

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДАЛЬНОСТНО - УГЛОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОРТРЕТОВ В АМПЛИТУДНОМ МОНОИМПУЛЬСНОМ ПЕЛЕНГАТОРЕ

Е.Н. Буйлов, С.А. Горшков

Обсуждаются принципы получения дальностно-угловых 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.

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 ДРЛП с одновременной оценкой УК каждой блестящей точки (БТ) и пересчетом ее в поперечное смещение. В данном случае это позволяет переходить от ДРЛП целей к дальностно-угловым РЛП (ДУ РЛП) [4].

Данный доклад является развитием единственной опубликованной работы по данной тематике, имеющейся в литературе [4]. Здесь рассматриваются вопросы по методам получения ДУ РЛП для математической модели неподвижной цели. В качестве УК рассматривается азимут.

Принципы получения ДКУ РЛП

Для формирования ДРЛП 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 (ОШ) на небольших дистанциях [5]. Таким образом,

при высокой разрешающей способности по дальности и значительном ОСШ возможно получать ДУ 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 большим числом измерений [4].

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

1. Осуществить непрерывное сопровождение цели, где равносигнальное направление (РСН) ориентированно в направлении одной из БТ;
2. Необходимо измерить УК каждой БТ цели относительно РСН;
3. 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)

$$m_{Z_M} \cong r_{ц} m_{\beta M} \text{ и } m_{Y_M} \cong r_{ц} m_{\epsilon M}; \quad (1)$$

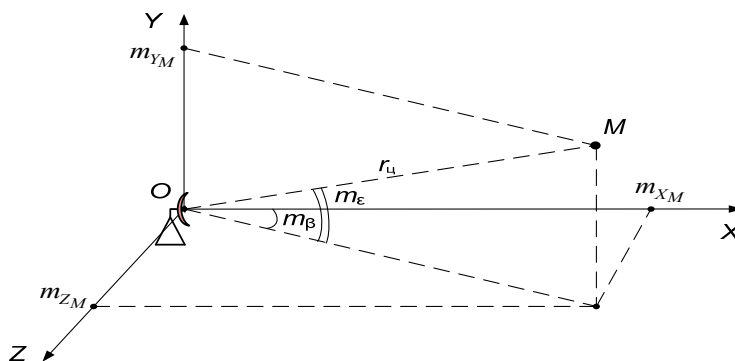


Рис. 1. Сферическая система координат

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.

4. 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_{θ} и расстоянием до цели:

$$\Delta L_{\beta} \cong r_{ц} \sigma_{\beta} \text{ и } \Delta L_{\epsilon} \cong r_{ц} \sigma_{\epsilon}. \quad (2)$$

Значения ΔL_{β} и ΔL_{ϵ} можно рассматривать в данном случае как некоторый эквивалент меры квазиразрешающей способности РЛС по соответствующей координате картинной плоскости. На рисунке 2 представлена зависимость ПС в

картинной плоскости от дальности до БТ для различных значений ошибок измерения УК σ_θ .

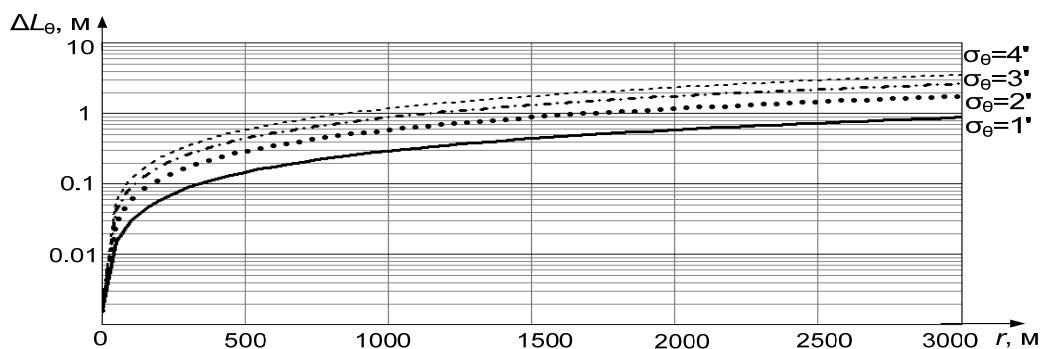


Рис. 2. Зависимость ПС в картинной плоскости от дальности

Например (рис. 2), 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 ДУ 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 дальности; собственных шумов цели.

