

ОПТИМАЛЬНЫЙ И КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В БИСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ПЕРЕДАЮЩЕЙ БАЗОВОЙ СТАНЦИЕЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

П.А. Коваленко
(Харьковский университет Воздушных Сил)

Синтезируются оптимальный и квазиоптимальный алгоритмы обнаружения сигналов в двухпозиционной радиолокационной системе, в которой в качестве передающей позиции выступает базовая станция сотовой связи. Оцениваются потери в площади зоны обнаружения при использовании квазиоптимального алгоритма обнаружения.

оптимальный и квазиоптимальный алгоритмы обнаружения сигналов, двухпозиционная радиолокационная система

Постановка проблемы. Современные системы контроля воздушного пространства (СКВП) являются сложными радиотехническими системами, которые по своей сложности и стоимости относятся к большим системам и требуют большого финансирования. На сегодняшний день контроль воздушного пространства Украины встречает некоторые трудности, которые связаны с известными причинами – нестабильность экономики, недостаточное финансирование, отсутствие необходимых поставок комплектующих и запасных частей, моральное и техническое старение техники.

Радиолокационное поле (рлп) СКВП является двухъярусным: нижнее и верхнее рлп. Обеспечение верхнего рлп на сегодняшний день не вызывает трудностей, особенно при интеграции в СКВП радиолокаторов системы управления воздушным движением, которые фактически перекрывают всю область больших и средних высот рлп над территорией Украины [1]. Для формирования нижнего яруса рлп традиционно использовали подъем антенн на большую высоту и повышение энергетического потенциала радиолокационных средств. Это приводит к усложнению техники, повышению затрат на техническое обслуживание и эксплуатацию и не всегда приводит к желаемому результату.

Анализ литературы. Одним из возможных путей обеспечения нижнего яруса рлп является использование многопозиционных радиоло-

кационных систем (МПРЛС), которые используют излучение внешних (по отношению к системе) передатчиков [2]. На сегодняшний день накоплен обширный как теоретический, так и практический опыт создания подобных бистатических систем, в которых в качестве передающих позиций выступают телевизионные центры и УКВ радиостанции.

В настоящее время в некоторых зарубежных странах (Великобритания, Германия) ведутся исследования по использованию излучения базовых станций (БС) мобильной связи стандарта GSM для обнаружения воздушных объектов (ВО) [3, 4]. В работах [5, 6] оценена геометрия МПРЛС с передающими станциями мобильной связи и решена задача синхронизации позиций МПРЛС. Оценка возможности обнаружения ВО по сигналам БС стандарта GSM и их точностные характеристики приведены в [7].

Анализ приведенной литературы определяет актуальность проводимых исследований. Элементарной ячейкой МПРЛС является бистатическая радиолокационная система (БРЛС), состоящая из разнесенных одной приемной и одной передающей позиции. При разработке новой системы естественно желание использовать оптимальные (по определенному критерию) алгоритмы обнаружения, которые обеспечивают потенциальные возможности системы. Однако, оптимальные алгоритмы получаются громоздкими и сложными, что приводит к сложному построению системы и, как следствие, к увеличению стоимости, сложности в обслуживании и т.д.

Цель статьи. Синтезировать оптимальный и квазиоптимальный алгоритмы обнаружения сигналов в бистатической радиолокационной системе с передающей БС, оценить эффективность и предложить пути их возможной реализации.

Методика анализа. Рассмотрим бистатическую радиолокационную систему, которая состоит из одной передающей (Пер.) и одной приемной (Пр.) позиции – бистатическую систему. В качестве передающей позиции будем рассматривать БС сотовой связи стандарта GSM – 900. В БС используются направленные диаграммы направленности (ДН), которые создают сектора обслуживания. На Украине за пределами города используются: двухсекторные БС с взаимным смещением секторов на 180° (размещаются вдоль дорог), трех и четырех секторные БС с взаимным смещением секторов на 120° и 90° соответственно, либо произвольной ориентацией секторных ДН. В каждом секторе излучается сигнал на своей несущей частоте (в своем частотном канале) в диапазоне 935 – 960 МГц. Номинальное значение частотного канала f_0 (в МГц) связано с его номером соотношением:

$$f_0 = 935,200 + 0,200 \cdot N, \quad 1 \leq N \leq 124. \quad (1)$$

Рассмотрим энергетические соотношения в разнесенной радиолокационной системе, которая состоит из одного приемного пункта и трехсекторной БС с произвольной взаимной ориентацией секторов. Для простоты рассуждений будем считать, что в каждом секторе присутствует один частотный канал: f_r , f_i , f_j . Качественно ситуация изображена на рис. 1.

