

ОБНАРУЖЕНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ БИСТАТИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМОЙ С ПЕРЕДАЮЩЕЙ БАЗОВОЙ СТАНЦИЕЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

д.т.н., проф. А.П. Кондратенко, П.А. Коваленко, А.В. Очкуренко

Анализируются возможности обнаружения воздушных объектов при их подсвете сигналами базовых станций сотовой связи стандарта GSM. Оценивается влияние формы диаграммы направленности приемной антенны на конфигурацию зон обнаружения бистатической системы.

Постановка проблемы. Радиолокационные станции (РЛС) являются основным и практически единственно достоверным и надежным источником информации в современной системе воздушного наблюдения. Вместе с тем в военных конфликтах эти РЛС могут подвергнуться разным видам подавления. Как известно, одним из недостатков активной однопозиционной РЛС является легкость ее обнаружения техническими средствами разведки противника. Следует также отметить постоянно повышающиеся требования к помехозащищенности и информационной способности РЛС на фоне непрерывного снижения эффективной отражающей поверхности и улучшении ТТХ средств воздушного нападения противника.

Так, за последние 15 лет технологии типа Stelth привели к сокращению отражающей поверхности в десятки и даже сотни раз, а на подходе уже новые, более совершенные плазменные технологии [1]. При этом необходимо учитывать постоянно применяемую практику преодоления средств противовоздушной обороны на малых высотах, что приводит к сокращению дальности обнаружения.

Анализ литературы. Одним из возможных путей, а в будущем может быть и единственным, достижения требуемых ТТХ является использование многопозиционных радиолокационных станций и систем (МПРЛС) [2]. Так, один из контрактов на проведение трехгодичных исследований стоимостью 3 млн. фунтов стерлингов по разработке новых методов обнаружения, сопровождения и классификации самолетов, беспилотных летательных аппаратов и систем оружия типа Stelth получила фирма “Tomson Reical Defence”. В ходе исследований будут рассмотрены 10 отдельных проектов, в том числе предусматривающие разработку бистатических и мультистатических РЛС [1].

В последнее время проводятся работы по исследованию МПРЛС, в которых используются сигналы передатчиков, не входящих в состав системы, т.е. использующие стороннее, “чужое” излучение. В качестве передатчиков в таких системах наиболее часто используются передатчики телевизионных центров и радиовещательных станций [1, 3].

В связи с бурным развитием системы сотовой связи, в разных странах проводятся исследования о возможности использования в качестве подсвечивающего сигнала – излучения базовых станций (БС) стандарта GSM [4]. В докладе на международной научно – технической конференции по радиолокации “Radar-2003” обсуждалась возможность применения сигналов БС в МПРЛС и их точностные характеристики [5]. На данный момент уже оценены возможности по обнаружению наземных объектов (автомобилей) в бистатической системе сигналами БС [6].

Анализ литературы подтверждает актуальность задачи использования сигнала БС стандарта GSM в качестве подсвечивающего в МПРЛС.

Цель статьи. Оценить возможности бистатической радиолокационной системы, как ячейки МПРЛС, с передающей БС стандарта GSM по обнаружению воздушных объектов.

1. Методика анализа. Будем рассматривать разнесенную радиолокационную систему, которая состоит из одной передающей (Пер.) и одной приемной (Пр.) позиции – бистатическую систему. В качестве передающей позиции будем использовать БС сотовой связи стандарта GSM-900. Качественно ситуация изображена на рис. 1.