Таким образом, дальности получения ДУ 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 ДУ РЛП цели в РЛС 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 рисунке 3. В данной структурной схеме приемные каналы считаются абсолютно идентичными. Характеристики такого устройства, учитывающего особенности компенсации неидентичностей приемного тракта, рассматривались в [8].

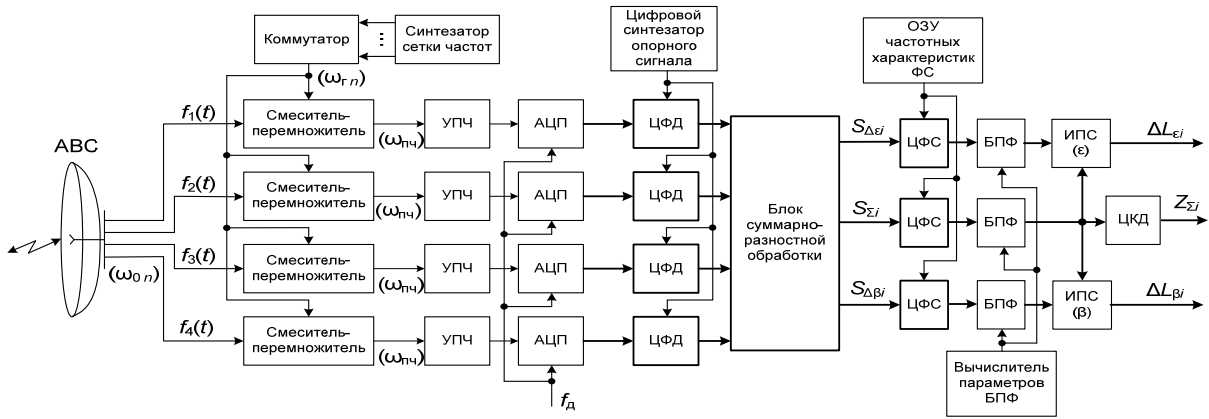


Рис. 3. Вариант обобщенной структурной схемы формирования ДУ РЛП цели в АМП

Принятый сигнал после усиления на сверхвысокой частоте поступает на смеситель-перемножитель, опорным напряжения которого служит одно из колебаний синтезатора сетки частот, обеспечивающего сброс всех сигналов на промежуточную частоту, 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 промежуточной частоте 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 [10].

На выходе блока суммарно-разностной обработки формируются сигналы суммарного и разностных каналов обработки (рис. 4).

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.

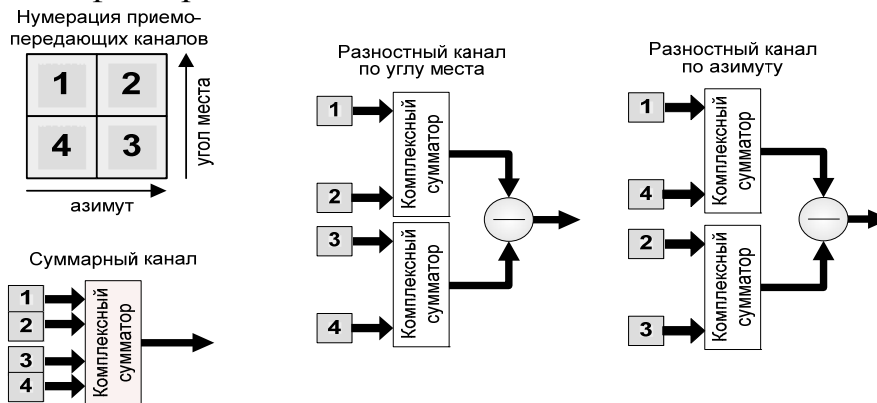


Рис. 4. Принцип формирования суммарного и разностных каналов

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

наблюдаемых дальностей, ограниченного величиной, обратно пропорциональной величине скачка частоты. Уточнение формы огибающей Д РЛП целей возможно увеличение размерности БПФ.

