

УДК 621.396.96

ПРИНЦИПЫ ПОЛУЧЕНИЯ ДАЛЬНОСТНО-«КВАЗИУГЛОВЫХ» РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОРТРЕТОВ В АМПЛИТУДНОМ МОНОИМПУЛЬСНОМ ПЕЛЕНГАТОРЕ

С.А. ГОРШКОВ, Е.Н. БУЙЛОВ

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 25 января 2013

Обсуждаются принципы получения дальностно-«квазиугловых» радиолокационных портретов в амплитудном моноимпульсном пеленгаторе, где суммарно-разностная обработка реализуется не на сверхвысокой частоте, а на видеочастоте при цифровой обработке сигнала. Представлены результаты математического моделирования радиолокационных портретов цели.

Ключевые слова: амплитудный моноимпульсный пеленгатор, дальностный радиолокационный портрет (Д РЛП), дальностно-«квазиугловой» радиолокационный портрет, суммарно-разностная обработка.

Введение

Повышение мерности радиолокационных портретов (РЛП) целей (разрешение по радиальной дальности, частоте Доплера, угловым координатам и т.д.) приводит к повышению качества распознавания их классов [1].

В настоящее время известны различные варианты РЛП, в том числе и комбинированные, которые учитывают высокие разрешающие способности по совокупности различных координат [2]. Повышение разрешающей способности по дальности и частоте Доплера возможно за счет расширения спектра сигнала и увеличения времени наблюдения. Получение угломерных портретов возможно за счет высокой разрешающей способности по угловым координатам (УК) при прямом или обратном синтезе апертуры антенны. Разрешение по УК определяется углом поворота цели относительно направления на радиолокационную станцию (РЛС) за время синтезирования [3]. Однако получение таких РЛП требует большого времени накопления отраженного сигнала (от сотен миллисекунд до единиц, десятков секунд). В то же время, при высокой разрешающей способности по дальности возможно получать Д РЛП с одновременной оценкой УК каждой блестящей точки (БТ) и пересчетом ее в поперечное смещение. В данном случае это позволяет переходить от Д РЛП целей к дальностно-«квазиугловым» РЛП (ДКУ РЛП) [4]. Данная статья является развитием единственной опубликованной работы по данной теме, имеющейся в литературе [4]. Здесь рассматриваются вопросы по методам получения ДКУ РЛП для математической модели неподвижной цели, состоящей из 3-х БТ. В качестве УК рассматривается азимут.

Принципы получения дальностно-«квазиугловых» радиолокационных портретов

Для формирования Д РЛП необходимо излучать и принимать широкополосные зондирующие сигналы, позволяющие разрешать отдельные элементы конструкции цели по дальности. Высокое разрешение по данной координате достигается за счет расширения спектра сигнала.

В 4-х рупорном амплитудном моноимпульсном пеленгаторе УК определяются путем вычитания выходных сигналов одних пар рупоров из других. Высокая точность угловых измерений достигается при большом отношении сигнал шум (ОСШ) на небольших дистанциях [5]. Таким образом, при высокой разрешающей способности по дальности и значительном ОСШ возможно получать ДКУ РЛП. В этих условиях может решаться задача распознавания не только классов целей, но и их конкретных типов [6].

В случае попадания в один элемент разрешения нескольких БТ наблюдаются флуктуации углового положения поперечного смещения (ПС) данного элемента разрешения по дальности. Эти флуктуации вызываются блужданием радиолокационного центра вторичного излучения цели по УК, которые приводят к затруднению решения задач распознавания. При этом, УК радиолокационного центра уточняется достаточно большим числом измерений [4].

