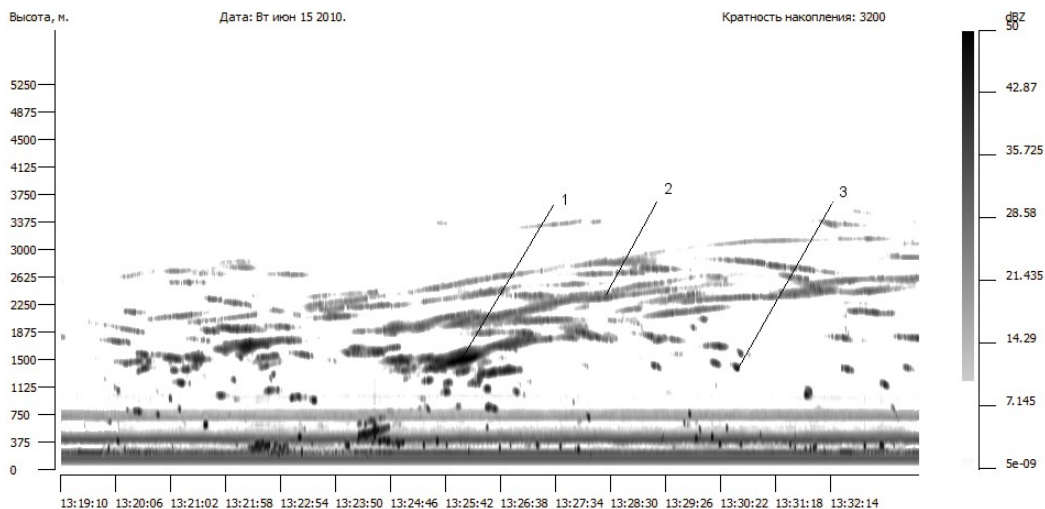


Рис. 1. Примеры регистрации отражений от КТН различных типов 1- ансамбль
2- воздушная струя 3- изолированный

Суточная зависимость численности и максимальной высоты КТН и связанных с ними метеопараметрами приведены на рис. 2. Зависимость численности носит двумодальный характер с выраженным ночным и дневным максимумами соответственно в 02-03 часа и 14-15 часов.

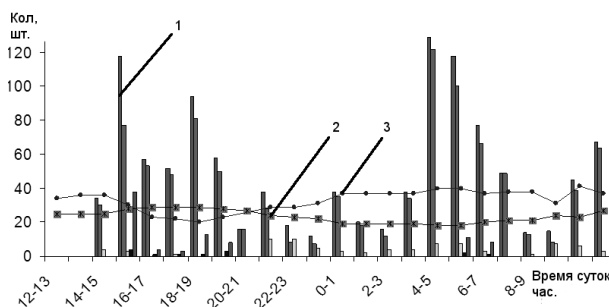


Рис. 2. Суточная зависимость количества КТН; 1 – количество КТН;
2 – температура воздуха; 3 – относительная влажность воздуха.

Регистрации КТН в основном наблюдаются в области положительных температур при отрицательном ходе температуры воздуха, ярко выраженной зависимости максимального количества регистраций КТН от относительной влажности воздуха не наблюдается, что иллюстрируется на рис. 3.

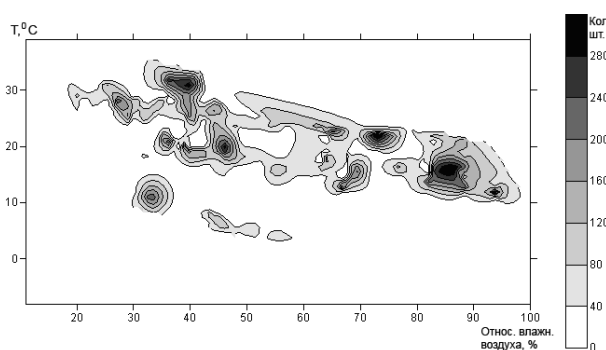
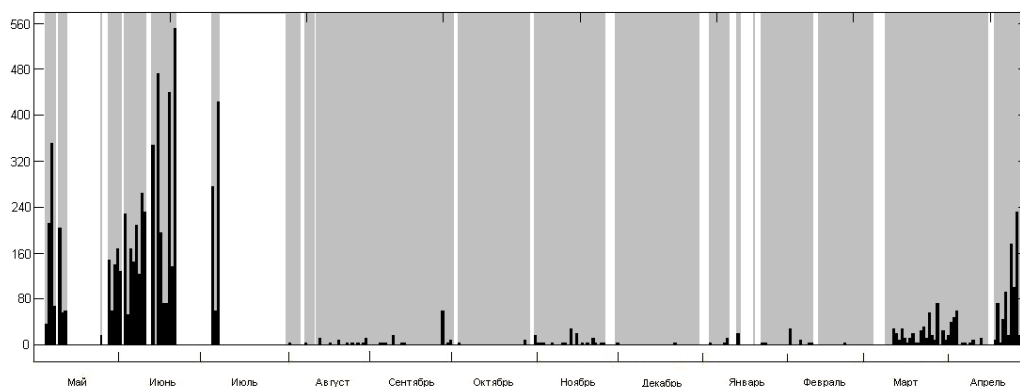
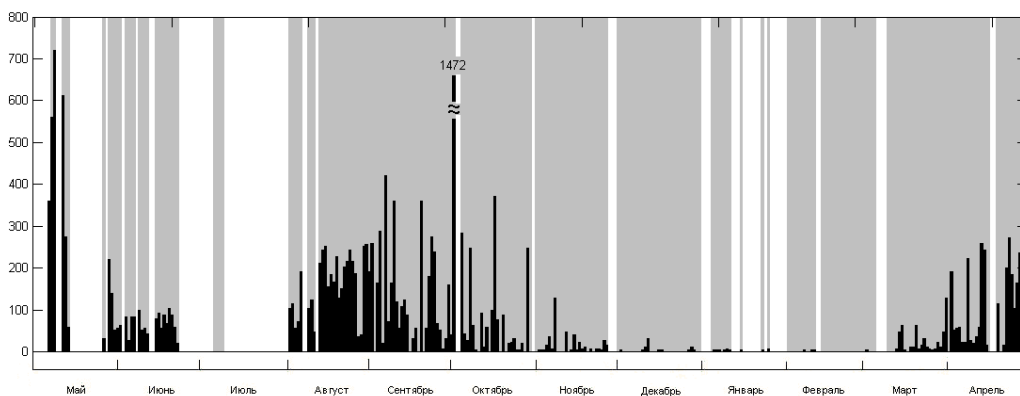


Рис. 3. Зависимость часовой численности КТН от температуры и относительной влажности воздуха

На рис. 4 приведены графики выборки среднесуточных значений численности наблюдаемых КТН. (В поле графиков рис.4 а), б) серым тоном выделены периоды проведения измерений.) Сезонный пик численности наблюдаемых КТН приходится на май – июнь, что объясняется благоприятным для конвективных процессов соотношением температуры и влажности. В июле – августе наблюдался небольшой спад численности радиолокационных отражений от КТН, вызванный низкой влажностью воздуха. Начиная с сентября, наблюдается постепенный спад активности вплоть до полного ее исчезновения в конце ноября. Следует отметить, что радиолокационные отражения от КТН наблюдаются и в зимнее время года с отрицательными температурами, однако их появление эпизодично и связано с благоприятными погодными условиями, обеспечивающими необходимый для образования термиков прогрев подстилающей поверхности. В первой половине марта образование КТН начинает носить регулярный устойчивый характер. Однако общая численность радиолокационных отражений от КТН заметно ниже, чем в теплое время года.



а)



б)

Рис. 4. Часовые значения численности наблюдаемых конвективных термиков для дневного(а) и ночного(б) максимумов.

Наблюдаемые зависимости часовой численности КТН от изменения температуры во времени и температуры имеют выраженные экстремумы, рис. 5.

Наиболее выраженный локальный максимум соответствует условиям теплой погоды (20-25 °С) и интенсивного остывания воздушных масс.