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 (рис. 5).

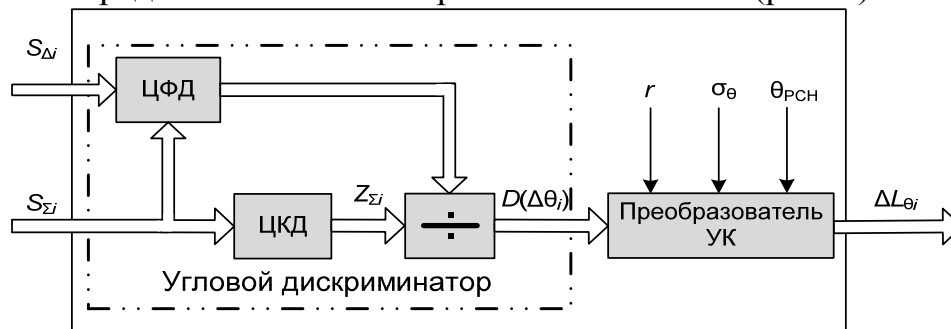


Рис. 5. Структура измерителя ПС БТ относительно РСН

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 (2)) для каждого элемента разрешения по дальности r_i .

Результаты математического моделирования

В ходе математического моделирования рассматривался вопрос получения ДУ 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 приемо-передающих каналов – 4; параметры зондирующего сигнала:

1. Вид сигнала – последовательность простых прямоугольных радиоимпульсов со ступенчатым законом изменения частоты.
2. Длительность одного частотного дискрета - $T_d = 100$ нс .
3. Период повторения дискретов - $T_{пд} \approx 34$ мкс .
4. Скачок частоты – $\Delta f_d = 10$ МГц .
5. Число радиоимпульсов - $N_d = 30$.
6. Ширина спектра сигнала - $\Delta f_c = 300$ МГц .
7. Число отсчетов БПФ – $N_{БПФ} = 128$.

8. 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 рисунке 6 представлена модель цели, состоящей из трех БТ со следующими параметрами: эффективная отражающая поверхность (ЭОП) БТ $\sigma_{БТ1} = \sigma_{БТ2} = \sigma_{БТ3} = 1 \text{ м}^2$; радиальная дальность до БТ $r_{БТ1} = 987 \text{ м}$, $r_{БТ2} = 990 \text{ м}$, $r_{БТ3} = 993 \text{ м}$; расстояние между БТ $\Delta r_{БТ12} = \Delta r_{БТ23} = 3 \text{ м}$; ракурс наблюдения цели в горизонтальной плоскости φ (в дальнейшем - ракурс цели) – угол между РСН антенны и вектором скорости цели в этой же плоскости.

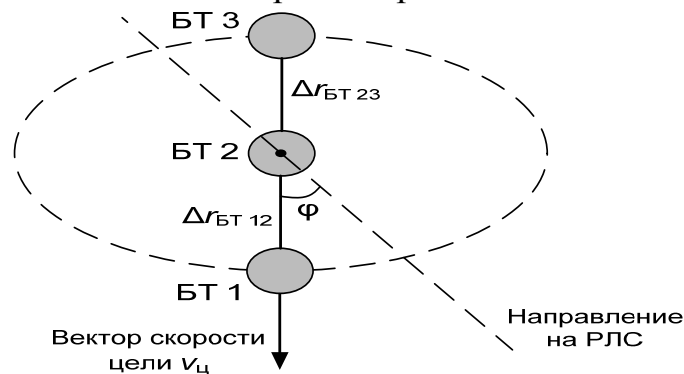


Рис. 6. Вращающаяся трехточечная цель

На рисунке 7 представлен Д РЛП модели цели (рис. 5) с ракурсом цели $\varphi = 0^\circ$. Вдоль горизонтальной оси указан номер элемента дальности, а вертикальной – результат статистического усреднения квадрата модуля комплексной амплитуды суммарного сигнала $\overline{Z_{\Sigma i}}$ (рис. 1).