Таким образом, основные принципы получения многомерных ДКУ РЛП целей, путем определения математического ожидания и СКО оценок УК разрешаемых по дальности БТ, можно изложить следующим образом:

- осуществить непрерывное сопровождение цели, где равносигнальное направление (РСН) ориентированно в направлении одной из БТ;
- измерить УК каждой БТ цели относительно равносигнального направления (РСН).
- пересчитать математическое ожидание (МО) оценок УК $m_{\beta M}$, $m_{\epsilon M}$ M -й БТ в соответствующие поперечные размеры m_{Z_M} , m_{Y_M} в картинной плоскости с учетом дальности до цели $r_{ц}$ и ее малых угловых размеров (рис. 1): $m_{Z_M} \cong r_{ц} m_{\beta M}$; $m_{Y_M} \cong r_{ц} m_{\epsilon M}$.

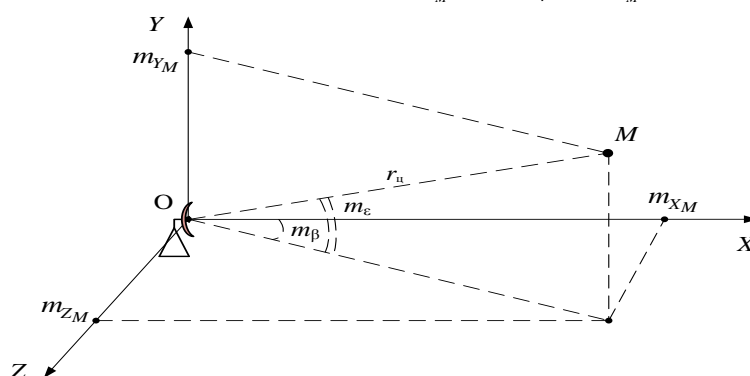


Рис. 1. Сферическая система координат

На данном рисунке сферическая система координат связана с линией визирования (ЛВ) РЛС. Угловые координаты измеряются относительно РСН совпадающего с ЛВ. Математическое ожидание оценок УК находятся путем их усреднения.

Среднеквадратическое отклонение (СКО) оценок ПС ΔL_{β} , ΔL_{ϵ} разрешенных по дальности БТ в картинной плоскости будет определяться соответствующими ошибками измерения УК относительно РСН σ_{β} и расстоянием до цели:

$$\Delta L_{\beta} \cong r_{ц} \sigma_{\beta}, \Delta L_{\epsilon} \cong r_{ц} \sigma_{\epsilon}. \quad (1)$$

Значения ΔL_{β} и ΔL_{ϵ} можно рассматривать в данном случае как некоторый эквивалент меры квазиразрешающей способности РЛС по соответствующей координате картинной плоскости.

Например, если задаться требованием равенства потенциального разрешения по радиальной дальности и ПС в картинной плоскости $\Delta L_{\beta} = 0,3$ м, а СКО измерения азимута $\sigma_{\beta} = 2$ угл. мин., то дальность до цели, обеспечивающая выполнение заданных условий, будет равна $r_{ц} = 500$ м.

Основное влияние на качество получения ДКУ РЛП будут вносить ошибки, обусловленные влиянием: внутренних шумов; мешающими отражениями от земной

поверхности и гидрометеоров; эффектами интерференции; неидентичностью амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов; разрешающей способностью по радиальной дальности; собственных шумов цели.

Таким образом, дальности получения ДКУ РЛП целей предложенным способом могут составлять сотни метров – единицы километров, что, например, может быть актуально для бортовых РЛС, РЛС разведки наземных объектов и головок самонаведения.

Вариант структуры формирователя дальностно-«квазиугловых» радиолокационных портретов цели в радиолокационных станциях с амплитудным моноимпульсным пеленгатором

Для получения высокого разрешения по радиальной дальности возможно использование корреляционно-фильтрового способа обработки с полной частотной демодуляцией [7]. Полная частотная демодуляция отраженного многочастотного сигнала переводит дальностные различия между целями в частотные. Сжатие сигнала производится в анализаторе спектра (методом БПФ). При этом частотный сдвиг между узкополосными фильтрами анализатора эквивалентен дальностному сдвигу. Вариант обобщенной структурной схемы обработки широкополосного многочастотного сигнала в амплитудном моноимпульсном пеленгаторе (АМП) приведен на рис. 2. В данной структурной схеме приемные каналы считаются абсолютно идентичными. Характеристики такого устройства, учитывающего особенности компенсации неидентичностей приемного тракта, рассматривались в [8].