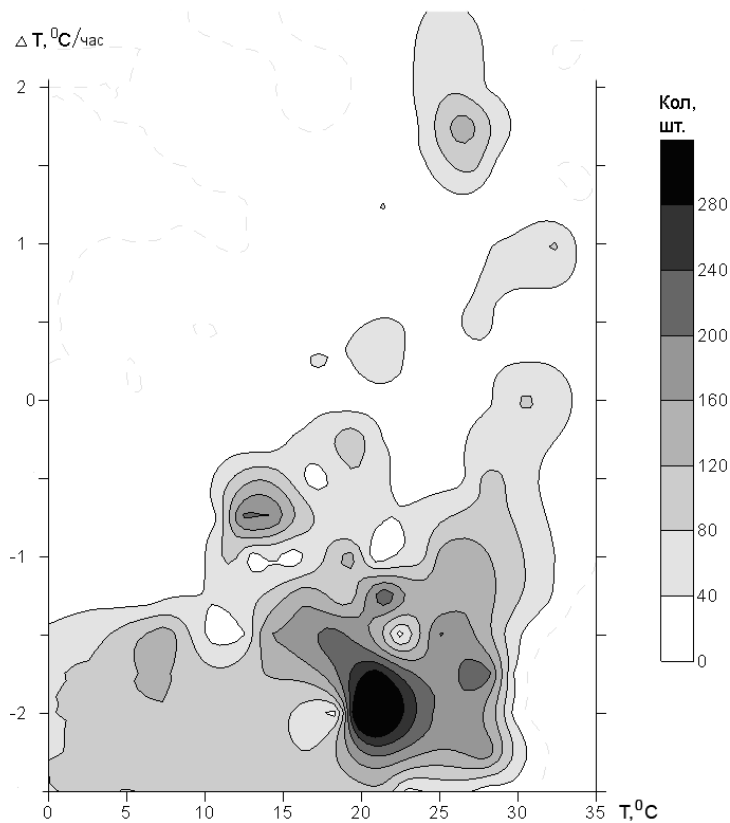


Рис. 5 Зависимость часовой численности КТН от изменения температуры во времени температуры и температуры.

Заключение. При проведении анализа цикла радиолокационных измерений было выяснено что:

- численности наблюдаемых КТН имеют несколько явно выраженных сезонных пика приходящийся на май – июнь и август-сентябрь, что объясняется благоприятным для конвективных процессов соотношением температуры и влажности.
- суточная зависимость численности носит двуимодальный характер с выраженным ночным и дневным максимумами соответственно в 02-03 часа и 14-15 часов.
- наибольшее влияние на численность КТН оказывает величина изменения температуры и температура воздуха;
- ярко выраженной зависимости численности КТН от относительной влажности воздуха не наблюдается.

Литература

[1] Черников А.А. Радиолокационные отражения от ясного неба. Л. : Гидрометеиздат, 1979. 45 с.

СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИХ АДАПТИВНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ТИПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТОХАСТИЧЕСКИХ ПОЛИНОМОВ КУНЧЕНКО

Заболотный С.В., Салыпа С.В., Чепинога А.В.

Черкасский государственный технологический университет
18006, Черкассы, бул. Шевченко, 460, каф. радиотехники, тел. (050) 313-86-97

E-mail: zabolotni@ukr.net

The creation of the adaptive polynomial algorithms of power detection of the unknown signals on the background wideband Non-Gaussian noises in the conditions of non-parametric imprecision is considered. The procedure of synthesis of the deciding rules is based on the moment description and is used the property of Kunchenko stochastic polynomials to lessen the dispersion of the generating random processes. The estimations of the efficiency of the synthesized detection are got by the statistical simulation.

Введение. Энергетические обнаружители нашли широкое применение при приеме квазидетерминированных и шумовых сигналов, а также сигналов неизвестной формы [1]. Известно, что их использование наиболее эффективно при малых (близких к единице и менее) отношениях сигнал-помеха. В целом, такие методы обнаружения можно отнести к непараметрическим, поскольку алгоритмы формирования решающих статистик не требуют априорной информации о законах распределения обрабатываемых статистических данных [2].

Важным свойством алгоритмов статистической обработки является возможность обеспечения их адаптивности к реальной помеховой обстановке. Это особенно актуально в том случае, когда вероятностный характер искажений и помех в информационных каналах существенно отличается от гауссового распределения. Известно, что нелинейная обработка в таких случаях может обеспечить дополнительный количественный выигрыш в соответствующих качественных характеристиках.

Среди большого количества подходов к построению алгоритмов нелинейной обработки статистических данных, необходимо отметить направление, базирующееся на применении аппарата стохастических полиномов Кунченко [3]. Методы, основанные на этом аппарате, используют неполное вероятностное описание в виде конечной последовательности математических ожиданий от базисных функций. В частности, при степенных преобразованиях, такими параметрами являются моменты или кумулянты. Очевидно, что такое непараметрическое описание не только упрощает процесс синтеза статистических алгоритмов, но и предоставляет более простой (в сравнении с параметрическими методами) способ обеспечения свойства их адаптивности.

Результаты данной работы базируются на предложенной в [4] процедуре согласованной полиномиальной фильтрации, предназначенной для уменьшения дисперсии случайных дискретных процессов с помощью их разложения в стохастические степенные ряды в пространстве с порождающим элементом.

Целью работы является синтез на основе аппарата стохастических полиномов Кунченко и процедуры полиномиальной согласованной фильтрации адаптивных алгоритмов энергетического типа для обнаружения неизвестных сигналов на фоне широкополосных негауссовых помех, а также исследование их эффективности путем статистического моделирования.

Постановка задачи. При дискретном способе обработки входных сигналов решающая статистика, лежащая в основе построения энергетических обнаружителей (ЭО), имеет вид:

$$Z = \sum_{n=1}^N [x_n]^2 . \quad (1)$$

При отсутствии сигнала последовательность x_n представляет собой отсчеты широкополосной помехи, которые можно трактовать как статистически независимые случайные величины.

Общая задача состоит в обнаружении рассогласования, возникающего при появлении сигнала, что приводит к превышению значения статистики Z некоего порогового уровня. Выбор порога принятия решения базируется на критерии Неймана-Пирсона, предписывающего обеспечивать фиксированную вероятность ложной тревоги.

Полученные результаты

1. Синтез полиномиальных статистик. Предлагаемый способ обнаружения, основанный на применении стохастических полиномов Кунченка, использует аналогичную (1) статистику:

$$Z_s = \sum_{n=1}^N [f_s(x_n)]^2, \quad (2)$$

поэтому, формально, его можно отнести к обнаружителям энергетического типа. Отличительной особенностью предлагаемого решения является предварительная нелинейная обработка выборочных значений x_n в виде:

$$f_s(x_n) = x_n - g_s(x_n),$$

где функциональное преобразование:

$$g_s(x_n) = k_0 + \sum_{i=2}^s k_i (x_n)^i, \quad (3)$$

трактуются в [4] как полиномиальная согласованная фильтрация, обеспечивающая минимально возможную (при определенной степени s) близость в среднеквадратическом смысле между порождающей последовательностью x_n и ее представлением в виде стохастического полинома (3).

Процесс согласования состоит в поиске оптимальных значений коэффициентов стохастического полинома. В [3] доказано, что если коэффициенты k_i , $i = \overline{2, s}$ находить из решения СЛАР:

$$\sum_{i=2}^s k_i F_{i,j} = F_{1,j}, \quad j = \overline{2, S}, \quad (4)$$

где $F_{i,j} = \alpha_{i+j} - \alpha_i \alpha_j$, α_i — i -е начальные моменты порождающей случайной последовательности, а нормирующий коэффициент k_0 , обеспечивающий центрирование $E\{f_s(x_n)\} = 0$, равен:

$$k_0 = \alpha_1 - \sum_{i=2}^s k_i \alpha_i, \quad (5)$$

то дисперсия согласованной последовательности $f_s(x_n)$ уменьшается относительно дисперсией порождающей последовательности x_n на величину $D_s = 1 - J_s$, где

$$J_s = \sum_{i=2}^s k_i F_{1,i} / F_{1,1}.$$

Отметим, что коэффициент уменьшения дисперсии может быть значительным (на порядок и выше) и с ростом степени полинома носит асимптотический характер (дисперсия случайной последовательности $f_s(x_n)$ стремится к нулю).

2. Обеспечение свойства адаптивности. В целом, идея увеличения эффективности предлагаемых полиномиальных алгоритмов обнаружения базируется на том, что значения коэффициентов стохастического полинома формируются с учетом вероятностных свойств помехи, которые задаются непараметрическим способом в виде последовательности начальных моментов. Это потенциально позволяет увеличить селективность обработки, поскольку при наличии на входе только помех (согласованный случай), после нелинейной (полиномиальной) обработки происходит значительное уменьшение дисперсии

последовательности, на основе которой формируется квадратичная решающая статистика, а соответственно снижается величина порога принятия решения. А при появлении на входе сигналов возникает рассогласование, степень которого существенно зависит от вида, энергетических и статистических свойств сигнала и помех.

Известно, что реализация свойств адаптивности требует наличия опорной (помеховой) выборки, которая является «обучающей», т.е. содержащей информацию о гипотезе отсутствия сигнала. В качестве опорных (помеховых) каналов используются каналы, соседние с испытуемым по частоте, времени, пространству [2].

В случае использования классических энергетических обнаружителей, при приеме сигналов на фоне помех с неизвестной интенсивностью, в качестве «обучающих» обычно используются оценки первых двух начальных моментов, значение которых позволяет проводить нормировку входного процесса, что необходимо для фиксации уровня ложных тревог. Для функционирования предлагаемых полиномиальных обнаружителей количество оцениваемых параметров возрастает, поскольку, согласно (4), для нахождения оптимальных коэффициентов k_i , $i = \overline{2, s}$ необходимы значения моментов до $2s$ -го порядка, оценивание которых является достаточно простой статистической задачей и сводится к усреднению соответствующих степенных преобразований.