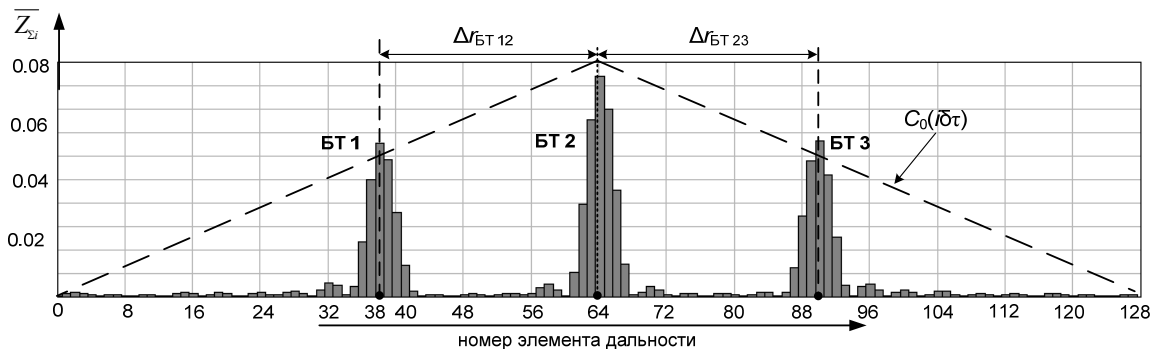


Рис. 7. Д РЛП модели цели амплитудного моноимпульсного пеленгатора

Из рисунка следует, что при $\varphi = 0^\circ$ БТ цели разрешаются по дальности. Расстояние между элементами дальности Д РЛП определяется в соответствии с

выражением: $\Delta r_{эл} = \frac{cT_d}{2 \cdot N_d}$, где c - скорость света в вакууме [12]. Расстояние

между БТ Д РЛП $\Delta r_{БТ}$ находится по выражению: $\Delta r_{БТ} = (N_{r \text{ БТ} 2} - N_{r \text{ БТ} 1}) \Delta r_{эл}$, где $N_{r \text{ БТ}}$ - номер элемента дальности нахождения БТ. Например, определим расстояние между 1-й и 2-й БТ при

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

что соответствует исходному расстоянию между БТ.

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

Рассматривалась теоретическая зависимость СКО флюктуационных ошибок измерения азимута относительно РСН при $\varphi = 0^\circ$ от ОСШ (рис. 8). Значения СКО ошибок нормированы к ширине ДНА.

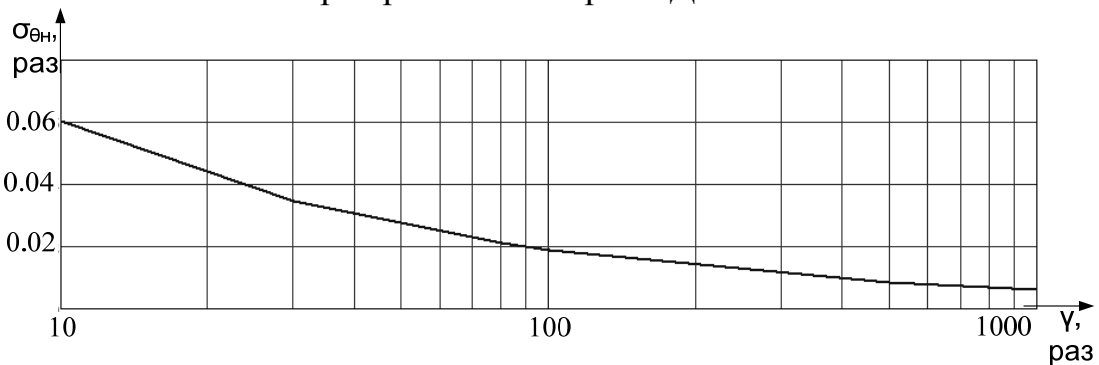


Рис. 8. Зависимость СКО ошибок измерения азимута от ОСШ

Из данной графической зависимости следует, что с увеличением ОСШ СКО ошибок измерения азимута убывает.

На рисунке 9 представлен ДУ 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 $\Delta L_{\beta i}$ (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 $\sigma_{L i}$, а вдоль оси N_i – СКО «блуждания» максимума БТ по элементам дальности $\sigma_{X i}$. Данный РЛП цели получен путем статистического усреднения принятого сигнала по множеству реализаций.