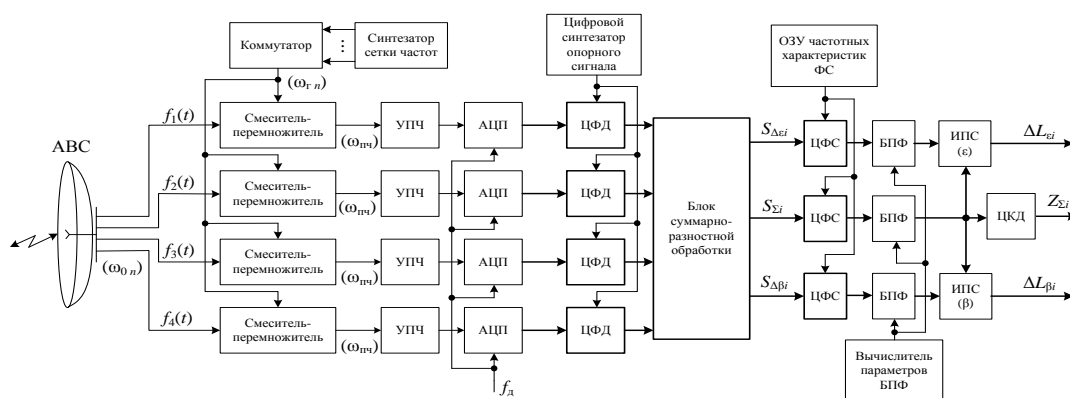


Рис. 2. Вариант обобщенной структурной схемы формирования ДКУ РЛП цели в АМП

Принятый сигнал после усиления на сверхвысокой частоте поступает на смеситель-перемножитель, опорным напряжением которого служит одно из колебаний синтезатора сетки частот, обеспечивающего сброс всех сигналов на промежуточную частоту (ПЧ), где осуществляется полная частотная демодуляция сигнала ($\omega_{0n} - \omega_{rn} = \omega_{пр}$, где n – номер текущего радиоимпульса). Выбор необходимой опорной частоты обеспечивается работой коммутатора. После усилителя промежуточной частоты (УПЧ), который ограничивает полосу частот и обеспечивает достаточный уровень сигнала для работы аналого-цифрового преобразователя (АЦП), сигнал оцифровывается на ПЧ в 14–16-ти канальном АЦП с тактовой частотой f_d [9].

С выхода АЦП сигнал подается на цифровой фазовый детектор (ЦФД), где осуществляется перевод его на видеочастоту, фильтрация для устранения эффекта наложения спектральных составляющих и децимация (прореживание) [10].

Далее сигнал подается на блок суммарно-разностной обработки, на выходе которого формируются сигналы суммарного и разностных каналов обработки [5].

С выхода блока суммарно-разностной обработки сигнал поступает на цифровой фильтр сжатия (ЦФС). ЦФС обеспечивает внутрипериодную обработку (ВПО) парциальных импульсов в соответствии с полученной из оперативно-запоминающего устройства частотной (импульсной) характеристикой фильтра.

Выходное быстрое преобразование Фурье (БПФ) заданной размерности вычисляет огибающую сжатых широкополосных сигналов (ШПС) в пределах окна наблюдаемых

дальностей, ограниченного величиной, обратно пропорциональной величине скачка частоты. Для уточнения формы огибающей Д РЛП целей возможно увеличение размерности БПФ путем дополнения нулями.