3. Имитационное статистическое моделирование. В процессе проведенных исследований в среде Simulink был разработан комплекс статистического имитационного моделирования. Его функционирование позволяет экспериментальным путем оценивать эффективность применения синтезированных полиномиальных алгоритмов обнаружения сигналов разных типов: видеоимпульсов с произвольной огибающей, радиоимпульсов постоянной частоты и радиоимпульсов с ЛЧМ, шумовых сигналов. Помеховый фон имитируется как с помощью встроенных генераторов со стандартными распределениями (гауссовым, равномерным), так и с помощью оригинального блока генерации бигауссовых случайных величин, использование которого позволяет удобно задавать степень «негауссовости» фиксируя значения коэффициентов асимметрии γ_3 и эксцесса γ_4 [5]. Отметим, что в процессе реализации экспериментов, параметры и форма обнаруживаемых сигналов считаются априорно неизвестными, а информация о характеристиках помехи находится путем получения апостериорных оценок начальных моментов опорного (помехового) канала.

Как пример полученных результатов моделирования, рисунок 1 демонстрирует характеристики обнаружения (зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум при фиксированной вероятности ложной тревоги 10^{-2}), полученные при равномерно-распределенных помехах: на рис.1,а для сигналов в виде прямоугольного видеоимпульса, а на рис.1,б для шумовых равномерно-распределенных сигналов. На рисунке 2,а, приведены характеристики обнаружения радиоимпульса на фоне эксцессных (симметрично-распределенных) помех, заданных бигауссовой моделью при $\gamma_3 = 0$ и $\gamma_4 = 5$, а на рис.2,б. – радиоимпульса с ЛЧМ на фоне асимметрично-эксцессных бигауссовых помех при $\gamma_3 = 2$, $\gamma_4 = 5$.

Анализируя приведенные на рис. 1 и рис. 2, а также другие полученные результаты статистического моделирования, отметим следующие основные факторы:

- если помеха имеет гауссовое распределение, то эффективность полиномиальных обнаружителей не превышает классического ЭО;
- при негауссовом характере помех эффективность полиномиальных обнаружителей возрастает и может существенно превышать точность ЭО;
- с ростом степени стохастического полинома точность полиномиальных обнаружителей возрастает;
- при симметричном распределении помех четные коэффициенты равны нулю, что приводит к идентичности полиномиальных обнаружителей при s и $s + 1$ степени.

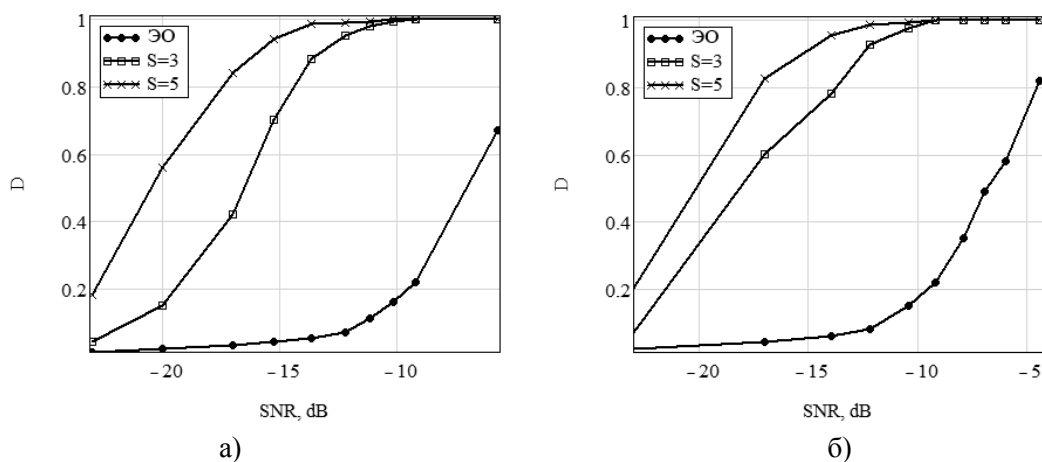


Рис. 1. Характеристики обнаружения сигналов при равномерно-распределенных помехах

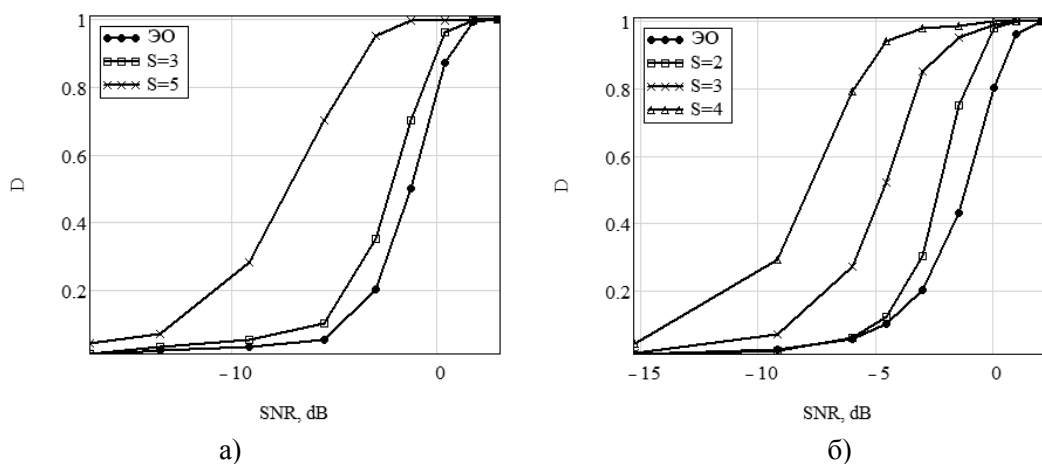


Рис. 2. Характеристики обнаружения сигналов при бигауссовых помехах

Выводы. Предложены принципиально новые подходы к построению адаптивных обнаружителей энергетического типа, которые базируются на применении степенных полиномиальных преобразований входных статистических данных. Применение полиномиальной согласованной фильтрации позволяет повышать эффективность обнаружения неизвестных сигналов, но только в тех ситуациях, когда помехи в информационных каналах имеют вероятностный характер, существенно отличающийся от гауссового, что подтверждается результатами статистического имитационного моделирования.

Литература

1. Urkowitz H. Energy Detection of Unknown Deterministic signals / H. Urkowitz // Proc. IEEE. – 1967. – Vol. 55. – P. 523–531.
2. Обнаружение радиосигналов // П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов и др. Под ред. Колосова А.А. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
3. Кунченко Ю.П. Стохастические полиномы. – К.: Наук. думка, 2006. – 275 с.
4. Заболотній С.В. Зменшення дисперсії випадкових послідовностей на основі нелінійної поліноміальної узгодженої фільтрації методом ковзного вікна // Вісник ЧДТУ. – № 2, 2008. – С. 14–19.
5. Спосіб генерації випадкових величин. Деклараційний патент України на корисну модель МПК G06F7/58 / С.В.Заболотній, А.В. Чепинога, С.В. Салипа. - № 57092; Заявл. 16.07.2010; Опубл. 10.02.2011, Бюл. № 3.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ УСТРОЙСТВ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ С УЧЕТОМ ПЛОТНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИХ АДАПТИВНЫХ ПОРОГОВ В ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Седышев С.Ю., Гуцев Р.А., Калютчик В.С.

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
220057, Минск-57, кафедра радиолокации и приемо-передающих устройств,
тел. (029) 504-35-61

The report discusses possibility of improving the quality of detection radar systems by reducing the variance of the probability density adaptive threshold by applying the criterion of minimum average risk at its formation in decision-making device.

Известно, что эффективность работы устройства принятия решения (УПР) об обнаружении сигнала заданной структуры зависит от правила формирования адаптивного порога, используемого алгоритма оценивания параметров выбранного порога, объема классифицированной обучающей выборки помехи и сигнала, по которой строятся эти оценки, соответствие закона распределения на входе УПР заданной модели предпороговой статистики.

В докладе показан сравнительный анализ качества работы УПР с адаптивными порогами по критерию минимума среднего риска (МСР) и Неймана-Пирсона (НП) путём построения плотностей распределения вероятности (ПРВ) значений этих порогов и сопоставления их статистических характеристик обнаружения (ХО).

Выражение для формирования порога принятия решения с точно известными параметрами по критерию МСР при некогерентном накоплении сигнала на всем интервале наблюдения $n_0=n_1=L_{\text{нн}}$ в случае быстро флуктуирующего сигнала, когда коэффициент междупериодной корреляции сигнала $r_c=0$ можно представить как [1]

$$Z_* = \frac{\sigma_1 \sigma_0}{\sigma_1 - \sigma_0} \ln \left(L_{\text{нн}} \sqrt{l_0} \frac{\sigma_1}{\sigma_0} \right), \quad (1)$$

где σ_0, σ_1 – средние значения мощности при отсутствии и наличии сигнала в принятой реализации; n_0, n_1 – половина числа степеней свободы χ^2 -распределения при отсутствии и наличии сигнала соответственно, $L_{\text{нн}}$ – число некогерентно накапливаемых импульсов.