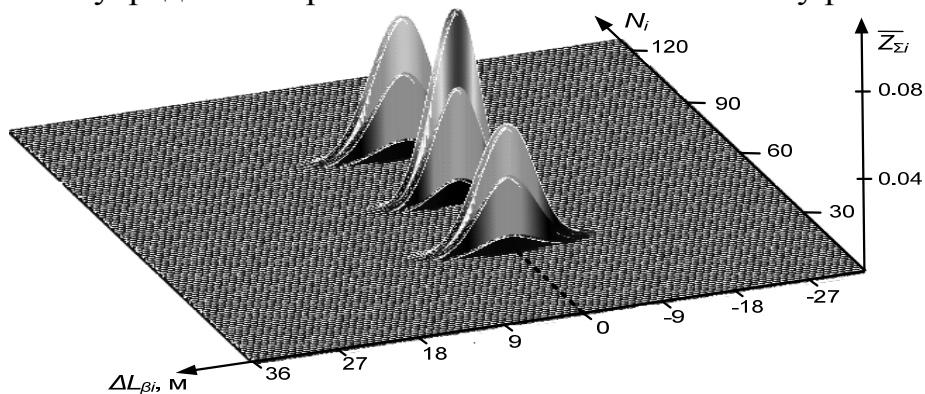


Рис. 9. ДУ РЛП модели цели при $\varphi = 0^\circ$

Из рисунка следует, что при $\varphi = 0^\circ$ МО оценок ПС БТ $m_{Z \text{ БТ1-БТ3}} \approx 0 \text{ м}$, а СКО оценок ПС $\sigma_{L \text{ БТ1-БТ3}} \approx 3 \text{ м}$.

На рисунке 10 представлен ДУ РЛП модели цели с 2-х мерной гауссовской огибающей при ракурсе наблюдения $\varphi = 60^\circ$.

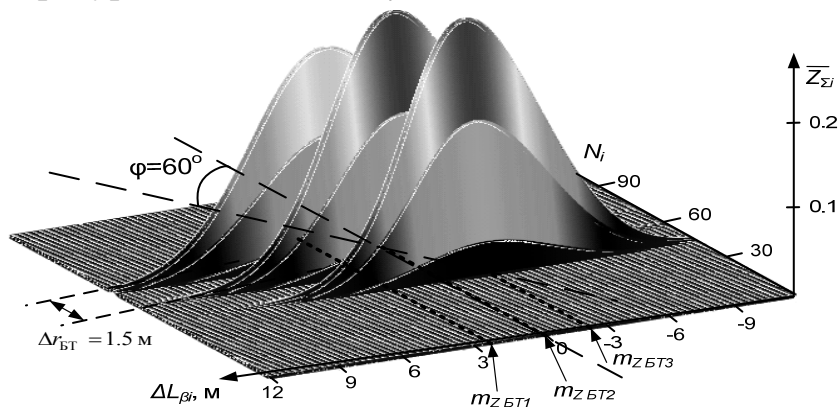


Рис. 10. ДУ РЛП модели цели при $\varphi = 60^\circ$

Из рисунка следует, что при $\varphi = 60^\circ$ МО оценок ПС БТ $m_{Z \text{ БТ1}} \approx -2.5 \text{ м}$, $m_{Z \text{ БТ2}} \approx 0 \text{ м}$, $m_{Z \text{ БТ3}} \approx 2.5 \text{ м}$, а их СКО $\sigma_{L \text{ БТ1-БТ3}} \approx 3 \text{ м}$.

На рисунке 11 представлен ДУ РЛП модели цели с 2-х мерной гауссовской огибающей при ракурсе наблюдения $\varphi = 90^\circ$.