С выхода БПФ суммарного канала сигнал подается на цифровой квадратичный детектор (ЦКД), на выходе которого формируется амплитудная огибающая Д РЛП. Выходные сигналы БПФ разностных каналов подаются на измерители угловых координат БТ цели и их ПС относительно РСН для дальнейшего определения ее ПС в картинной плоскости.

Измеритель ПС состоит из двух устройств: оптимального углового дискриминатора (УД) и преобразователя УК. На вход УД подаются суммарный $S_{\Sigma i}$ и разностные сигналы $S_{\Delta i}$ для формирования оценки УК в i -м элементе разрешения по дальности $D(\Delta\theta_i)$. Для стабилизации крутизны дискриминационной характеристики сигнал ошибки УК нормируется к суммарному сигналу $Z_{\Sigma i}$ [11]. Преобразователь УК преобразует смещения координат в поперечные сдвиги в картинной плоскости ΔL_{θ_i} (выражение (1)) для каждого элемента разрешения по дальности r_i .

Результаты математического моделирования

В ходе математического моделирования рассматривался вопрос получения ДКУ РЛП для эталонной цели, состоящей из 3-х БТ, при фиксированных ракурсах наблюдения в горизонтальной плоскости. При этом использовались следующие исходные данные: ширина ДНА по УК $-\Delta\epsilon=\Delta\beta=2$ град; ОСШ на выходе устройства ВПО $\gamma=500$; число приемопередающих каналов – 4; параметры зондирующего сигнала:

- длительность одного частотного дискрета – $T_d = 100$ нс ;
- период повторения дискретов – $T_{\text{пд}} \approx 34$ мкс ;
- скачок частоты – $\Delta f_d = 10$ МГц ;
- число радиоимпульсов – $N_d = 30$;
- ширина спектра сигнала – $\Delta f_c = 300$ МГц ;
- число отсчетов БПФ – $N_{\text{БПФ}} = 128$;
- число независимых реализаций принятого сигнала используемых для получения статистических оценок – $N = 400$.

Под принятой реализацией понимается принятый сигнал с нефлюктуирующей амплитудой и случайной начальной фазой на фоне шума при $\gamma = 27$ дБ.

На рис. 3 представлена модель цели, состоящей из трех БТ со следующими параметрами: эффективная отражающая поверхность (ЭОП) БТ $\sigma_{\text{БТ}1} = \sigma_{\text{БТ}2} = \sigma_{\text{БТ}3} = 1\text{ м}^2$; радиальная дальность до БТ $r_{\text{БТ}1} = 987$ м, $r_{\text{БТ}2} = 990$ м, $r_{\text{БТ}3} = 993$ м; расстояние между БТ $\Delta r_{\text{БТ}12} = \Delta r_{\text{БТ}23} = 3$ м; ракурс наблюдения цели в горизонтальной плоскости φ (в дальнейшем – ракурс цели) – угол между РСН антенны и вектором скорости цели в горизонтальной плоскости.

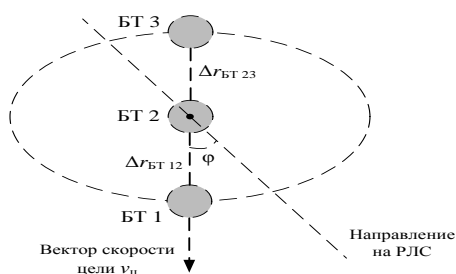


Рис. 3. Вращающаяся трехточечная цель

На рис. 4 представлен Д РЛП модели цели (рис. 3) с ракурсом наблюдения $\varphi = 0^\circ$. Вдоль горизонтальной оси указан номер элемента дальности, а вертикальной – результат

статистического усреднения квадрата модуля комплексной амплитуды суммарного сигнала $\overline{Z_{\Sigma i}}$ (рис. 2).