Выражение для формирования порога принятия решения с точно известными параметрами по критерию НП можно представить как [2]

$$Z_* = \sigma_0 c_0 (n_0, F_{\text{зад}}), \quad (2)$$

где c_0 – пороговый множитель, находится путем решения уравнения $F_{\text{зад}} - \tilde{A}[n_0, n_0 c_0] / \tilde{A}[n_0] = 0$, $\Gamma(n, x)$ – неполная гамма функция.

Предполагается, что входным воздействием анализируемых УПР является смесь сигнала и помехи, закон распределения которых описывается χ^2 -распределением

$$p_0(Z) = \left(\frac{n_0}{\sigma_0} \right)^{n_0} \cdot \frac{Z^{n_0-1}}{\tilde{A}(n_0)} \cdot \exp \left(- \frac{Z n_0}{\sigma_0} \right), \quad p_1(Z) = \left(\frac{n_1}{\sigma_1} \right)^{n_1} \cdot \frac{Z^{n_1-1}}{\tilde{A}(n_1)} \cdot \exp \left(- \frac{Z n_1}{\sigma_1} \right). \quad (3)$$

Такое распределение сигналов имеет место на выходе устройств обработки (УО) с некогерентным накоплением при условии воздействия на вход УО сигнала и помехи с нормальным распределением амплитуд [2].

Потенциально возможные статистические ХО можно рассчитать согласно [2]

$$D(Z_*) = \int_{Z_*}^{+\infty} p_1(Z) dZ = \tilde{A} \left[n_1, n_1 \frac{Z_*}{\sigma_1} \right] / \tilde{A}[n_1]. \quad (4)$$

При практической реализации порогов (1) и (2) в УПР СКО σ_0, σ_1 неизвестны и подлежат оцениванию. Для этого на практике наиболее часто применяется известное правило получения классифицированной выборки в «скользящем окне» методом максимального правдоподобия. Однако ограниченность выборки при формировании оценок может приводить к

случайным их значениям (т.е. величины оценок могут принимать значения в некотором возможном диапазоне). Следовательно, оценки параметров порога могут характеризоваться плотностями распределения вероятности (ПРВ). При этом, точность получения $\hat{\sigma}_0$, $\hat{\sigma}_1$ зависит от размера выборки оценки, а значит, влияет на точность формирования адаптивного порога обнаружения [3]. Входящие в пороги параметры распределения n_1 , n_0 и коэффициент l_0 и F считаются известными постоянными.

Так как оценки $\hat{\sigma}_0$, $\hat{\sigma}_1$ считаются случайными величинами и имеют известную ПРВ, то нижний предел интегрирования в выражении (4) представляют собой случайную функцию выбранного порога Z^* с некоторой ПРВ $p(Z^*)$. Для нахождения характеристик обнаружения как функций адаптивного порога необходимо иметь аналитическое выражение $p(Z^*)$ плотности распределения вероятности случайной величины Z^* адаптивного порога, полученного по критерию МСР и НП для χ^2 предпороговой статистики.

Ввиду того, что выражение (1) для вычисления адаптивного порога по критерию МСР носит трансцендентный характер, то нахождение искомой ПРВ в аналитическом виде как функционального преобразования случайной величины с известной плотностью наталкивается на определенные трудности. Для решения указанной проблемы в [4] разработана методика получения плотности распределения на основе методов преобразования случайных величин с использованием W -функции Ламберта. Методика позволяет получить ПРВ значений адаптивного порога. Подробные математические выкладки получения аналитической записи ПРВ адаптивных порогов обнаружения по критерию МСР и НП согласно этой методике представлены в [5]. Ниже приведены конечные аналитические выражения плотностей вероятности $p(Z^*)$ адаптивных порогов (1) и (2):

– ПРВ порога по критерию МСР для χ^2 предпороговой статистики

$$p_{Z^*}(y) = \frac{\Gamma(k_0 + k_1) \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1}\right)^{k_1}}{\Gamma(k_0)\Gamma(k_1)} \sum_{x=-1}^0 \frac{\left(-\frac{W_x(\beta) + y}{W_x(\beta)}\right)^{k_1-1}}{\left(1 + \frac{\sigma_0}{\sigma_1}\right) \left(-\frac{W_x(\beta) + y}{W_x(\beta)}\right)^{k_1+k_0} \left(-\frac{W_x(\beta) + y}{W_x(\beta)(1+W_x(\beta))}\right)} \quad (5)$$

где y – значение случайной величины Z^* , полученной в результате функционального преобразования; W_0 , W_{-1} – ветви функции Ламберта; $\beta = -(y/l_0)^n / \exp(y)$; n_1 , n_0 – число степеней свободы предпороговой статистики при наличии и отсутствии сигнала соответственно; k_1 – произведение числа степеней свободы n_1 ПРВ выборки и количества элементов разрешения v_1 в «скользящем окне» для оценки сигнала; k_0 – произведение числа степеней свободы n_0 ПРВ выборки и количества элементов разрешения v_0 в «скользящем окне» для оценки фона.

– ПРВ порога по критерию НП для χ^2 предпороговой статистики

$$p_{Z^*}(y) = \frac{1}{c_0} \left(\frac{k_0}{\sigma_0}\right)^{k_0} \cdot \frac{\left(\frac{y}{c_0}\right)^{k_0-1}}{\tilde{A}(k_0)} \cdot \exp\left(-\frac{k_0}{\sigma_0} \cdot \frac{y}{c_0}\right). \quad (6)$$

Графики зависимостей поведения плотностей распределения вероятности адаптивных порогов по критерию МСР (1) и НП (2) представлены на рисунках 1-2. Зависимости получены для следующих параметров: $\hat{\sigma}_1=3$; $\hat{\sigma}_0=1$; $n_1=7$; $n_0=7$; $L_{\text{нп}}=n_0$; $l_0=80$, что соответствует $F=10^{-3}$; $v_1=7$, $v_0=8$ – для порога по критерию МСР, $v_0=8$ – для порога по критерию НП (рисунок 1-а); $v_1=11$, $v_0=12$ – для порога по критерию МСР, $v_0=12$ – для порога по критерию НП (рисунок 1-б).

Из рисунков видно, что случайные значения оценок адаптивных порогов группируются возле своего среднего значения, которые при этом стремятся к фиксированному порогу при точно известных параметрах (зеленая линия, рисунок 1-а).

С увеличением размера выборок v_1 , v_0 ПРВ оценок порогов сужается таким образом, что математическое ожидание значений адаптивного порога стремится к порогу с

точно известными параметрами. При этом дисперсия ПРВ адаптивных порогов обнаружения уменьшается. Этот факт можно увидеть, сравнив дисперсии ПРВ оценок порогов рисунка 1-а и рисунка 1-б.

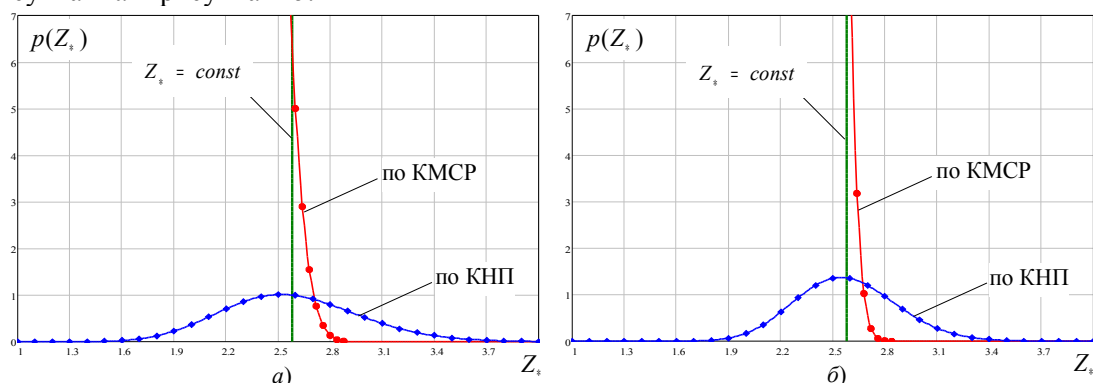


Рис. 1. Плотность распределения вероятности значений адаптивного порога обнаружения по критерию МСР и НП для χ^2 предпороговой статистики

Из приведенных рисунков видно, что дисперсия плотности распределения вероятности оценок порога, полученного по критерию МСР меньше чем для порога по критерию НП для всех одинаково рассмотренных оценок $\hat{\sigma}_0$, $\hat{\sigma}_1$ и объеме оценочных выборок v_1 , v_0 . Это говорит о том, что точность (достоверность) принимаемых решений выше для порога по критерию МСР.