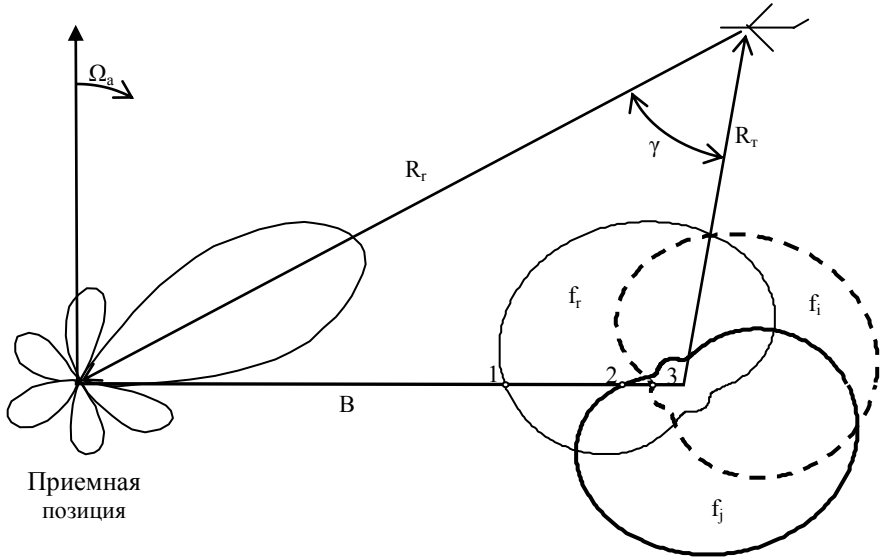


Рис. 1. Геометрия бистатической системы

Таким образом, на входе приемной системы в каждый момент времени одновременно будет поступать три разнесенных по частоте сигнала, т.е. подсвечивающий сигнал является многочастотным.

В [8] показано, что алгоритм обнаружения сигналов в разнесенной системе зависит от многих факторов, в том числе от типа системы и способа объединения информации. В [9] показана функциональная структура БС, из которой видно, что передатчики БС не сфазированы между собой, поэтому будем считать, что сигналы различных секторов (или частот) являются некогерентными.

При обнаружении многочастотного сигнала необходимо учитывать степень (характер) корреляции амплитудных флюктуаций на различных частотах (в нашем случае в различных частотных каналах), которая зависит от разноса частот несущих колебаний. Анализ показывает, что при

реально существующих разносах между частотными каналами в секторах БС амплитудные флуктуации в каналах являются частично коррелированными и в большинстве случаев присутствуют дружные амплитудные флуктуации в частотных каналах.

Следовательно, необходимо решить задачу обнаружения в приемной позиции многочастотного сигнала при дружных амплитудных флуктуациях в различных частотных каналах. Также будем считать, что помехи в различных частотных каналах являются некоррелированными между собой. Поставленную задачу можно рассматривать как часть общей проблемы пространственно – частотно – временной обработки полей. Ее решение сводится к аналогичному решению задачи обнаружения пространственно – когерентного сигнала с дружными амплитудными флуктуациями в МПРЛС с кратковременной пространственной когерентностью или пространственно – некогерентной МПРЛС. Следует отметить, что выбранная модель дружных флуктуаций амплитуд в частотных каналах является наихудшим случаем для обнаружения, т.к. при медленных (дружных) флуктуациях имеют место наибольшие энергетические потери из-за флуктуаций сигналов.

Явное выражения для алгоритма оптимальной обработки (отношения правдоподобия) удастся получить при слабых сигналах на выходе устройств согласованной обработки каждого канала и имеет вид [8]:

$$\Lambda = \sum_{i=1}^r \left(\frac{A_{i1}}{N_i} \right)^2 \cdot |Z_i|^2, \quad (2)$$

где Λ – отношения правдоподобия; $A_{i1} = \frac{P_i}{P_1}$ – известное отношение

вторых начальных моментов распределений эффективных значений сигнала в i -ом и первом (основном) канале – отношение средних мощностей сигналов; N_i – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума в i -ом канале; Z_i – результат согласованной обработки в i -ом канале; r – количество частотных каналов.