Из рис. 4 следует, что при $\varphi = 0^\circ$ БТ цели разрешаются по дальности. Расстояние между элементами дальности Д РЛП определяется в соответствии с выражением: $\Delta r_{\text{эл}} = \frac{cT_d}{2 \cdot N_d}$, где

c – скорость света в вакууме [12]. Расстояние между БТ Д РЛП $\Delta r_{\text{БТ}}$ находится по выражению: $\Delta r_{\text{БТ}} = (N_{r_{\text{БТ}2}} - N_{r_{\text{БТ}1}}) \Delta r_{\text{эл}}$, где $N_{r_{\text{БТ}}}$ – номер элемента дальности нахождения БТ.

Например, определим расстояние между 1-й и 2-й БТ при $N_d = 128$:

$$\Delta r_{\text{БТ}12} = (N_{r_{\text{БТ}2}} - N_{r_{\text{БТ}1}}) \frac{cT_d}{2 \cdot N_d} = (64 - 38) \cdot \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 128} \approx 3 \text{ м}, \text{ что соответствует исходному}$$

расстоянию между БТ.

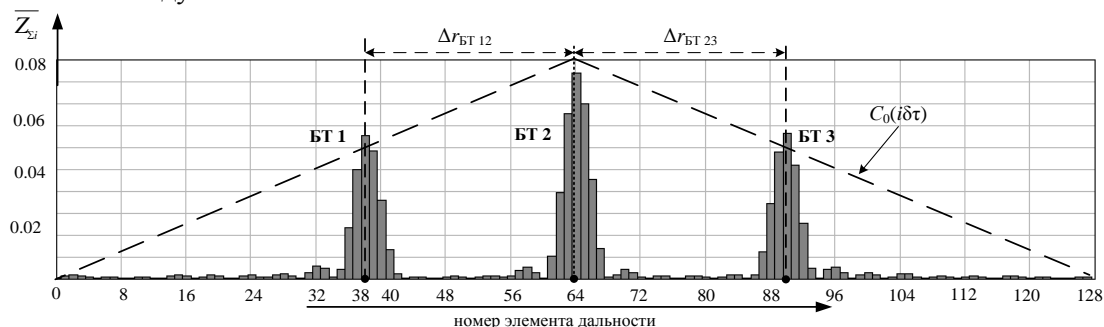


Рис. 4. Д РЛП модели цели амплитудного моноимпульсного пеленгатора

Разница усредненных амплитуд БТ объясняется тем, что огибающая Д РЛП в окне дальности размером $cT_d / 2$, имеют треугольную форму с максимумом в центре окна. Эта огибающая определяется формой корреляционной функции одиночного радиоимпульса $C_0(i\delta\tau)$.

На рис. 5 представлен ДКУ РЛП модели цели при $\varphi = 0^\circ$. На одной из горизонтальных осей отображаются значения номера элемента дальности N_i , по другой горизонтальной оси – ПС каждой БТ $\Delta L_{\beta i}$ (см. выражение (1)), а по вертикальной оси – $\overline{Z_{\Sigma i}}$. Отражения от каждой БТ представляются 2-х мерной гауссовской огибающей, ширина которой вдоль оси $\Delta L_{\beta i}$ соответствует СКО оценок ПС в картинной плоскости σ_{L_i} , а вдоль оси N_i – СКО «блуждания» максимума БТ по элементам дальности σ_{X_i} . Данный РЛП цели получен путем статистического усреднения принятого сигнала по множеству реализаций.