Исходя из того, что адаптивные пороги обнаружения носят случайный характер, можно утверждать, что ХО как функции адаптивного порога будут случайными функциями. Поэтому, для численной оценки D адаптивных порогов, необходимо найти математическое ожидание случайной функции $D(Z_*)$ по всем возможным её значениям. С учетом этого выражения (4) запишем в следующем виде

$$D^{\text{адапт}}(Z_*) = \int_0^{+\infty} D(Z_*) p(Z_*) dZ_* = \int_0^{+\infty} p(Z_*) \int_{Z_*}^{+\infty} p_1(Z) dZ dZ_* \quad (7)$$

Общий вид аналитических характеристик обнаружения (4) и (7) с учетом (5) и (6) в виде зависимости условной вероятности правильного обнаружения от значения СКО цели при фиксированном значении СКО помехи для порогов обнаружения по критерию МСР (1) и НП (2) представлен на рисунках 1-2. Сопоставление ХО данных УПР справедливо, так как выбранный весовой коэффициент $l_0=80$ порога по критерию МСР является эквивалентом фиксированной условной вероятности ложной тревоги порога по критерию НП ($F=10^{-3}$). Кривые 2 получены для следующих параметров: $\sigma_0=3$; $n_1=6$; $n_0=7$; $L_{\text{нп}}=n_0$; $v_1=5(9)$, $v_0=8(16)$ – для порога по критерию МСР, $v_0=8(16)$ – для порога по критерию НП.

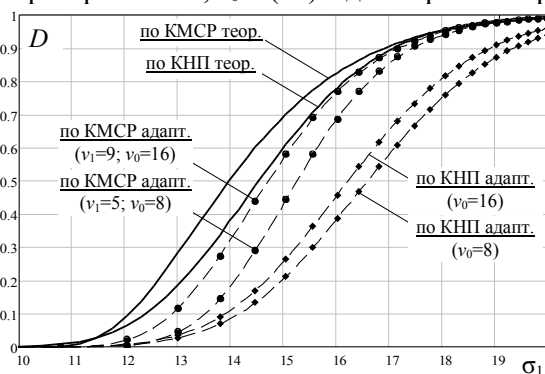


Рис. 2. Потенциальные и адаптивные характеристики обнаружения УПР с порогом по критерию МСР и НП для χ^2 предпороговой статистики

Из рисунка 2, видно, что потенциальные и адаптивные кривые зависимостей условной вероятности правильного обнаружения для порогов по критерию МСР сдвинуты ле-

вее относительно эквивалентных зависимостей для порогов по критерию НП. Это означает, что для достижения заданной условной вероятности правильного обнаружения оптимальному по критерию МСР порогу обнаружения необходимо меньшее значение интенсивности сигнала от цели, чем для порога по критерию НП. Например, на рисунке для уровня $D=0,5$ на оси абсцисс $\sigma_1^{i\tilde{n}\delta} < \sigma_1^{i\tilde{n}}$ для адаптивных порогов в 0,5-0,8 дБ меньше. Поэтому можно утверждать о выигрыше в ХО УПР, с порогом по критерию минимума среднего риска по отношению к УПР, с порогом по критерию Неймана-Пирсона.

Из рисунка 2 видно, что с увеличением размера выборок v_1, v_0 адаптивные характеристики обнаружения стремятся к потенциально возможным значениям.

Таким образом, для достижения заданного уровня по характеристикам обнаружения в УПР с порогом по критерию МСР необходимо меньшее значение интенсивности сигнала от цели, чем с порогом по критерию НП. При этом теоретический выигрыш в пороговом сигнале для порога по критерию МСР относительно порога по критерию НП может составлять порядка 0,5-3 дБ. Эта величина в основном зависит от значений размера выборок v_1 и v_0 , порогового множителя l_0 для заданной условной вероятности ложной тревоги F , соответствия предпороговой статистики реального сигнала на выходе УО принятой модели при синтезе порогов.

Выигрыш в характеристиках обнаружения достигается за счет уменьшения дисперсии оценок плотности распределения вероятности значений адаптивного порога обнаружения по критерию МСР при его использовании в УПР адаптивных устройствах принятия решения.

Литература.

1. Синтез алгоритма формирования порога обнаружения, оптимального по критерию минимума среднего риска, при произвольной междупериодной корреляции сигнала / С.Ю. Седышев, Р.А. Гуцев, В.С. Калютчик // Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации: сб. научн. тр. междунар. конф., Харьков, 20-23 октября 2008 г. / Харьковский нац. ун-т радиоэлектроники. – Харьков, 2008, Т.1. – Ч.1. – С. 149–153.
2. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – 3-е изд. – М.: Радио и связь, 1989. – 655 с.
3. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. Основы радиолокации / А.Е. Охрименко. – М.: Воениздат, 1983. – 457 с.
4. Методика вероятностного анализа адаптивных алгоритмов принятия решения на основе W-функции Ламберта в РЛС КО / В.С. Калютчик, С.Ю. Седышев // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2009. – №2(23). – С. 100–105.
5. Калютчик, В.С. Адаптивное устройство принятия решения об обнаружении радиолокационного сигнала, оптимальное по критерию минимума среднего риска: дис. канд. техн. наук: 05.12.14 / В.С. Калютчик. – Мн. УО ВАРБ, 2011. – 153 л.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ВЕЩАТЕЛЬНЫХ СТАНЦИЙ КВ ДИАПАЗОНА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Луценко¹ В.И., Луценко¹ И. В., Буян М.И.², Бабаков М.Ф.², Зарицкий В.И.³

¹Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины,
ул. ак. Проскуры, 12, г. Харьков, 61085, Украина,

Тел.: 098-748-58-64, e-mail: LUTSENKO@IRE.KHARKOV.UA

²Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е.Жуковского «ХАИ», ул. Чкалова, 17, г. Харьков, 61085, Украина, тел.: 095-176-23-62;

³Академия наук «Прикладная радиоэлектроника»,
проспект Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина.

тел.: 057-702-17-35, E-mail: enneas@yandex.ru

Use of radiations of broadcasting stations short-wave (HF) a range for detection of air objects is considered. It is established that detection is possible on Doppler's frequencies removed from bearing to 50 Hz. Such Doppler's displacement air objects with speeds to 2000 km/hour possess in decimeter's wave band. Spectral characteristics of signals broadcasting HF stations are experimentally investigated. Theoretical estimations RCS of air objects of various types on different polarization and range of their detection are resulted. Presence of zones of high correlation spectral a component in a signal radiated by broadcasting stations which can be used for threshold adaptation detection is established.

Введение. Для эффективного мониторинга воздушного пространства в условиях быстрого развития высокоточных средств подавления источников излучения требуются новые нестандартные подходы. Существующие электромагнитные излучения телевизионных и вещательных станций, искусственных спутников Земли могут использоваться не только для решения задач телевидения, радиосвязи и навигации, но и для освещения воздушной обстановки [1-5]. При применении нового, нетрадиционного метода пассивной многопозиционной радиолокации информацию о воздушных целях предполагается «извлекать» с помощью специализированной приемной станции из отраженных от воздушных целей сигналов широковещательных телевизионных или УКВ радиопередатчиков, функционирующих в районе полетов. Использование в бистатических радиолокаторах широкополосных квазишумовых сигналов, в качестве которых выступают информационные сигналы вещательных станций, обеспечивает повышенную скрытность и живучесть в условиях сложной электромагнитной и целевой обстановки и применения большого числа источников шумовых помех.

Особенности построения бистатических РЛС. Обнаружение производится на основе приема электромагнитных полей, излучаемых вещательными станциями и отраженных воздушными целями. Одним из первых идею построения бистатической декаметрового РЛС, использующей подсветку ионосферной волной, высказал И. С. Тургенев. Для селекции полезного сигнала объекта на фоне пассивных помех, создаваемых отражениями от местности, можно использовать когерентную обработку с выделением сигнала доплеровской частоты, обусловленного изменением расстояния, проходимого электромагнитной волной по трассе: источник подсветки - ионосфера - объект - приемник.

Определение резонансной частоты и эффективной поверхности рассеяния воздушных объектов. ЭПР самолета на горизонтальной поляризации в резонансной области определяется его длиной и размахом крыла. На вертикальной поляризации резонанс наступает, когда высота самолета примерно соответствует четверти длины волны облучающего поля. При этом его ЭПР примерно соответствует ЭПР полуволнового диполя. Формулы для оценки ЭПР самолетов на горизонтальной и вертикальной поляризациях в резонансной области имеют вид [6]:

$$\sigma_H \approx 3,44l^2 ; \sigma_V \approx 4,44h^2 , \quad (1)$$

где σ_H – ЭПР при горизонтальной поляризации; l – длина самолета или размах крыла

самолета; σ_V – ЭПР при вертикальной поляризации; h – высота самолета.

Исходные данные, результаты расчета ЭПР и резонансных частот для самолетов, эксплуатируемых на украинских авиалиниях, приведены в табл. 1.