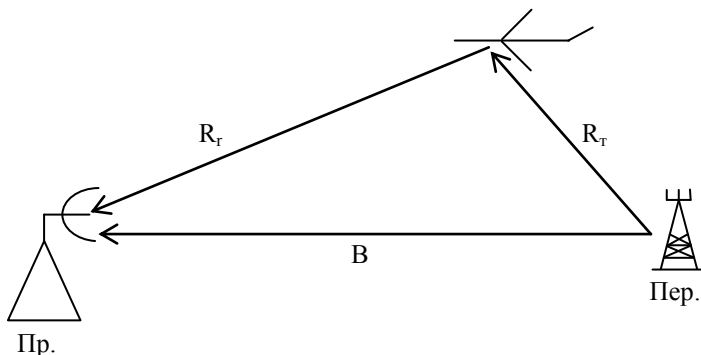


Рис. 1. Геометрия бистатической радиолокационной системы

Особенностью сигналов БС при использовании их в качестве подсвечивающих, является неизвестный закон модуляции, т.е. сигнал является случайным. В этом случае для решения задач синхронизации пози-

ций необходимо использовать прием прямого сигнала базовой станции [7]. Для этого в состав приемной позиции вводится дополнительный канал (устройство), который будем называть опорным. При этом одновременно решается задача обеспечения прообраза (копии) подсвечивающего сигнала в приемной позиции, который необходим для корреляционной обработки случайного сигнала в корреляционном приемнике (корреляторе).

Выражение для отношения сигнал шум по мощности на выходе коррелятора [8]:

$$q_{\text{ВЫХ}}^2 = \frac{\rho^2}{1 + \rho^2} \cdot K_{\text{СЖ}}, \quad (1)$$

где $q_{\text{ВЫХ}}^2$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) по мощности на выходе коррелятора; $K_{\text{СЖ}} = \Delta f \cdot \tau_c$ – коэффициент сжатия полезного сигнала; Δf – эквивалентная ширина спектра обрабатываемого полезного сигнала (в стандарте GSM $\Delta f = 200$ кГц); τ_c – эквивалентное время интегрирования;

$$\rho^2 = \frac{q_1^2}{1 + q_1^2} \cdot \frac{q_2^2}{1 + q_2^2} \cdot \rho^2(\tau, F) -$$

коэффициент корреляции входного и опорного колебания; q_1^2, q_2^2 – отношение сигнал/шум по мощности на входах коррелятора; $\rho^2(\tau, F)$ – время-частотная функция рассогласования принимаемого и опорного колебания.

Учтем, что ОСШ в опорном канале значительно больше единицы ($q_2^2 \gg 1$). Будем полагать, что $\rho^2(\tau, F) = 1$ – существенный при обнаружении случай. При этих допущениях выражение (1) преобразуется:

$$q_{\text{ВЫХ}}^2 = \Delta f \cdot \tau_c \cdot q_1^2. \quad (2)$$

В качестве q_1 в выражении (2) будем рассматривать входное отношение сигнал/фон:

$$q_1^2 = \frac{P_R}{P_{\text{П}} + P_{\text{Ш}}} \cdot \frac{1}{\alpha_{\text{П}}}, \quad (3)$$

где $\alpha_{\text{П}}$ – коэффициент, учитывающий потери на распространение и отличие обработки от оптимальной; P_R – мощность сигнала, отраженного от воздушного объекта; $P_{\text{Ш}}$ – мощность внутренних шумов; $P_{\text{П}}$ – мощность фона.

Выражение для P_R имеет вид:

$$P_R = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_B}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R_T^2 \cdot R_R^2} \cdot F_T(\varepsilon, \beta) \cdot F_R(\varepsilon, \beta), \quad (4)$$

где P_T – мощность излучения БС; G_T – коэффициент усиления антенны БС; G_R – коэффициент усиления антенны приемного устройства; R_T – расстояние от передатчика (БС) до воздушного объекта; R_R – расстояние от приемника до воздушного объекта; $F_T(\varepsilon, \beta)$ – нормированная диаграмма направленности антенны (ДНА) БС; $F_R(\varepsilon, \beta)$ – нормированная диаграмма направленности антенны приемного устройства; ε – угол места; β – азимут.

Для рассматриваемой сигнально-помеховой обстановки мощность фона значительно превышает мощность внутренних шумов ($P_n \gg P_{ш}$) и определяется уравнением радиосвязи [9]:

$$P_n = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot B^2 \cdot K_{под}} \cdot F_T(\varepsilon, \beta) \cdot F_R(\varepsilon, \beta), \quad (5)$$

где дополнительно к (4): B – расстояние от передатчика к приемнику – база системы; $K_{под}$ – коэффициент подавления сигнала фона.