Таким образом, при слабых сигналах оптимальный алгоритм сводится к согласованной обработке и квадратичному детектированию в каждом канале, затем весовому суммированию выходов квадратичных детекторов всех каналов.

Алгоритм (2) был синтезирован для рэлеевского распределения флуктуаций амплитуд в каналах. В [8] показано, что этот алгоритм остается оптимальным при слабых сигналах для любой плотности вероятности амплитудных флуктуаций.

Структурная схема обнаружителя, который реализует алгоритмы обнаружения (2), приведена на рис. 2.

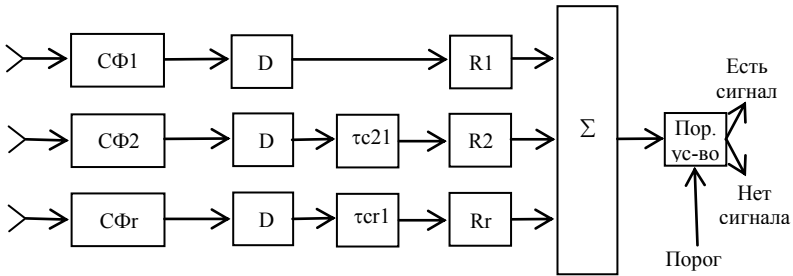


Рис. 2. Структурная схема оптимального обнаружителя

Работа обнаружителя сводится к согласованной фильтрации (СФ) в каждом канале и детектированию (D). Выходные сигналы устройств согласованной фильтрации выравниваются по задержке в соответствии со значениями запаздывания τ_{ci1} , которое обусловлено разными моментами начала зондирования в i -ом канале по отношению к первому (основному). Выровненные сигналы в каналах суммируются с весами

$R_i = \frac{P_i}{P_1 \cdot N_i^2}$, которые прямо пропорциональны мощности сигнала в i -ом

канале и обратно пропорциональны мощности сигнала в первом (основном) канале и квадрату спектральной плотности шума в i -ом канале. Видно, что весовые коэффициенты R_i увеличивают вклад тех каналов, где весовые коэффициенты больше (каналы с “сильными” сигналами), т.е. реализуется принцип “дорогу сильнейшему”.

При таком построении обнаружителя реализуются потенциальные возможности системы по обнаружению. Это приводит к многоканальному приемному устройству и необходимости постоянной оценки величин τ_{ci1} , что является трудной технической задачей и требует значительных аппаратных затрат.

В результате функционирования РЛС необходимо решать задачи оценки и анализа радиолокационной обстановки. Как известно, при оценке и анализе радиолокационной обстановки решаются следующие частные задачи: радиолокационный обзор; поиск и обнаружение цели; измерение координат целей и параметров их движения; разрешение целей; распознавание – классификация целей. Первой решается задача обзора заданной области пространства (организация радиолокационного

обзора) по дальности, скорости, угловым координатам и др., с целью обнаружения воздушного объекта. Рассмотрим “поведение” коэффициентов R_i при обзоре по угловым координатам в РЛС РТВ.

Для обнаружения воздушных объектов в поле подсвета БС мобильной связи можно использовать РЛС дециметрового диапазона волн. Эти РЛС являются одноканальными по пространству, т.е. в них используется регулярный последовательный обзор по азимуту (с угловой скоростью вращения антенны Ω).

Как видно из рис. 1, при каждом азимутальном направлении существует канал (сектор со своей несущей частотой), в котором коэффициент R_i значительно больше других. Даже при нахождении воздушного объекта в области пространства, в котором происходит облучение воздушного объекта двумя каналами одинаковой мощности ($P_i = P_r$) коэффициенты R_i и R_r различны в следствии различного уровня проникающего сигнала (точки 1, 2, 3) в каждом канале ($N_i \neq N_r$).

Можно показать, что весовые коэффициенты однозначно определяются формой секторной ДН и взаимной ориентацией секторных ДН одной БС, ожидаемого азимута прихода эхосигнала. Так как форма ДН и их взаимная ориентация постоянны, появляется принципиальная возможность априорно рассчитать значения коэффициентов R_i для каждого азимутального направления и каждого канала. На основании рассчитанных значений $R_i(\beta)$ предлагается квазиоптимальный алгоритм обнаружения:

$$\Lambda(\beta) = \max_i [R(\beta)_i \cdot |Z_i|^2]. \quad (3)$$

Таким образом, при квазиоптимальном алгоритме обнаружения для каждого азимутального направления выбирается один канал (сектор), который имеет наибольший весовой коэффициент (наибольшее отношение сигнал/фон). Выбор весовых коэффициентов физически можно трактовать так: для каждого азимутального направления выбирается канал, который создает максимальную плотность потока мощности у воздушного объекта при минимальном уровне проникающего сигнала. Структурная схема квазиоптимального обнаружителя представлена на рис. 3.