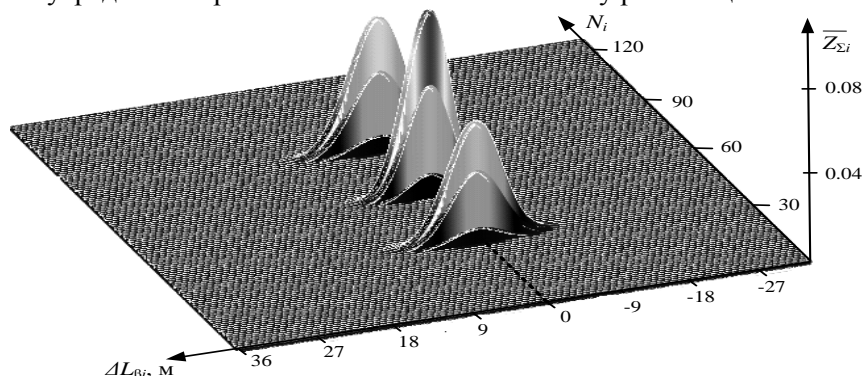


Рис. 5. ДКУ РЛП модели цели при $\varphi = 0^\circ$

Из рисунка следует, что при $\varphi = 0^\circ$ МО оценок ПС БТ $m_{Z_{\text{БТ}1-\text{БТ}3}} \approx 0 \text{ м}$, а СКО оценок ПС $\sigma_{L_{\text{БТ}1-\text{БТ}3}} \approx 3 \text{ м}$.

На рис. 6 представлен ДКУ РЛП модели цели с 2-х мерной гауссовской огибающей при

ракурсе наблюдения $\varphi = 60^\circ$. Из рисунка следует, что при $\varphi = 60^\circ$ МО оценок ПС БТ $m_{Z_{BT1}} \approx -2,5$ м, $m_{Z_{BT2}} \approx 0$ м, $m_{Z_{BT3}} \approx 2,5$ м, а их СКО $\sigma_{L_{BT1-BT3}} \approx 3$ м.

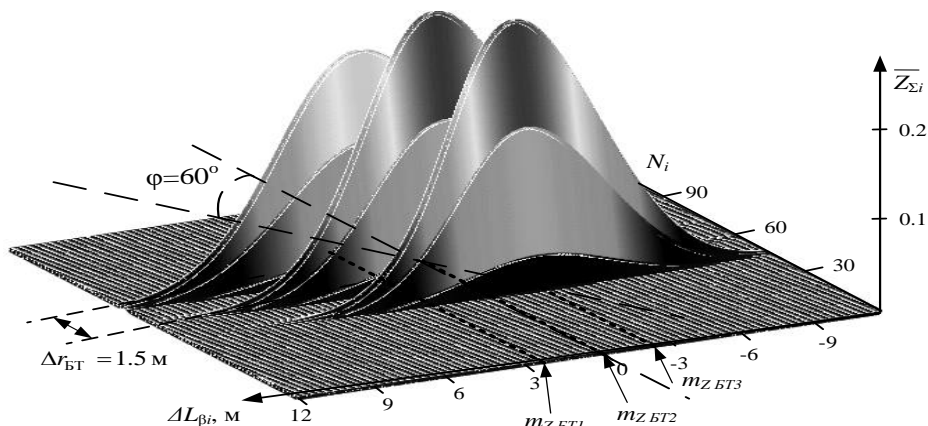


Рис. 6. ДКУ РЛП при $\varphi = 60^\circ$

На рис. 7 представлен ДКУ РЛП модели цели с 2-х мерной гауссовской огибающей при ракурсе наблюдения $\varphi = 90^\circ$.

