ВОЕННАЯ АКАДЕМИЯ

ВОЙСКОВОЙ ПРОТИВОВОЗДУШНОЙ ОБОРОНЫ

ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ИМЕНИ МАРШАЛА СОВЕТСКОГО СОЮЗА А.М. ВАСИЛЕВСКОГО

ПРИНЦИПЫ ОБРАТНОЙ

МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

В ЗАДАЧАХ ПОСТРОЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ

И ЖИВУЧИХ СИСТЕМ САМОНАВЕДЕНИЯ

Автор: адъюнкт 7 (кафедры стрельбы и боевой работы на ЗРС и ЗРК средней дальности) Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А.М. Василевского

 капитан Бушуев А.Ф.

Смоленск –2014

Автор научной работы

 Бушуев А.Ф.

«\_\_» сентября 2014 года

**1 Актуальность и проблематика научной работы**

Главной особенностью моноимпульсных систем является способность путем сравнения амплитуд или фаз принятых с помощью специальной антенны сигналов почти мгновенно определять угловые рассогласования объекта локации (цели) относительно равносигнального направления (РСН). Благодаря принципу многоканальности антенны в режиме приема, появляется свойство мгновенности выделения угловых рассогласований, основанное на разности фаз или амплитуд принятых пространственными каналами с отличающимися амплитудными или фазовыми характеристиками. Такой принцип построения обеспечивает нечувствительность моноимпульсного радиолокатора к различным помехам, уводящим по направлению, если конечно они не вынесены за пределы геометрии цели.

Однако достоинство моноимпульсных радиолокационных устройств, заключающееся в мгновенности измерения угловых рассогласований, сразу же превращается в недостаток, как только речь идет о помехах, поставленных из точек, вынесенных за геометрические размеры цели и, тем самым, искажающих амплитудно-фазовое распределение электромагнитного поля на апертуре антенны. Такими помехами могут быть точечные по пространству помехи, спектральные составляющие которых полностью совпадают со спектром сигнала, отраженного от цели, т. е. имитирующие помехи с полностью совпадающими параметрами (дальность, частота Доплера) или шумовые помехи (прямошумовая или модулированная).

Моноимпульсная система обратного принципа построения имеет недостаток по сравнению с классической системой. Ее надо синтезировать путем сложения или вычитания результатов обработки сигналов на разных тактах зондирования или на разных частотах. В этом случае возникает естественная необходимость компенсировать фазовые сдвиги сигналов, возникающие за счет временного и частотного разделения каналов. Тем не менее, на некоторые сложности относительно традиционной моноимпульсной системы, обратный принцип построения моноимпульсных систем несет в себе два преимущества. Первое преимущество это возможность, принимая сигналы одним лишь каналом, использовать всевозможные алгоритмы компенсации помех, выделяя тем самым на их фоне зондирующие сигналы и на основе их отношения вычислять пеленги цели. Алгоритмы выделения угловой информации из сигнала, принятого одним каналом, который модулирован во времени или имеет частотный спектр в соответствии с угловыми рассогласованиями цели, дают возможность строить обратную полуактивную систему наведения, в которой излучающим элементом является объект управления, а приемным элементом – станция управления.

**2 Цель научной работы**

Цель работы – обосновать необходимость применения в ЗРК и ЗРС моноимпульсных радиолокационных систем обратного типа, что позволит существенно повысить их помехоустойчивость и живучесть в условиях применения противорадиолокационных ракет.

**3 Задача научной работы**

Конкретной задачей работы является обоснование использования обратных моноимпульсных радиолокационных систем.

3.1 В классических моноимпульсных системах угловая информация извлекается из мгновенных разностей амплитуд или фаз волн, отраженных от объекта локации принятых сигналов. Для этого формируются либо парциальные, либо суммарные и разностные диаграммы направленности (ДН) антенны, позволяющие после оптимальной обработки сигналов в приемных трактах сравнить отклики оптимальных фильтров на предмет разностей фаз или амплитуд. Электромагнитная энергия для выделения угловой информации из принятых сигналов берется путем излучения сигнала суммарной диаграммой направленности в направлении объекта локации.

На современном этапе развития радиолокационной техники широко применяются схемы многоканальных радиолокационных систем (РЛС) с цифровыми приемо-передающими модулями (ППМ), состоящими из аналогового приемо-передатчика, цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) (рисунок 1).