Особенностью сигналов БС является их случайный закон модуляции. Поэтому в качестве устройства согласованной фильтрации необходимо выбирать коррелятор. Как видно из рис. 3, при переходе к квазиоптимальному алгоритму обнаружения происходит переход от многоканального обнаружителя к одноканальному. Как отмечалось выше, при использовании сигналов БС необходимо использовать корреляционный приемник. Работа квазиоптимального обнаружителя, как и ранее, сво-

дится к согласованной обработке, детектированию и взвешиванию. Однако в каждый момент времени обнаружение производится только по одному каналу. Выбор этого канала и установка весовых коэффициентов производится блоком управления на основе предварительно вычисленных их значений, т.е. по заданной программе управления. Выбор требуемого канала производится коммутатором путем подключения необходимого опорного канала для коррелятора.

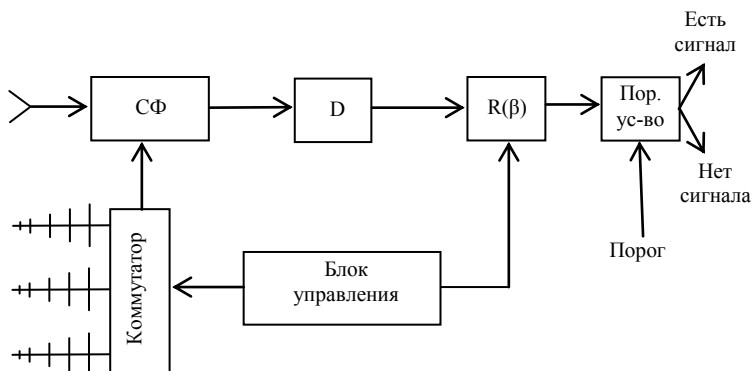


Рис. 3. Структурная схема квазиоптимального обнаружителя

Оценка эффективности оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов обнаружения проводилась при помощи математического моделирования. Заметим, что средняя мощность излучения БС (по результатам экспериментальных исследований, проведенных автором) составляет приблизительно 40 Вт.

На рис. 4 представлены рассчитанные зоны обнаружения бистатической системы при использовании оптимального (сплошная линия) и квазиоптимального (штрихпунктирная линия) алгоритмов обнаружения при следующих исходных данных:

- используется трехсекторная БС;
- $V = 33$ км – расстояние между передающей и приемной позицией;
- $\sigma = 1$ м² – эффективная отражающая поверхность рассеяния ВО;
- высота полета ВО 1 км;
- время накопления 60 мс;
- коэффициент подавления проникающего сигнала 80 дБ;
- мощность излучения 40 Вт.

Как видно из рисунка, зоны обнаружения отличаются от классических зон обнаружения бистатической системы – овалов Кассини. Это

объясняется двумя причинами. Во-первых тем, что обнаружение полезного сигнала происходит на фоне мощного неравномерного помехового фона – проникающего сигнала. Во-вторых – суммарная ДН БС не является круговой, в связи с чем плотность потока мощности у воздушного объекта различна для различных азимутальных и угломестных направлений. Наибольшее влияние проникающего сигнала наблюдается при прохождении антенной целевого канала (особенно при прохождении главным лепестком и первыми боковыми лепестками) направления на БС.