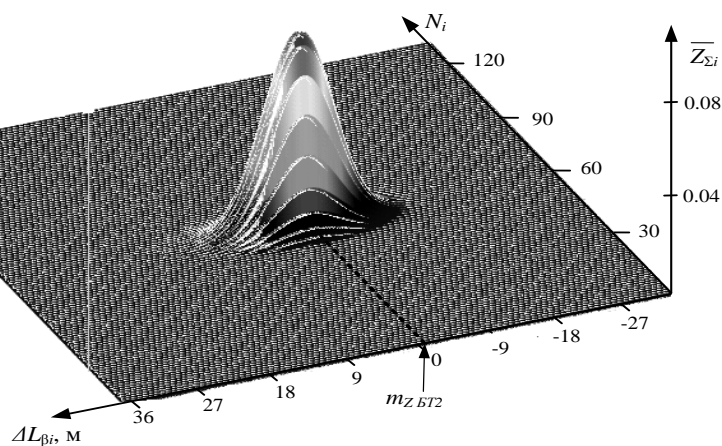


Рис. 7. ДКУ РЛП модели цели при $\varphi = 90^\circ$

Из рисунка следует, что при $\varphi = 90^\circ$ МО оценок ПС БТ $m_{Z_{BT1-BT3}} \approx 0$ м, а их СКО $\sigma_{L_{BT2}} \approx 4,5$ м. Увеличение СКО ошибок обусловлено влиянием появляющегося поперечного шума цели, так как при данном ракурсе наблюдения цели все БТ попадают в один элемент разрешения по дальности.

Заключение

При высокой разрешающей способности по радиальной дальности в АМП появляется возможность измерения взаимно разнесенных по дальности УК БТ и формирования ДКУ РЛП.

Представлен вариант структурной схемы формирователя ДКУ РЛП цели в АМП.

Получены ДКУ РЛП цели для разных ракурсов наблюдения цели. Каждому элементу дальности соответствует своя комплексная амплитуда сигнала и отражения от каждой БТ представляются 2-х мерной гауссовской огибающей, ширина которой вдоль оси $\Delta L_{\beta i}$ соответствует СКО оценок ПС в картинной плоскости σ_{L_i} , а вдоль оси N_i – СКО «блуждания» максимума БТ по элементам дальности σ_{χ_i} .

При ракурсе цели $\varphi = 90^\circ$ БТ не разрешаются по дальности. Увеличение СКО ошибок обусловлено влиянием появляющегося поперечного шума цели, так как при данном ракурсе наблюдения цели все БТ попадают в один элемент разрешения по дальности.

Дальности получения ДКУ РЛП целей предложенным способом могут составлять сотни

метров – единицы километров, что, например, может быть актуально для бортовых РЛС, РЛС разведки наземных объектов и радиолокационных прицелов артиллерийского или стрелкового вооружения. Несмотря на ряд ограничений на получение таких РЛП и, в первую очередь, ограничение по дальности, ДКУ РЛП целей могут быть использованы для решения задач распознавания.

PRINCIPLES OF RECEPTION REMOTE «QUASIANGLE» RADAR-TRACKING PORTRAITS IN THE PEAK MONOPULSE DIRECTION FINDER

S.A. GORSHKOV, E.N. BUILOV

Abstract

The principles of range – quasiangle radiolocation portrait receiving in peak monopulse bearer where summary – differential handling is carried out not at superhigh frequency but at videofrequency with digital signal processing are discussed. The results of radiolocation portrait mathematical modeling are shown.

Список литературы

1. *Охрименко А.Е.* Основы извлечения, обработки и передачи информации. Ч.3. Распознавание-различие сигналов. Минск, 1995.
2. *Курлович В.И., Шалапин С.В.* Основы теории радиосистем. Минск, 1999.
3. *Ширман Я.Д., Горшков С.А., Леценко С.П. и др.* Радиолокационное распознавание. Харьков, 1994.
4. *Леценко С.П., Горшков С.А., Ширман Я.Д.* // Радиотехника и радиоэлектроника. 1991. Т. 36, вып. 8. С. 1595–1597.
5. *Сколник М.* Справочник по радиолокации. М., 1978.
6. Радиоэлектронные системы / Под ред. Я.Д. Ширмана. М., 2007.
7. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1981.
8. *Горшков С.А., Буйлов Е.Н.* // Вестн. Воен. акад. Респ. Бел. 2012. № 3 (36). С. 78–84.
9. *Марпл С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. М., 1990.
10. *Горшков С.А., Латушкин В.В., Седышев С.Ю.* Основы радиолокации: Конспект лекций. Минск, 2004.
11. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации. М., 1983.
12. *Donald R. Wehner.* High-Resolution Radar. London, 1994.