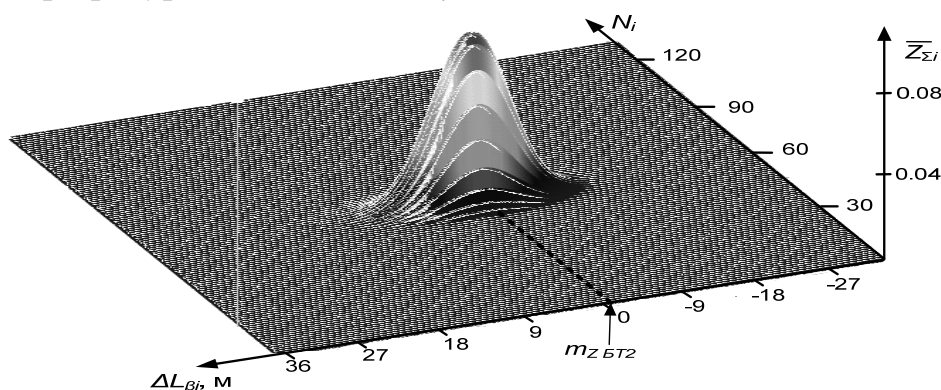


Рис. 11. ДУ РЛП модели цели при $\varphi = 90^\circ$

Из рисунка следует, что при $\varphi = 90^\circ$ МО оценок ПС БТ $m_{Z \text{ БТ1-БТ3}} \approx 0 \text{ м}$, а их СКО $\sigma_{L \text{ БТ2}} \approx 4.5 \text{ м}$. 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

По результатам статьи можно сделать следующие выводы:

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

2. Представлен вариант структурной схемы формирователя ДУ РЛП цели в АМП.

3. Получены ДУ 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 $\sigma_{L i}$, а вдоль оси N_i – СКО «блуждания» максимума БТ по элементам дальности $\sigma_{X i}$.

4. 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.

5. Дальности получения ДУ 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. Не смотря на ряд ограничений на получение таких РЛП и, в первую очередь, ограничение по дальности, ДУ РЛП целей могут быть использованы для решения задач распознавания.

Список литературы

1. Охрименко, А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации. Ч.3. Распознавание-различие сигналов / А.Е. Охрименко. – Минск: Воениздат, 1995. – 456 с.
2. Курлович, В.И. Основы теории радиосистем / В.И. Курлович, С.В. Шаляпин; под ред. В.И. Курлович. – Минск: Издание академии, 1999. – 342 с.
3. Радиолокационное распознавание. Учебное пособие по курсу «Теоретические основы радиолокации» / Я.Д. Ширман [и др.]; под общ. ред. Я.Д. Ширмана. – Харьков: Харьковский военный университет, 1994. – 122 с.
4. Лещенко, С.П. Принцип получения двумерных радиолокационных изображений при недостаточном азимутальном разрешении / С.П. Лещенко, Горшков С.А., Ширман Я.Д.; под ред. С.П. Лещенко. – М: Радиотехника и радиоэлектроника, 1991. – Т. 36. – Вып. 8. – 1595-1597 с.
5. Справочник по радиолокации. Том 4. Радиолокационные станции и системы / М. Сколник [и др.]; под. общ. ред. М. Сколника. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.
6. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман [и др.]; под общ. ред. Я.Д. Ширмана. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
7. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

8. Горшков, С.А. Устранение неидентичностей частотных характеристик каналов приема в амплитудном моноимпульсном следящем измерителе / С.А. Горшков, Е.Н. Буйлов. – Минск: Научно-теоретический журнал «Вестник Военной академии Республики Беларусь», 2012. – № 3 (36). – 78-84 с.
9. Марпл, С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл; под ред. И.С. Рыжака. – М.: Мир, 1990 – 550 с.
10. Горшков, С.А. Основы радиолокации: Конспект лекций. Ч.2 / С.А. Горшков, В.В. Латушкин, С.Ю. Седышев; под ред. С.А. Горшкова. – Минск: ВАРБ, 2004. – 177 с.
11. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации / А.Е. Охрименко - М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
12. Wehner, Donald R. High-Resolution Radar. Second Edition / Donald R. Wehner –London: Artech House Boston, 1994.

Буйлов Евгений Николаевич, научный сотрудник кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь» г. Минска, lerka.by@mail.ru

Горшков Сергей Анатольевич, доцент кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь» г. Минска, кандидат технических наук, доцент, sedbox@mail.ru