



**РАДИО-
ЛОКАЦИОННАЯ
ТЕХНИКА**

**В. Н. Ветлинский,
Г. Н. Ульянов**

**МНОГОЦЕЛЕВЫЕ
РЛС**



РАДИОЛОКАЦИОННАЯ ТЕХНИКА

В. Н. ВЕТЛИНСКИЙ

Г. Н. УЛЬЯНОВ

МНОГОЦЕЛЕВЫЕ РЛС

Ордена Трудового Красного Знамени
ВОЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ СССР
МОСКВА — 1975



6Ф2.4

В39

УДК 621.396.967(024)

Ветлинский В. Н. и Ульянов Г. Н.

В39 Многоцелевые РЛС. М., Воениздат, 1975.

103 с. с ил. (Радиолокационная техника).

В брошюре излагаются основные принципы работы и устройства трехкоординатных многоцелевых радиолокационных станций с автоматической и полуавтоматической обработкой сигналов и информации.

Брошюра написана по материалам, помещенным в открытой зарубежной литературе.

Брошюра рассчитана на офицеров, работающих в области радиолокации, слушателей и курсантов радиотехнических военных учебных заведений, а также на читателей, знакомых с основами радиотехники и радиолокации.

В $\frac{30402-148}{068(02)-75}$ 96-75

6Ф2.4

© Воениздат, 1975

ВВЕДЕНИЕ

Радиолокационная техника, использующая новейшие достижения электроники, радиотехники и вычислительной техники, широко применяется в военном деле и народном хозяйстве.

Непрерывное совершенствование автоматических систем и электронных цифровых вычислительных машин, внедрение новейших достижений науки и техники позволяют значительно улучшить характеристики радиолокационных станций (РЛС). Появляются возможности увеличения дальности действия и пропускной способности, повышения точности оценки параметров целей, улучшения разрешающей способности, помехоустойчивости РЛС и т. д.

Радиолокационные системы, состоящие из РЛС с визуальным обнаружением, в условиях значительного увеличения количества целей и скорости их движения не всегда обеспечивают обработку необходимого объема информации в заданное время. Поэтому за рубежом [1, 3, 10] разработаны трехкоординатные РЛС с автоматической (полуавтоматической) обработкой сигналов и информации большого числа целей, которые в дальнейшем будем называть многоцелевыми (МРЛС). Эти РЛС обеспечивают обнаружение и определение параметров движения большого числа целей, находящихся в секторе обзора.

МРЛС с автоматической (полуавтоматической) обработкой сигналов и информации создаются в интересах противоракетной (ПРО) и противовоздушной (ПВО) обороны, где требования к количеству, качеству и скорости получения информации особенно велики. МРЛС

могут использоваться также и для решения других задач.

В брошюре излагаются основные принципы работы МРЛС, при этом особое внимание уделяется вопросам первичной и вторичной обработки радиолокационных сигналов и информации. Приводятся гипотетические структурные схемы, а также описываются несколько типов зарубежных многоцелевых радиолокационных станций с автоматической и полуавтоматической обработкой.

Подразд. 4.3, 4.4, 4.5, 4.7 написаны Ульяновым Г. Н. Остальной материал книги написал и произвел общее редактирование Ветлинский В. Н.

1. ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ МНОГОЦЕЛЕВЫХ РЛС

1.1. Общие сведения

РЛС широко применяются для обнаружения, определения координат и параметров движения воздушных, космических, наземных или надводных целей.

Полученные от РЛС данные могут использоваться:

- для решения задач противовоздушной обороны;
- для решения задач противоракетной обороны;
- для контроля и управления движением различных объектов;
- для управления огнем артиллерии;
- для топографических, геодезических и астрофизических измерений;
- для определения метеорологических данных и т. д.

В зависимости от выполняемых функций различают РЛС обнаружения (целеуказания), точного измерения координат и параметров движения, радиовысотомеры, радиовзрыватели и т. д.

РЛС обнаружения позволяют обнаруживать и грубо оценивать координаты всех целей, находящихся в секторе обзора.

РЛС точного измерения координат часто являются станциями сопровождения одной (нескольких) целей. РЛС, рассчитанные на сопровождение одной цели, по данным РЛС целеуказания производят поиск в небольшом секторе и после обнаружения цели переходят в режим сопровождения, при этом ось диаграммы направленности (ДН) антенны непрерывно совмещается с направлением на цель.

Диаграммы направленности РЛС сопровождения нескольких целей сканируют в определенном секторе, при этом координаты цели определяются на проходе. Для измерения азимута и угла места используют сканирование двух ДН во взаимно перпендикулярных плоскостях, парциальные ДН и другие методы. В последние годы [1] за рубежом разработаны РЛС, часто называемые многофункциональными, которые обеспечивают обнаружение и точное определение координат и параметров движения большого количества целей.

Для измерения и считывания (съема) координат в РЛС используют электронно-лучевые индикаторы, следящие системы, устройства автоматической или полуавтоматической обработки сигналов.

При использовании электронно-лучевых индикаторов оператор может измерять координаты целей непосредственно на экранах индикаторов. При наличии большого количества скоростных целей оператор не в состоянии достаточно точно измерять координаты каждой цели и производить анализ всей необходимой информации. Быстрая утомляемость оператора, возможность грубых ошибок делают подобный метод малоэффективным и неперспективным. Однако вследствие простоты оборудования он применим в РЛС обнаружения малоскоростных целей.