Следует отметить, что за пределами города ДНА БС состоит из четырех секторных диаграмм направленности, а результирующая в азимутальной плоскости ДНА БС по уровню – 3 дБ является круговой. Для анализа энергетического потенциала системы будем считать ДНА в вертикальной плоскости равной близкой 1, что выполняется для воздушных объектов, летящих на малых высотах. С учетом сказанных допущений:

$$F_T(\varepsilon, \beta) = 1; \quad (6)$$

$$F_R(\varepsilon, \beta) = F_R(\beta).$$

Подставляя выражения (4), (5) в (3), а (3) в (2), получаем

$$q_{вых}^2 = \Delta f \cdot \tau_c \cdot \frac{K_{под} \cdot B^2 \cdot \sigma_B}{(4 \cdot \pi) \cdot R_T^2 \cdot R_R^2 \cdot \alpha_n \cdot F_R(\beta)} = \frac{K_{пр}}{R_T^2 \cdot R_R^2}, \quad (7)$$

где $K_{пр}$ – некоторая постоянная для конкретной системы и условий локации величина, характеризующая энергетические параметры системы.

Очевидно, что выходное ОСШ на выходе коррелятора должно быть не меньше требуемого значения $q_{треб}^2$, которое определяется значениями условных вероятностей правильного обнаружения D и ложной тревоги F , т.е. необходимо выполнение условия:

$$q_{вых}^2 \geq q_{треб}^2. \quad (8)$$

При выполнении этого условия введем коэффициент дальности

$$K_D = \sqrt{\frac{K_{пр}}{q_{треб}^2}}, \quad (9)$$

и затем будем сравнивать в каждой точке положения воздушного объекта произведение дальностей $R_R R_T$ с этим коэффициентом: если $R_R R_T \leq K_D$, то точка принадлежит зоне, и наоборот; последний факт будем индцировать минимальной дальностью, на которой условие выполняется.

При корреляционной обработке сигнала, отраженного от воздушного объекта, эквивалентное время интегрирования обычно выбирается исходя из времени нахождения воздушного объекта в луче приемной антенны – времени накопления. Расчеты показывают, что для типовых РЛС дециметрового диапазона оно составляет $t_n = (50 \dots 125)$ мс. Поэтому в качестве τ_c будем принимать t_n .

2. Анализ результатов. Анализ выражения (13) будем проводить при следующих значениях переменных: $\Delta f = 200$ кГц, $t_n = 80$ мс, $\alpha_n = 20$, $B = 33$ км – среднее значение базы в рассматриваемой системе. Будем считать, что процесс обнаружения характеризуется значением условной вероятности правильного обнаружения $D = 0,9$ при условной вероятности ложной тревоги $F = 10^{-5}$, что охотно принимается многими авторами. При этом требуемое значение ОСП $q = 14,8$ [10].

На рис. 2 изображены зоны обнаружения для $\sigma_B = 1$ при различных амплитудных распределениях (АР): а – $\frac{\sin(x)}{x}$, б – $\cos(x)$; внутренним кривым соответствует $K_{под} = 50$ дБ, внешним – $K_{под} = 60$ дБ, в начале координат размещена приемная позиция.

Видно, что зоны обнаружения отличаются от классических зон обнаружения – овалов Кассини. Это объясняется тем, что обнаружение полезного сигнала происходит на фоне мощного неравномерного помехового фона – проникающего сигнала. Чем меньше уровень проникающего сигнала, тем больше зоны обнаружения и ближе к овалам Кассини.

Так при использовании АР вида $\frac{\sin(x)}{x}$ имеем наибольший уровень боковых лепестков (21% – уровень первого бокового лепестка) и – как следствие – больший уровень проникающего сигнала, что приводит к уменьшению зоны обнаружения. Особенно это заметно в области главного луча и ближних боковых лепестков – (330 – 30) градусов. При нулевом азимуте (приемник “смотрит” на передатчик) в зоне обнаружения наблюдается максимальный провал, равный ширине ДНА, так как уровень фона максимальный.