Таблица 1 Размеры, резонансные частоты и ЭПР некоторых типов самолетов.

№ п/п	Тип самолета	Длина самолета, м	Размах крыла, м	Высота самолета, м	Горизонтальная поляризация		Вертикальная поляризация	
					ЭПР/1000м ²	Частоты МГц	ЭПР/1000м ²	Частоты МГц
1	E-145	29.9	20.0	6.75	3,1-1,4	5-7,5	0,202	11,1
2	F-100	33.53	28.08	8.51	3,9-2,7	4,5-5,3	0,321	8,8
3	A320	37.57	34.10	11.76	4,9-4	4-4,4	0,614	6,4
4	B737-400	36.5	28.9	11.1	4,6-2,9	4,1-5,2	0,547	6,8
5	МД-82	39.75	32.87	9.3	5,4-3,7	3,8-4,6	0,384	8,06
6	Saab 340	19.73	21.44	6.97	1,3-1,6	7,6-7	0,216	10,8
7	ATR 42	22.7	24.6	7.6	1,8-2,1	6,6-6,1	0,256	9,9
8	Ту-154М	48.0	37.55	11.4	7,9-4,8	3,1-4	0,577	6,6
9	Як-42	36.38	34.88	9.83	4,6-4,2	4,1-4,3	0,429	7,6

Видно, резонансные частоты относятся к КВ-диапазону, который и предлагается использовать для задач радиолокации. Значения ЭПР на горизонтальной поляризации несколько больше, чем при вертикальной, что связано с разницей соответствующих линейных размеров самолета. При этом необходимо учитывать, что используемые вертикальные размеры, представляют собой высоту самолета с учетом шасси, а во время полета шасси убираются. Следовательно, реальные значения частоты и ЭПР при вертикальной поляризации будут несколько меньше.

Оценка дальности обнаружения. Выражение для дальности обнаружения би-статических РЛС, использующих в качестве подсветки сигнал связных коротковолновых станций, имеет вид [4, 5]:

$$R_{TR} = \sqrt{\frac{\mu_{SN}}{\mu} \frac{\sigma_T}{(4\pi)} \frac{F^2(\theta_T)}{F^2(\theta_{Tr})}} \quad (2)$$

где σ_T – ЭПР цели; $F^2(\theta_T), F^2(\theta_{Tr})$ – значение диаграммы направленности приемной антенны по мощности при направлении на цель и передатчик; μ_{SN} отношение уровня спектральной линии несущей к спектральной плотности шума в диапазоне доплеровских частот (скоростей), где происходит обнаружение цели.

Экспериментально с использованием профессионального приемника «Канал-Р» исследовались спектральные и корреляционные характеристики сигналов различных вещательных станций. Типичный вид спектра в телеграфном и телефонном режимах показан на рис. 1а б соответственно. Видно, что при смещении относительно несущей наблюдается снижение уровня спектральной плотности в некоторых случаях более чем на 40 дБ. На частотах, начиная примерно с 50 Гц и выше, располагаются спектральные компоненты информационного сообщения. Область частот примерно до 50 Гц может использоваться для обнаружения движущихся объектов доплеровским методом рис. 1 в. Сведения о станциях, которые могут применяться для подсветки территории Украины приведены в табл. 2. Оценки для различных типов самолетов (табл. 1) при использовании разных станций подсветки (табл. 2) и соотношения (4) показывают, что при подавлении сигнала подсветки на 40 дБ дальности обнаружения при вертикальной поляризации достигают 200... 350 км и до 100 км на вертикальной поляризации. Обеспечивающие эти дальности стан-

ции выделены в табл. 2.

Таблица 2. Отношение сигнал/шум для станций подсветки

№ п/п	Станция подсветки	Частота, кГц	Мощность, кВт	Дальность, км	μ_{SN} , дБ
1	Shijiazhuang	17735	500	6098	56
2	Kashi	17490	500	3302	44
3	Issoudun, France	17735	500	2524	43
4	Emirler, Turkey	13635	500	1196	37
5	Sirjan, Iran	15150	500	2805	54
6	Islamabad, Pakistan	11645	100	3523	46

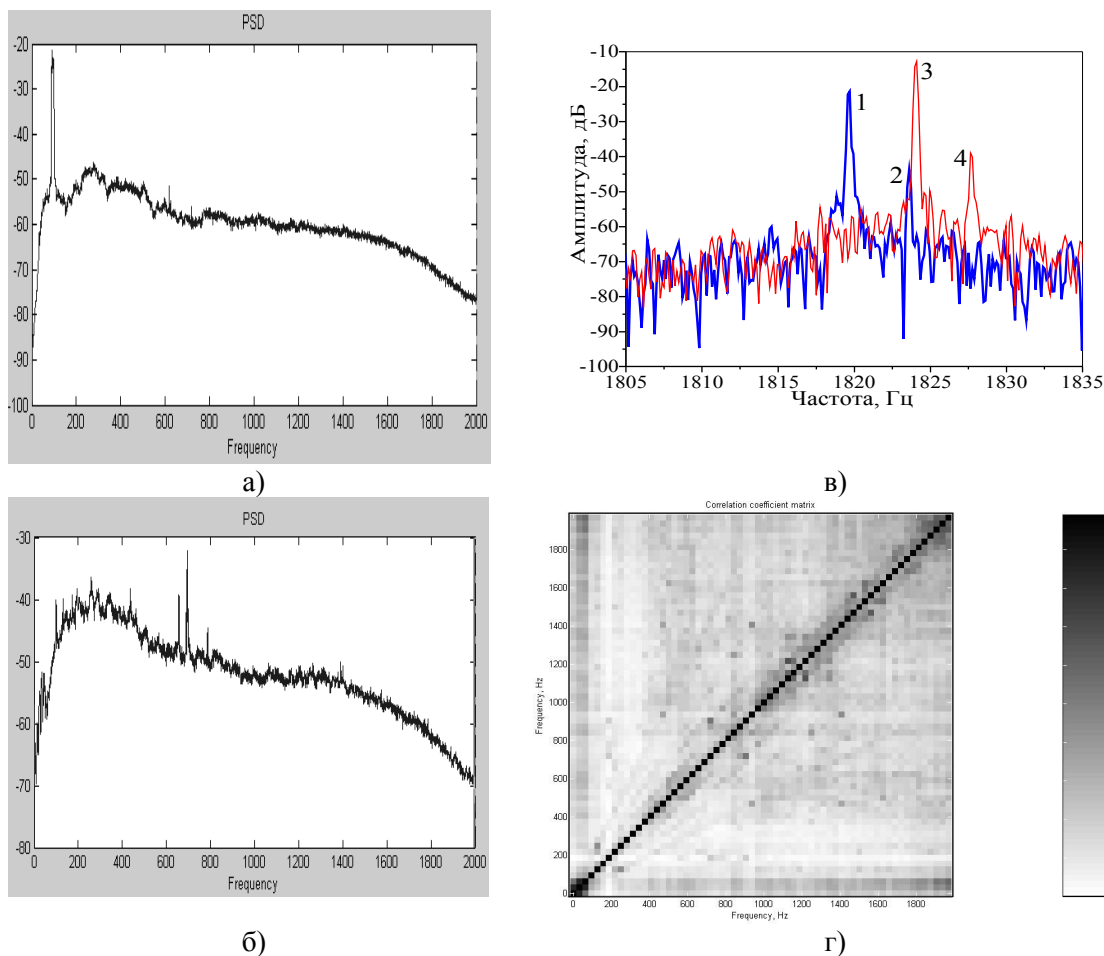


Рис. 1 Спектры, МКСК сигналов вещательных станций и объектов: а, б, - спектр вещательной станции Issoudun, France, расстояние до Харькова – 2524 км; азимут – 276°, тип – односкачковая, частота вещания 17735 кГц, мощность 500 кВт, а - телеграфный, б – телефонный режимы; в – спектры линии несущей и отражений от самолета при использовании для подсветки станции «Радио Свобода»- Чехия, расстояние около 2300 км, азимут 285°, тип – односкачковая, частота вещания 15130 кГц мощность 500 кВт, линия несущей -1, 3 и отражений от самолета 2, 4 на горизонтальной поляризации при двух пролетах самолета; г – МКСК в телефонном режиме.

При разработке адаптивных алгоритмов обнаружения представляет интерес выяснение корреляционных связей между отдельными участками спектра передаваемого информационного вещательного сигнала с использованием матриц коэффициентов взаимной корреляции спектральных компонент (МКСК) [7]. Величина коэффициента корреля-

пии характеризует, насколько синхронны флуктуации спектральных компонент сигнала в различных частотных каналах. На рис. 1 г приведено графическое изображение МКСК. Степень зачернения пропорциональна значению коэффициента взаимной корреляции компонент. Для ее получения использовались оценки спектра сигнала при помощи БПФ с разрешением по частоте около 30 Гц. Общая длина обрабатываемой реализации составляла около 130 с. Видно, что в низкочастотной области в окрестности несущей, а также в области информационного сигнала наблюдаются зоны высокой корреляции спектральных компонент, что может использоваться при построении адаптивных обнаружителей сигнала.