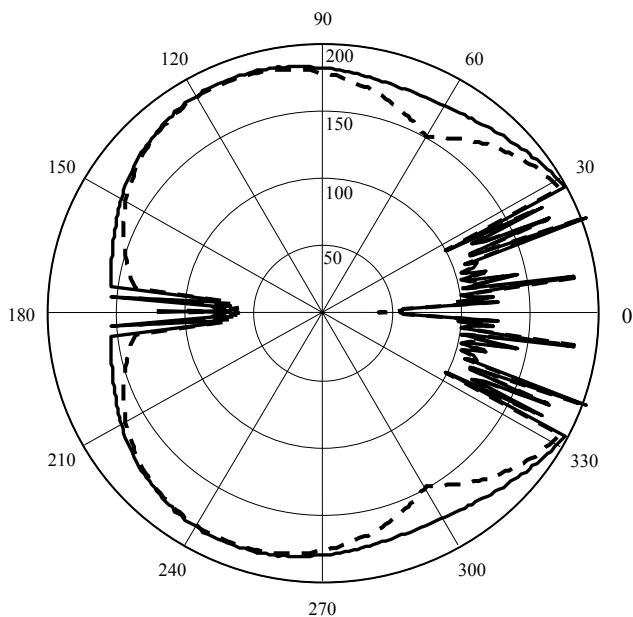


Рис. 4. Зоны обнаружения РРЛС при использовании оптимального и квазиоптимального алгоритма

Как и следовало ожидать, квазиоптимальный алгоритм имеет потери в площади зоны обнаружения по сравнению с оптимальным алгоритмом. На рис. 5 представлены графики зависимости потерь в площади зоны обнаружения от коэффициента подавления проникающего сигнала при использовании двухсекторной (сплошная кривая), трехсекторной (штрихпунктирная кривая), четырехсекторной (пунктирная кривая) БС.

Видно, что потери зависят как от коэффициента подавления, так и от используемой БС. Так, максимальные потери наблюдаются при использовании четырехсекторной БС и при значении коэффициента подавления проникающего сигнала 50 дБ составляют 10,3 %. Это объясняется,

во-первых, тем, что при использовании четырехсекторной БС уровень проникающего сигнала является наибольшим по сравнению с двух – и трехсекторной БС, т.к. состоит из четырех составляющих; во – вторых, четырехсекторная БС обладает наибольшим энергетическим потенциалом лишь при использовании оптимального алгоритма обнаружения. Уменьшение же уровня потерь при увеличении коэффициента подавления трактуется увеличением отношением сигнал/фон за счет уменьшения уровня фона (проникающего сигнала). Таким образом, применение квазиоптимального алгоритма обнаружения более целесообразно, т.к. приводит к незначительным потерям в площади зоны обнаружения по сравнению с оптимальным алгоритмом и обеспечивает одноканальное построение приемного устройства.

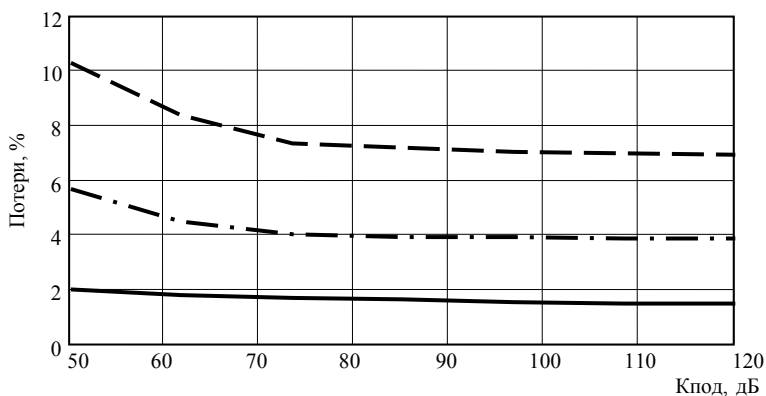


Рис. 5. Зависимость потерь от коэффициента подавления проникающего сигнала

Также следует заметить, что при значении коэффициента подавления проникающего сигнала 80 дБ и выше уровень потерь практически не изменяется. Физически это объясняется тем, что указанное значение Кпод обеспечивает подавление проникающих сигналов практически до уровня собственных шумов.

На рис. 6 представлены зоны обнаружения БРЛС при двухсекторной (кривая 1), трехсекторной (кривая 2), четырехсекторной (кривая 3) БС. Расчеты проводились при использовании квазиоптимального алгоритма обнаружения и следующих исходных данных: $V = 33$ км, ЭПР ВО $\sigma = 1$ м², высота полета ВО 1 км, время накопления 60 мс, Кпод = 80 дБ, мощность излучения 40 Вт.