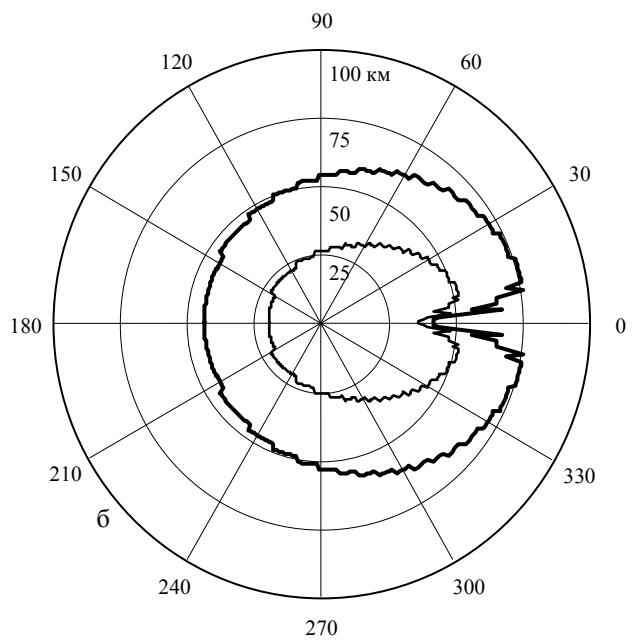
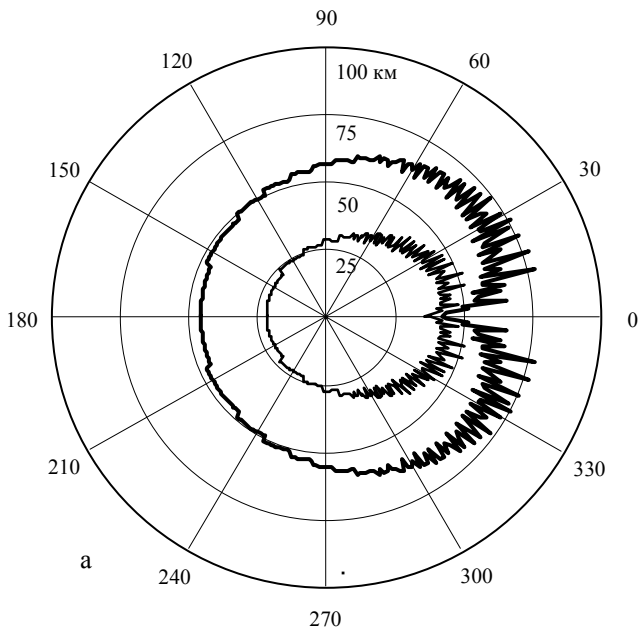


Рис. 2. Зоны обнаружения при различных амплитудных распределениях

При использовании амплитудных распределений вида $\cos(x)$ имеем уровень первого бокового лепестка 7%, что уменьшает помеховый фон и увеличивает зону обнаружения. Платой за уменьшения уровня боковых лепестков является расширение главного луча (при неизменных электрических размерах антенны) и пропорциональное уменьшение зоны обнаружения в направлении на базовую станцию.

На рис. 3 изображены зоны обнаружения при АР вида $\cos(x)$ и $\sigma_6 = 10$, внутренним кривым соответствует $K_{\text{под}} = 50$ дБ, а внешним соответствует $K_{\text{под}} = 60$ дБ.