Рисунок 1. Обобщенная структурная схема цифровой радиолокационной системы

В цифровой части методами прямого цифрового синтеза либо с помощью генерации числовых последовательностей заданной частоты формируются цифровые сигналы, преобразуемые в аналоговую форму с помощью ЦАП. Аналоговый сигнал усиливается и преобразуется на несущую частоту с помощью усилительно-преобразовательной цепочки передатчика (ПРД), а принятый сигнал усиливается и преобразуется на промежуточную частоту с помощью супергетеродинного приемника (ПРМ). Для формирования гетеродинных и опорных частот используется блок задающих, гетеродинных и опорных сигналов (БЗГОС). Развязка между приемником и передатчиком выполняется с помощью циркулятора (Ц) совместно со специальными устройствами коммутации из состава ПРД и ПРМ. На промежуточной частоте принятый сигнал преобразуется в цифровую форму с помощью АЦП и поступает в цифровую часть для дальнейшей обработки. При наличии многоканальной РЛС (рисунок 1) с цифровым формированием и обработкой сигнала можно реализовать другой принцип построения моноимпульсной системы, которую назовем обратной.

3.2 Обобщенная структура моноимпульсной системы

Под обратной моноимпульсной системой будем понимать такую радиолокационную систему, в которой сигнал излучается с помощью суммарной, разностных или парциальных (секторных) ДН, а принимается только суммарной ДН. Допустим, система состоит из передающих каналов () каждый из которых через диаграммообразующую схему (ДОС) формирует при излучении комплексную ХН , где  – амплитудная ХН,  – фазовая ХН.

Модель узкополосного зондирующего сигнала канала с номером , для которого частотную характеристику антенны можно считать независимой от частоты, представим в виде

,

где– амплитуда зондирующего сигнала, излучаемого -м каналом, определяемая мощностью передатчика;  – комплексная огибающая зондирующего сигнала;  – закон амплитудной модуляции зондирующего сигнала;  – закон частотной модуляции;  – закон фазовой модуляции; – длительность временного интервала зондирования канала с номером (временной интервал между зондированием разных каналов при временном разделении каналов); – начальная фаза. Сигнал излученный -м каналом моноимпульсной антенны, отражается от цели с координатами , и принимается одновременно приемными каналами (), преобразуется в их ППМ на промежуточные частоты, усиливается, затем преобразуется в цифровую форму в АЦП, переносится на нулевую частоту с помощью квадратурного цифрового преобразователя частоты вниз и подвергается фильтрации-децимации с шагом дискретизации , после чего его можно представить в комплексном виде

, (1)

где  – амплитуда, пропорциональная энергии импульса, получаемая на выходе фильтра-дециматора;  – импульсная мощность передатчика; – эффективная длительность зондирующего сигнала; – коэффициент усиления -го канала на передачу;  – коэффициент усиления -го канала на прием; – эффективная поверхность рассеивания цели;  – дальность до цели;  – дальность цели на момент начала зондирования каналом с номером 0; – радиальная скорость цели (при сближении берется с отрицательным знаком);  – шум приемника -го канала при зондировании -м каналом. Если допустить, что амплитуда отраженного сигнала  постоянна за время зондирования (на самом деле она изменяется незначительно), то после оптимальной обработки сигнала (1) с помощью свертки  в согласованном фильтре с импульсной характеристикой  длительностью  при  получим отклики согласованного фильтра

 (2)

где  – известная оценка радиальной скорости цели;  – значение отсчета собственного шума на выходе согласованного фильтра в момент .

Введем комплексную функцию рассогласования по скорости , которая при  равна величине, пропорциональной энергии сигнала, т. е. .

Обозначив , перепишем (2) и получим отклик согласованного фильтра канала  на сигнал излученный каналом 

. (3)

Зная радиальную скорость с ошибкой , при временном разделении зондирований каналов можно скомпенсировать изменение дальности цели с точностью до фазового сдвига . Чем точнее измерена радиальная скорость, тем лучше компенсация радиальной скорости цели, тем точнее будут оценки пеленгов.

Введем еще раз некий комплексный коэффициент



и перепишем (3) как

 (4)

Выражение (4) является фундаментальной записью, доказывающей наличие угловой информации о цели в сигнале, закладываемой при передаче (т. е. множитель комплексной ХН ) и при приеме (множитель ). При этом во многих практических задачах на довольно коротких интервалах зондирования можно считать множитель  для всех каналов постоянным.