Выводы. Спектр информационного сигнала вещательных КВ станций сосредоточен относительно несущей на частотах разнесенных больше, чем на 50 Гц. Для самолетов с крейсерской скоростью полета 600...2000 км/час в декаметровом диапазоне длин волн 60...20 м (частоты 5...15 МГц) диапазон доплеровских смещений частоты составляет 3...60 Гц. Он лежит в области между несущей и информационным сигналом вещательной станции. Это означает, что интервал частот между несущей и информационными частотами спектра передаваемого сообщения может использоваться для обнаружения движущихся воздушных объектов. Для подсветки необходимо выбирать вещательные станции, у которых соотношение уровня несущей к спектральной плотности шумов в диапазоне частот относительно нее до ± 50 Гц максимально. В случае однокачкового распространения наблюдаются более узкие ширины полос несущей и большие отношения сигнал/шум, чем в случаях многокачкового распространения. При подавлении сигнала подсветки не менее чем на 40 дБ пассажирские самолеты могут обнаруживаться на дальностях 100...200 км от приемного устройства.

Литература.

1. Седышев Ю.Н. Бистатистические шумовые радиолокаторы с когерентной пространственно-временной обработкой эхо-сигналов и активных помех. / Ю.Н. Седышев, П.Ю. Седышев, В.А. Тютюнник // Прикладная радиоэлектроника, Харьковский национальный Университет Радиоэлектроники (ХНУРЭ). – 2002. - Т. 1, №2. - С. 189-194.
2. Лобочко С.Е. Построение системы обнаружения с использованием излучения УКВ и ТВ – передатчиков / С.Е. Лобочко // Международная научная конференция «Излучение и рассеяние ЭМВ» ИРЭМВ 2003: труды конференции, Таганрог. - 2003. – С. 287-290.
3. Вичкань А.В. Пассивная когерентная радиолокация в коротковолновом диапазоне. Часть 1. Обнаружение воздушных целей. / А.В.Вичкань, П.А.Мельяновский, А.И.Шуть // Радиофизика и электроника . - 2010. - Т. 15, №1. - С. 72-77.
4. Попов И.В. Бистатистические РЛС с подсветкой ионосферными сигналами связных станций коротковолнового диапазона. / И.В.Попов, В. И. Луценко, В. И. Луценко // Радиофизика и электроника, сб. научн. трудов ИРЭ НАН Украины. – 2007. - Т. 12, №1. – С. 193 – 204.
5. Lutsenko V.I., Popov I.V. Illumination of Air Environment Using Radiation of SW Broadcasting stations // The 5th European Radar Conference, 30–31 October 2008 Amsterdam, The Netherlands. - p.p.396-399.
6. Lutsenko V. I. Frequency Dependences of Scattering Matrices in the Resonance Domain / V. I. Lutsenko, S. Y. Tolstel. // Telecommunication and Radio Engineering. - 2001. - V. 55, № 4. - P. 33-39.
7. Lutsenko V. I. Polarization – Spectrum Signatures of Above – Water and Surface Targets / V. I. Lutsenko, I. V. Popov, G. I. Khlopov, S. I. Khomenko // 16th International Con-

ference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, May 22-24, 2006: conf. proceedings. - Krakow, 2006. - P. 1192-1195.

ХАРАКТЕРИСТИКИ КОГЕРЕНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОЛНОЙ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Могила А.А.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
61085, Харьков, ул. Ак. Проскуры 12, тел. (057) 720-33-71,

E-mail: moganat10@gmail.com

The stochastic models of interference, sounding and reflected signals are considered, their probability density are estimated, likelihood function and ratio are deduced. Algorithm of coherent detection of signals in the conditions of a priori complete information at the use as sounding stochastic signals are built, basic properties of this algorithm are examined.

Введение. Стохастические сигналы все чаще и чаще находят применение в радиолокационных системах в качестве зондирующих [1–3]. Одной из основных задач, которые решают такие системы, как и в случае использования детерминированных, является обнаружение отражений на фоне помех. При проектировании радиолокационной системы важно определить ее потенциальные характеристики. Оценить их можно на основе анализа оптимального обнаружителя сигналов с полностью известными параметрами на фоне аддитивной гауссовой помехи с равномерным спектром. Основой оптимального обнаружителя, использующего детерминированные зондирующие сигналы, является согласованный фильтр или коррелятор, рабочие характеристики которого приведены в [4]. До настоящего времени аналогичные характеристики для обнаружителя, использующего стохастические зондирующие сигналы, не рассматривались, а вопросам синтеза оптимального приемника в литературе уделялось недостаточно внимания.

Цель работы – синтез оптимального обнаружителя при использовании в качестве зондирующих стохастических сигналов, оценка характеристик когерентного обнаружения стохастических сигналов в условиях полной априорной информации.

1. Постановка задачи. На вход приемника поступает сигнал $\xi_r(\vartheta)$, существующий в течение интервала времени T , $\vartheta \in T$, который может состоять из аддитивной смеси $\xi_r(\vartheta) = A\xi_t(\vartheta) + \xi_g(\vartheta)$ отраженного целью сигнала $\xi_t(\vartheta)$ и помехи $\xi_g(\vartheta)$, если $A = 1$, или только из помехи $\xi_r(\vartheta) = \xi_g(\vartheta)$, если $A = 0$. Необходимо на основе анализа входного колебания вынести решение о наличии или об отсутствии во входной смеси сигнала, отраженного одиночной точечной целью. Сигнал, помеха и их смесь представляют собой случайные гауссовы комплекснозначные процессы с конечной энергией, почти все реализации которых могут быть представлены в виде обобщенного ряда Фурье $\xi(\vartheta; p) = \sum_{n=1}^{\infty} Z(n; p)\psi_n(\vartheta)$, где $Z(n; p) = \int_T \xi(\vartheta; p)\psi_n^*(\vartheta)d\vartheta$, звездочкой $*$ обозначена комплексно сопряженная функция, $p = 1, \dots, P$ – номер реализации, $\psi_n(\vartheta)$ – ортонормированный базис. Энергетические спектры помехи $E|Z_g(n)|^2 = N_0$, ожидаемого $\xi(\vartheta; \nu)$ и отраженного $\xi_t(\vartheta)$ сигналов $E|Z(n; \nu)|^2 = E|Z_t(n)|^2 = \varepsilon_\xi / N$ известны и равномерны в полосе пропускания приемника Δf . Здесь E – знак математического ожидания, ν – известный вектор параметров, зависящий от дальности цели, ее скорости, эффективной поверхности рассеяния и т.д., $\varepsilon_\xi = E \int_0^T |\xi(\vartheta)|^2 d\vartheta$ – энергия сигнала $\xi(\vartheta; \nu) = \xi_t(\vartheta)$, N – количество спектральных составляющих.

2. Алгоритм обнаружения для данных моделей сигнала и помехи можно представить в следующем виде: выносится решение о наличии сигнала на входе приемника, если решающая статистика L превышает порог L_0 , $L \geq L_0$, и решение о его отсутствии, если $L < L_0$, т.е.

$$L(\nu) = \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N \left[\operatorname{Re}\{Z_r(n; p)Z^*(n; p; \nu)\} + \frac{\rho}{2}|Z_r(n; p)|^2 - \frac{1}{2}|Z(n; p; \nu)|^2 \right] \begin{cases} \geq L_0 \Rightarrow \text{сигнал есть;} \\ < L_0 \Rightarrow \text{сигнала нет,} \end{cases} \quad (1)$$

где $Z_r(n; p) = Z_t(n; p) + Z_g(n; p)$ – спектр реализации входного сигнала, $Z(n; p; v)$ – спектр реализации ожидаемого сигнала, $\rho = \varepsilon_\xi / N_0 PN$ – отношение энергии спектральных составляющих сигнала и помехи на входе приемника, $\sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N |Z(n; p; v)|^2$ – оценка энергии ε_ξ ожидаемого сигнала $\xi(\vartheta; v)$, ε_ξ а priori известная величина, которая может быть включена в пороговое значение. Тогда если $\rho \ll 1$, то решающая статистика может быть представлена в следующем виде [5]

$$L(v) = \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N \operatorname{Re} [Z_r(n; p) Z^*(n; p; v)] \quad (2)$$

Это наиболее распространенное представление т.к. в настоящее время разработка когерентных обнаружителей для радиолокационных систем, использующих стохастические зондирующие сигналы [1–3], основана на эвристическом подходе. Они строятся по аналогии с когерентными обнаружителями, когда в качестве зондирующих используются детерминированные сигналы.

3. Вероятностные характеристики. Независимо от схемы оптимального приемника вероятности правильного обнаружения P_D или ложной тревоги P_F могут быть определены на основе закона распределения решающей статистики L . Ниже рассмотрим два случая: 1) на входе когерентного обнаружителя есть отраженный сигнал и 2) его на входе нет.