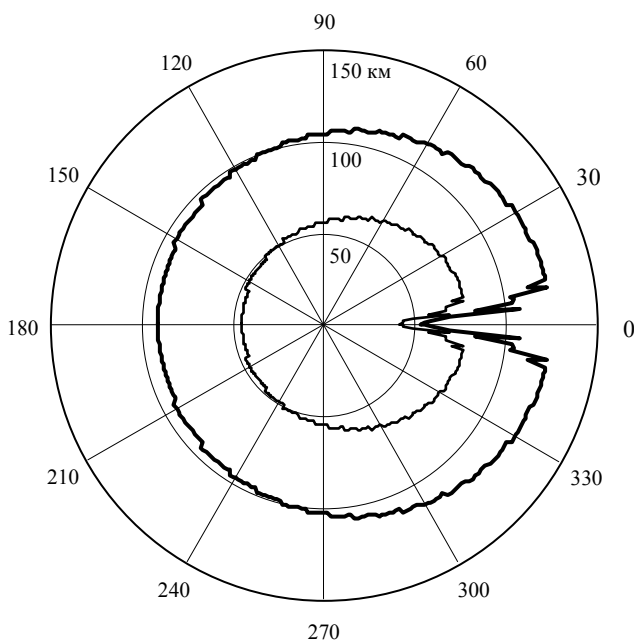


Рис. 3. Зоны обнаружения при $\sigma_6 = 10$

Как и следовало ожидать зона обнаружения при увеличении σ_6 также увеличивается. Это объясняется тем, что при неизменном уровне фона увеличился уровень полезного сигнала.

Следует отметить, что полученные результаты характерны для наиболее тяжелых условий функционирования системы, когда уровень проникающего сигнала максимален, независимо от местоположения воздушного объекта. Другие условия представляют собой предмет дальнейших исследований.

Выводы. 1. Использование сигналов БС сотовой связи в качестве подсвечивающих позволяет формировать приемлемые зоны обнаружения, особенно по воздушным объектам на малых высотах.

2. Для формирования приемлемых зон обнаружения необходимо обеспечивать значение $K_{под} > 50$ дБ и накопление порядка 100 мс в корреляторе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рябов Б. Новый облик радиолокации // Воздушно-космическая оборона. – 2001. – № 1 (1). – [Электр. ресурс]. – Метод доступа <http://www.vko.ru>.
2. Черняк В С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
3. Кондратенко А.П. Роль и место нетрадиционной радиолокации в системе контроля воздушного пространства // Зб. наук. пр. ХВУ. – 2002. – Вип. 1 (39). – С. 87 – 90.
4. Гвозденко А. Сотовая сеть в роли радара // Компьютерное обозрение. – 2003. – № 46. – С. 68.
5. Ширман Я.Д., Орленко В.М. Деякі тенденції розвитку радіолокації // III наукова конференція молодих вчених Харківського військового Університету. Тези доповідей. – Х.: ХВУ. – 2003. – С. 3.
6. Hongo Sun, Danny K.P. Tan, Yilong Lu. Design and Implementation of an Experimental GSM Based Passive Radar. – 2003 International Conference on Radar. Adelaide, Australia, 3 – 5 September, 2003. – [Электр. ресурс]. – Метод доступа <http://www.causal.on.net>.
7. Аверьянов В.Я. Разнесенные радиолокационные станции и системы. – Минск.: Наука и техника, 1978. – 184 с.
8. Седышев Ю.Н. Теория и техника генерирования, излучения и приема радиолокационных сигналов. – Х.: ВИРТА, 1986. – 650 с.
9. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. Изд. 2-е, доп. и перераб. – М.: Сов. радио, 1972. – 464 с.
10. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.

Поступила 19.10.2004

КОНДРАТЕНКО Александр Павлович, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры Харьковского университета Воздушных Сил. Окончил ВИРТА в 1968 году. Область научных интересов – радиолокация и радионавигация, радиотехнические системы.

КОВАЛЕНКО Павел Анатольевич, адъюнкт очной адъюнктуры при Харьковском университете Воздушных Сил. В 2001 году окончил Харьковский военный университет. Область научных интересов – радиолокация и радионавигация, радиотехнические системы.

ОЧКУРЕНКО Александр Викторович, адъюнкт очной адъюнктуры при Харьковском университете Воздушных Сил. В 1999 году окончил Киевский институт управления и связи. Область научных интересов – радиолокация, оптимизация обработки радиолокационных сигналов.