По сути, приемные ХН  могут быть произвольными. Главным требованием является их независимость от номеров передающих каналов . Это означает, что независимо принципа разделения каналов (временное или частотное), ХН приемных каналов одинаковы в моменты зондирования или на частотах зондирования с номером .

Если сигнал может быть принят совокупностью нескольких приемных каналов с ХН , то затем может быть выполнена весовая обработка сигналов вида

(5)

с весовыми коэффициентами  так, чтобы для каждого канала зондирования с номером сформировалась при приеме результирующая (суммарная) ХН вида

, (6)

обеспечивающая нуль (провал) в направлении источника помех . Свойство разделения ХН на передачу и на прием дает потенциальную возможность подавлять помеху в режиме приема, сохраняя угловую информацию цели в сигналах  с номерами , излученных каналами .

Еще одной немаловажной особенностью обратной моноимпульсной системы является возможность использования разнесенных в пространстве пунктов передачи и приема сигналов. Приемный канал с ХН  или их совокупностью может быть реализован в другой точке приема, не совмещенной с передающей частью радиолокационной системы. Например в случае с ЗРК или ЗРС передающие каналы могут быть выполнены в РГС ракеты, а приемные каналы на радиолокационной станции наведения, работающей в пассивном режиме приема сигналов РГС переотраженных от цели. Таким образом, можно закладывать информацию об угловых отклонениях цели от равносигнального направления РГС в сигнале, принятом на наземном пункте наведения, обеспечивая живучесть станции, работающей в пассивном режиме.

3.3 Примеры построения фазовых и амплитудных суммарно-разностных

моноимпульсных систем обратного типа

В настоящее время в современной радиолокационной технике следящих систем широкое распространение получили фазовые и амплитудные суммарно-разностные системы. Рассмотрим несколько вариантов обратных моноимпульсных суммарно-разностных систем, отличающихся принципами построения антенн и принципами реализации процедур вычисления пеленга. Под процедурами вычисления пеленга будем предполагать вычисление аддитивного отношения сигналов, используемого в суммарно-разностных системах.

3.3.1 Фазовая обратная суммарно-разностная моноимпульсная система.

Главная особенность такой системы заключается в наличии антенны, комплексные нормированные ХН частей антенной системы которой , ,  и  можно представить как ; ;

; ;

где  – амплитудная ХН одной антенны (сектора антенны); ,– расстояния между фазовыми центрами антенн в вертикальной (угломестной) и горизонтальной (азимутальной) плоскостях. Структурные схемы двух вариантов фазовой суммарно-разностной системы приведена на рисунках 2 а, б.



*а*



*б*

Рисунок 2. Обобщенные структурные схемы

цифровой фазовой обратной моноимпульсной радиолокационной системы:

а – с диаграммообразующей суммарно разностной схемой на передачу и прием;

б – с цифровым (программным) формированием суммарной и разностных ДН на передачу

В первом случае (рисунок 2 а) индексы – номера секторов антенны, из которых с помощью ДОС формируются суммарный (), разностный угломестный (), разностный азимутальный () и квадрупольный () каналы при зондировании с ХН , ,  и . Индексы обозначают те же сектора антенны, с помощью которых формируются приемные суммарный, разностные и квадрупольный каналы с ХН , ,  и . Тогда в сигнале (4) вместо индексов  будут использованы индексы , , , , т. е., например,  – отраженный от цели сигнал, обрабатываемый разностным угломестным каналом на прием , излученный суммарным каналом  на передачу. Для защиты от помех в качестве компенсационного канала, например, может использоваться квадрупольный канал. В этом случае известными методами адаптивной обработки пар сигналов  и ,  и ,  и  подбираются такие весовые коэффициенты для квадрупольных каналов, обеспечивающие вычитание помехи при операциях

; ;

.

Если обозначить результирующую ХН как , то зондирующие сигналы суммарного и разностных зондирующих каналов, принятые результирующим суммарным приемным каналом можно представить в виде

;

;

.