Как показывает анализ (рис. 6), наибольшая площадь зоны обнаружения получается при использовании трехсекторной БС (кривая 2). Это объясняется тем, что при принятом взаимном расположении приемной и

передающей позиции и взаимной ориентации секторных ДН трехсекторная БС обладает наибольшим энергетическим потенциалом (при использовании квазиоптимального алгоритма обнаружения). Следует отметить, что при воздействии проникающего сигнала по главному лепестку и первым боковым лепесткам ДН целевой антенны (при прохождении ДН РЛС направления БС) зоны обнаружения идентичны (азимут $333 - 27$ градусов) при использовании указанных типов БС. Это происходит в связи с тем, что при выбранной геометрии системы в этом секторе углов используется один и тот же сектор БС.

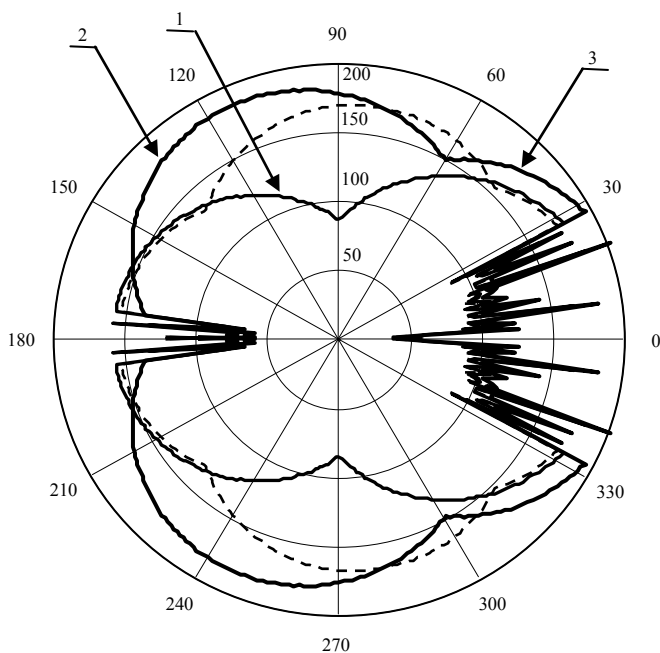


Рис. 6. Зоны обнаружения БРЛС

Выводы.

1. МПРЛС, которые используют сигналы БС в качестве подсвечивающих, могут существенно дополнить радиолокационную информацию и создать практически сплошной, скрытый нижний ярус радиолокационного поля.

2. Использование предложенного квазиоптимального алгоритма обнаружения позволяет значительно упростить техническую реализацию аппаратуры приемного пункта.

3. Потери в площади зоны обнаружения при использовании предложенного квазиоптимального алгоритма не превышают 10 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. Литвинов В.В. Радиолокаторы систем контроля воздушного пространства: ретроспектива и современные проблемы интеграции и унификации // Прикладная радиоэлектроника. – Х.: ХНУРЕ. – 2004. – Т. 3, № 4. – С. 61 – 74.
2. Кондратенко А. П. Роль и место нетрадиционной радиолокации в системе контроля воздушного пространства // Зб. наук. пр. – Х.: ХВУ. – 2002. – Вип. 1 (39). – С. 87 – 90.
3. Гвозденко А. Сотовая сеть в роли радара // Компьютерное обозрение. – 2003. – № 46. – С. 68.
4. Горелов А. Применение передатчиков телефонной мобильной связи в радиолокации // Зарубежное военное обозрение. – 2001. – № 2. – С. 54.
5. Геометрия многопозиционной радиолокационной системы с передающей базовой станцией мобильной связи / А.П. Кондратенко, В.В. Манаков, П.А. Коваленко, С.В. Шаповалов // Радиотехника. Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. – 2004. – № 139. – С. 45 – 49.
6. Синхронизация позиций в разнесенной системе с передающими станциями сотовой связи / А.П. Кондратенко, В.В. Манаков, П.А. Коваленко, С.В. Шаповалов // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – 2004. – № 4 (8). – С. 19 – 24.
7. Griffiths H. D. From a Different Perspective : Principles, Practice and Potential of Bistatic Radar // IEEE Int. RADAR 2003. *paper RA031000.pdf*, Adelaide, Australia, 3-5 September, 2003.
8. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
9. Закиров З.Г., Надев А.Ф., Файзуллин Р.Р. Сотовая связь стандарта GSM. Современное состояние, переход к сетям третьего поколения. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 264 с.

Поступила 5.09.2005

Рецензент: доктор технических наук, профессор А.П. Кондратенко,
Харьковский университет Воздушных Сил.