Если на входе действует только помеха, $A = 0$, то $L(v) = \sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Re} [Z_g(n; p) Z^*(n; v; p)]$ и плотность вероятности решающей статистики можно найти, если определить плотность вероятности произведения $Z_g Z_t^*$, а затем воспользоваться математическим аппаратом характеристических функций. В результате можно получить следующее соотношение

$$p_g(L; m) = \frac{H(L) + (-1)^{(3m+1)/2} H(-L)}{\sqrt{\pi} \Gamma(m/2)} \left(\frac{2QN}{N_0 \varepsilon_\xi} \right)^{\frac{m+1}{4}} \left(\frac{L}{2} \right)^{\frac{m-1}{2}} K_{\frac{m-1}{2}} \left(\sqrt{\frac{2QNL^2}{N_0 \varepsilon_\xi}} \right) \quad (3)$$

где $H(L)$ – функция Хевисайда, $H(-L) = 1 - H(L)$, параметр m – число слагаемых в двойной сумме соотношения (2), которое может быть равно PN , $K_{(m-1)/2}(\cdot)$ – функция Макдональда $(m-1)/2$ порядка. Поэтому распределение, задаваемое с помощью функции плотности (3), будем называть M -распределением. Если $m = 1$, то из (3) может быть получена плотность вероятности произведения $Z_g Z_t^*$, $p_g(L) = p_g(L; 1)$.

Плотность вероятности решающей статистики $p_g(L; m)$ при наличии на входе только помехи, $\varepsilon_\xi = 200$, $N_0 = 0,02$ и $m = 4$ и 80 , пунктирная и сплошная линия соответственно, показана на рис. 1, из которого следует, что с увеличением m ширина кривой в окрестности пика увеличивается, а максимальное значение и уровень остатков уменьшаются.

Если на входе действует и сигнал и помеха, $A = 1$, то решающая статистика состоит из двух групп слагаемых $L(v) = \sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} |Z(n; v; \lambda)|^2 + \sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Re} [Z_g(n; \lambda_q) Z^*(n; v; \lambda_q)]$. Так как зондирующий сигнал и помеха независимы, то эти слагаемые также являются независимыми случайными величинами. Их совместная плотность вероятности $p_{tg}(L; m)$ может быть определена как композиция плотности вероятности (3) и χ^2 . Соотношения для плотности вероятности решающей статистики получены для конкретных значений m . Если $m = 2$, то плотность вероятности $p_{tg}(L; 2)$ может быть записана в следующем виде

$$p_{ig}(L;2) = \frac{2 \exp\{-L/\varepsilon_\xi\} H(L)}{(2\varepsilon_\xi - N_0/2)} + \frac{\exp\{L/\sqrt{N_0\varepsilon_\xi/4}\} H(-L)}{(2\varepsilon_\xi + \sqrt{N_0\varepsilon_\xi})} - \frac{\exp\{-L/\sqrt{N_0\varepsilon_\xi/4}\} H(L)}{(2\varepsilon_\xi - \sqrt{N_0\varepsilon_\xi})}$$

При дальнейшем увеличении базы стохастического сигнала m сложность и громоздкость формул резко возрастают, а возможность их интерпретации существенно снижается.

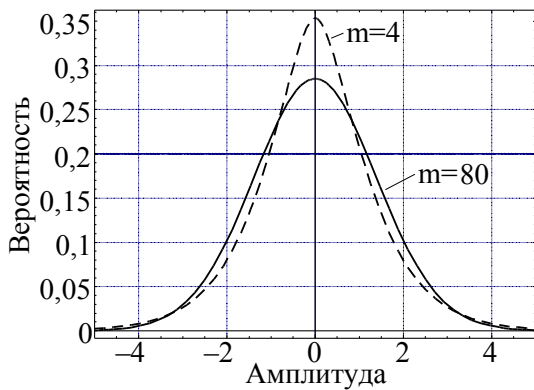


Рис. 1

Рис. 2

На рис. 2 показан график плотности вероятности решающей статистики $p_{ig}(L;m)$ при $A=1$, $\xi_g(\vartheta) \neq 0$, отношении сигнал/помеха $q^2 = 10$ и со средним, равным ε_ξ , если $m=10$, и $m=100$, из которого следует, что с увеличением m ширина плотности вероятности и уровень ее остатков уменьшаются, а максимальное значение увеличивается. Если $m \rightarrow \infty$, то функциональная последовательность $p_{ig}(L;m)$ слабо сходится к гауссовскому закону со средним $m_1 = \varepsilon_\xi$ и дисперсией $D = \varepsilon_\xi N_0/2$.

На основе этих плотностей может быть найдена зависимость вероятности ложной тревоги P_F от порогового отношения h и зависимость вероятности правильного обнаружения P_D от отношения сигнал/помеха q при различных значениях базы m зондирующего стохастического сигнала и при различных значениях вероятности ложной тревоги P_F .

Рис. 3

Рис. 4

На рис. 3 приведена такая зависимость для вероятности ложной тревоги $P_F = 10^{-4}$ и различных значений $m = 1, 3, 10, 30, 100, 300$ и 1000 . С помощью пунктирной линии на графике показана функция $P_D(q, h) = 0,5[1 + \Phi(q - h)]$, построенная для случая, когда используются детерминированные зондирующие сигналы [4], где $\Phi(\cdot)$ — интеграл вероятности. Из графиков видно, что при $P_F = const$ и $m \rightarrow \infty$ функциональная последовательность $P_D(q, h; m)$ сходится к функции $P_D(q, h)$.

Семейство характеристик обнаружения сигналов с известными параметрами при использовании стохастических зондирующих сигналов для $m = 300$ и различных значений вероятности ложной тревоги $P_F = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}, \dots, 10^{-10}$ показано на рис. 4 с помощью сплошных линий, кривые $1 \div 10$ соответственно. Для тех же вероятностей ложной тревоги на рисунке также приведено семейство характеристик обнаружения для случая, если зондирующими являются детерминированные сигналы (пунктирные линии).

Выводы. Алгоритм оптимального обнаружения сигналов в условиях полной априорной информации обобщен на случай когда в качестве зондирующих используются стохастические сигналы. Показано, что решающая статистика есть алгебраическая сумма оценок: энергии аддитивной смеси входных сигналов, энергии ожидаемого сигнала и их скалярного произведения. Когерентный обнаружитель стохастических сигналов, пред-

ставляющий собой скалярное произведение, может считаться оптимальным, только если на входе обнаружителя энергия спектральных составляющих отраженного сигнала много меньше энергии составляющих помехи.

В работе получены характеристики обнаружения стохастических сигналов в условиях полной априорной информации для разных значений базы при когерентном приеме. Они в тех же условиях позволяют сравнить их с аналогичными характеристиками для детерминированных сигналов. Показано, что характеристики обнаружения детерминированных сигналов являются теоретическим пределом, к которому сходятся характеристики обнаружения стохастических. Единственный путь приближения характеристик обнаружения стохастических сигналов при когерентном обнаружении к характеристикам детерминированных – увеличение базы стохастического зондирующего сигнала. При проектировании радиолокационной системы всегда можно выбрать стохастический зондирующий сигнал с такой базой, которая позволит минимизировать потери в отношении сигнал/помеха. Для нахождения характеристик обнаружения получены условные плотности вероятности решающей статистики когерентного обнаружителя при наличии и при отсутствии отраженного сигнала. Показано, что эти плотности являются не гауссовыми функциями, даже если зондирующий стохастический сигнал и аддитивная помеха – гауссовы случайные процессы. Они сходятся к гауссовым, если база стохастического сигнала стремится к бесконечности. Полученные характеристики являются теоретическим пределом улучшения характеристик радиолокационных систем, в которых для зондирования используются стохастические сигналы с фиксированной базой.

Результаты получены в соответствии со статистической теорией принятия решений и энергетической теорией случайных процессов без предположения о стационарности входных сигналов и имеют достаточно общий характер. Они могут использоваться при проектировании радиолокационных систем, использующих конкретные типы стохастических зондирующих сигналов.

Литература.

1. Фадеев А. М. Шумовые радиолокационные системы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1968. – № 4, – С. 3–28.
2. Могила А. А., Лукин К. А., Шиян Ю. А. Шумовой корреляционный измеритель дальности и вектора радиальной скорости релейного типа // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2000. –Т.5, №3 – С.124–130.
3. Garmatyuk D. S. Narayanan R. M. Ultra-Wideband Continuous Random Noise Arc-SAR // IEEE Trans. on Geosciences & Remote Sensing. – 2002. – Vol. 40, No. 12. – P. 745–752.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под общ. ред. Я. Д. Ширмана. – 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
5. Могила А. А. Оптимальный прием сигналов в условиях полной априорной информации при использовании стохастических зондирующих сигналов // Радиотехника. – 2011. – Вып.164. – С. 11–20.