Отношения второго и третьего разностных сигналов к суммарному сигналу дают аддитивные отношения, с помощью которых вычисляются пеленги цели

; (7)

, (8)

которые, по сути, определяются отношениями разностных зондирующих ХН к суммарной зондирующей ХН с точностью, определяемой множителями и , где

,,



– комплексные ошибки, обратные отношениям сигнал/шум в результирующем канале для соответствующих зондирующих каналов. Ошибки пеленга, определяемые шумами, формируются также как и в классической моноимпульсной системе, в отличие от которой есть еще ошибки, определяемые отношениями  и , суть которых будет рассмотрена ниже. При использовании цифровой схемы формирования каналов (рисунок 2 б) суммарный и разностные зондирующие каналы можно формировать путем введения фазовых поправок на сигналы отдельных антенн, так, чтобы сформировать на передачу суммарную и две разностные ДН, аналогичные тем, которые сформированы с помощью ДОС первой схемы (рисунок 2 а). При приеме для компенсации помехи целесообразно использовать весовую сумму каналов отдельных секторов . Нетрудно убедиться, что пеленги цели будут определяться выражениями, аналогичными (7) и (8), так как множители  в числителе и знаменателе сокращаются. Единственным отличием будет весовая сумма шумов, определяемая как

, ,

,

где , ,  – шумы приемников, действующие на выходе согласованного фильтра в процессе излучения или на частотах разностных и суммарного каналов.

3.3.2 Амплитудная обратная суммарно-разностная моноимпульсная система.

Для амплитудной системы ХН отдельных каналов будут определяться как

; ;

; ,

где  – двумерная нормированная ХН суммарного канала; ,  – угол скоса парциальных диаграмм направленности в плоскостях  и  (рисунок 3).



Рисунок 3. Обобщенная структурная схема

цифровой амплитудной обратной моноимпульсной радиолокационной системы с диаграммообразующей суммарно разностной схемой на передачу и прием;

Принцип формирования суммарного и разностных каналов на передачу идентичен аналогичному принципу, рассмотренному для схем фазовых систем (рисунок 2 *а*, *б*). Следует также отметить, что схемы амплитудных и фазовых обратных моноимпульсных систем могут быть реализованы не только с помощью излучения разностным и суммарным каналами. Излучать можно с помощью отдельных секторов антенн (в случае фазовой системы) или парциалов (в случае амплитудной системы). Обработка сигналов в амплитудной системе отличается от фазовой системы тем, что в выражениях (7) и (8) вместо мнимой части комплексного отношения сигналов используется вещественная часть.

В случаях построения амплитудной или фазовой суммарно-разностных систем одним из ключевых является вопрос разделения сигналов суммарного, разностных каналов или разделения сигналов секторов или парциалов.

3.3.3 Принцип временного и частотного разделения каналов

Вопрос о разделении каналов сам по себе напрашивается исходя из принципа построения обратной моноимпульсной системы. Сам по себе такой принцип построения пеленгатора предусматривает излучение не только суммарным, но и разностными каналами (либо отдельными секторами или парциалами), а прием одним суммарным каналом или каналом, представляющим весовую сумму сигналов нескольких каналов. Возникает вопрос как же разделить при обработке сигналы суммарного, разностного или парциальных каналов и при этом не исказить физические величины (амплитуду или фазу), несущие информацию об угловом положении цели. В качестве способов разделения можно предусмотреть временное или частотное разделение каналов. Анализ выражений для зондирующего сигнала предусматривает возможность введения разных частот  для каждого -го зондирующего канала или временных задержек . Рассмотрим оба варианта разделения каналов. Сразу же напрашивается анализ выражений (7) и (8), в которых за скобкой фигурируют отношения  и . Введем номера разностных и суммарного каналов , , . Рассмотрим первое отношение , в которое если подставить выражение для функции рассогласования по скорости  и получим

; (9)

, (10)

где ;

.

В случае временного разделения каналов частоты их излучения , ,  равны несущей частоте , а временные интервалы зондирования отличаются друг от друга на величину , т. е. , . В этом случае в выражениях (9) и (10) фазы = = и множители рассогласования по скорости будут равны . Отношения (9) и (10) трансформируются к виду

;,

откуда очевидно, что если не скомпенсировать скорость движения цели  при обработке, т. е. путем ввода комплексно-сопряженной экспоненты с оценкой скорости , то величины (7) и (8) будут иметь угловую ошибку, определяемую ошибкой фазы

; .

Если, например, несущая частота 15 ГГц, время зондирования одного канала =20 мс, ошибка измерения скорости 1 м/с, а , , , то , а . Отсюда возникает вопрос о необходимости компенсации данных ошибок.

Аналогичная ситуация возникает при частотном разделении каналов. В этом случае  и отношения  и , определяющие методическую ошибку, определяются как

; (11)

, (12)

в которых отношения функций рассогласования  при согласованности импульсной характеристики с сигналом можно представить в виде

; (13)

. (14)

Величины фазовых набегов  и  составляют, как правило, единицы градусов, а фазовые набеги  и , обусловленные разностью частот , пренебрежимо малы. Величины амплитуд (13) и (14) близки к единице и отношения функций рассогласования (13) и (14) близки к единице. Поэтому при частотном разделении каналов методические ошибки определяются в основном наличием разности частот и текущей дальностью.

Для компенсации паразитных фазовых набегов можно прибегнуть к способам симметрирования. Рассмотрим суть такой компенсации на примере временного симметрирования.

Излучим сначала сигнал суммарного зондирующего канала длительностью , который после приема и адаптивной обработки будет иметь вид:

,

где , так как . Затем излучим сигнал разностного угломестного зондирующего канала длительностью , который после приема и адаптивной (при необходимости) обработки будет иметь вид

,

где . Если повторно излучить сигнал суммарным каналом, то после приема и адаптивной обработки он будет иметь вид

,

где . Таким образом, видно, что ,  и , где . Расположение векторов сигналов ,  и  показано на рисунке 4. Если сигналы  и  сложить и разделить пополам, то отклики  и  будут совпадать по фазе с точностью до фазовых ошибок, определяемых собственными шумами. Для вычисления пеленга по другой координате после излучения суммарного сигнала необходимо излучить с помощью разностной азимутальной ДН, а затем снова суммарным каналом. Временная диаграмма рассмотренного порядка излучения сигналов показана на рисунке 4 а.



*а*



*б*

Рисунок 4 Временное и частотное разделение каналов:

а – с диаграммообразующей суммарно разностной схемой на передачу и прием;

б – с цифровым (программным) формированием суммарной и разностных ДН на передачу

Точно также только при частотном разделении каналов можно относительно суммарного зондирующего канала распределить частоты разностных каналов так, чтобы их частоты располагались симметрично относительно частоты суммарного канала (рисунок 4 б). Это приведет к распределению векторов также как это показано на рисунке 5.



Рисунок 5. Комплексная плоскость сигналов

**4 Патентно-лицензионная ценность научной работы**

Патентно-лицензионная ценность научной работы заключается в том, что в предлагаемом варианте обратная полуактивная система наведения, в которой излучающим элементом является объект управления, а приемным элементом – станция управления, то в этом случае можно строить скрытые наземные пункты наведения, обладающие повышенной живучестью.

**5 Материалы и методы исследования**

Работоспособность предложенного способа использования обратной полуактивной системы наведения, в которой излучающим элементом является объект управления, а приемным элементом – станция управления, проверена на имитационной математической модели (ММ).

**6 Результаты, теоретическая и (или) практическая значимость научной работы**

В работе рассматривается построение обратных фазовых и амплитудных суммарно-разностных моноимпульсных систем, которые в отличие от традиционных, могут обеспечить повышенную помехоустойчивость за счет обратной схемы построения, заключающейся в излучении разностными каналами, а приеме одним суммарным каналом. Обратная схема построения моноимпульсного пеленгатора дает возможность формировать приемный суммарный канал в виде весовой суммы нескольких каналов, что обеспечивает подавление помех в его главном максимуме диаграммы направленности.

Обратная полуактивная система наведения, в которой излучающий элемент является объект управления, а приемный элемент – станция управления, то в этом случае можно строить скрытые наземные пункты наведения, обладающие повышенной живучестью.

Также следует отметить, что использование принципа моноимпульсной системы обратного типа не отрицает одновременного использования принципов классической моноимпульсной обработки сигнала, принимаемого приемниками цифровой РЛС. Значения оценок пеленгов, полученных с помощью прямой и обратной моноимпульсной обработки можно комплексировать и в сочетании с алгоритмами определения типа помехи, ее компенсировать, переходя к обратному либо классическому принципу, либо применять другие алгоритмы защиты от помехи в зависимости от ее типа.

**7 Список публикаций по теме научной работы**

1. Бушуев А.Ф. Принципы обратной моноимпульсной радиолокации в задачах построения помехоустойчивых и живучих систем самонаведения// Вестник войсковой ПВО. Выпуск 11. Смоленск, 2014. С. 51-59