Для повышения точности измерения координат используют системы сопровождения. В этих случаях координаты снимают с системы сопровождения в аналоговом или цифровом виде. Значения выходной величины поступают на измерительное устройство и считываются оператором или могут непосредственно вводиться в вычислительную систему, обеспечивающую обработку информации и получение необходимых данных. Возможно ручное или автоматическое сопровождение цели. При ручном сопровождении оператор совмещает на индикаторе электронную или механическую метку (визир) с отметкой от цели, что обеспечивает несколько большую точность измерения координат, чем при непосредственном считывании. Однако участие оператора в процессе обнаружения и измерения координат приводит к малой эффективности данного метода.

Значительное повышение точности измерения координат достигается при автоматическом сопровождении

с помощью следящих систем, широко используемом в РЛС сопровождения одиночных (нескольких) целей. Число систем сопровождения в РЛС, определяющих координаты целей, должно быть

$$k = nm,$$

где n — число измеряемых координат;
 m — число целей.

Для сопровождения цели по дальности применяют электромеханические или электронные автодальномеры. В РЛС сопровождения одиночной цели обычно используют электромеханические, а в РЛС, определяющих координаты на проходе, электронные следящие системы по направлению. Координаты с выхода следящих систем в аналоговом или цифровом виде поступают на вход вычислительного устройства.

Измерение и дискретный съём координат при полуавтоматической обработке производят после совмещения оператором электронной метки с отметкой цели на индикаторе. Полуавтоматическая система обработки [9] применительно к двухкоординатной РЛС, измеряющей дальность D и угол α , показана на рис. 1. В состав системы входят индикатор, схема формирования и задержки электронных меток (стробов), устройство совпадения, устройство измерения и дискретного съёма координат (УИДСК) и вычислительное устройство.

С помощью штурвалов D и α оператор совмещает на экране индикатора электронный строб с отметкой цели. После замыкания ключа K электронный строб поступает на устройство совпадения, обеспечивая прохождение на УИДСК импульсов выбранной цели. При этом производится съём цифровых кодов D и угла α , поступающих в вычислительное устройство (ЭЦВМ), которое обеспечивает обработку полученной информации (вторичную обработку).

Подобная система, состоящая из нескольких каналов, содержащих схемы формирования и задержки метки, а также устройства совпадения, позволяет одновременно производить измерение, съём и обработку координат нескольких целей. В полуавтоматических системах в отличие от систем с визуальным считыванием координат точность измерения определяется УИДСК и не зависит от ошибок оператора, который обеспечивает лишь

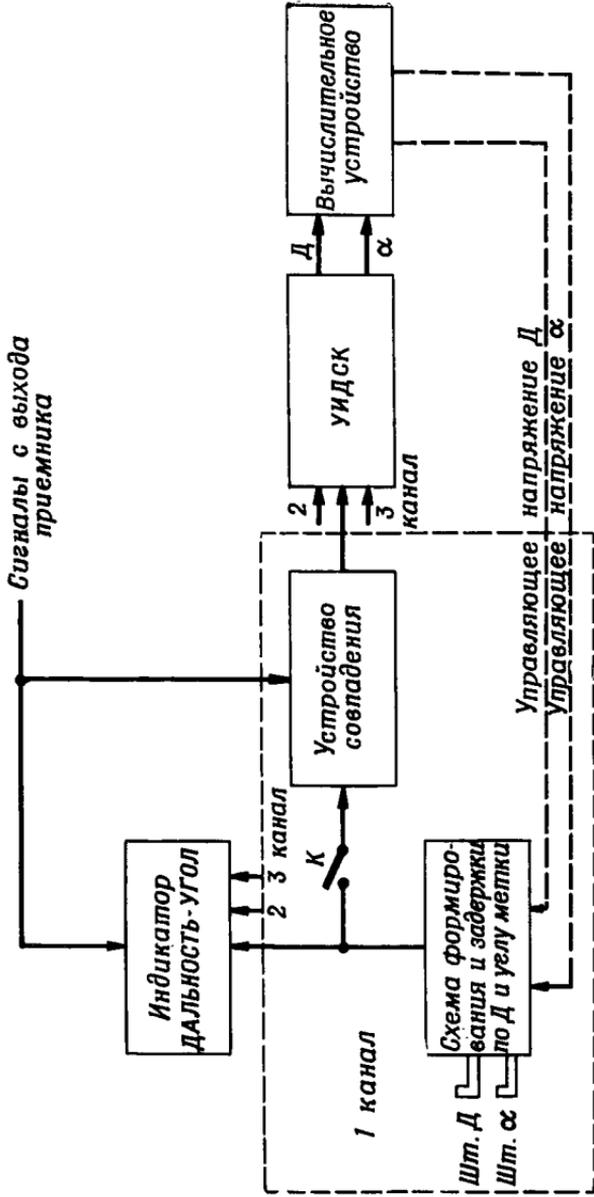


Рис. 1. Полуавтоматическая система обработки

грубое совмещение строка с отметкой цели. Для облегчения работы оператора вычислительное устройство может вырабатывать управляющие напряжения дальности и угла, обеспечивающие перемещение метки в соответствии с вычисленными параметрами движения цели.

Во всех рассмотренных выше случаях обнаружение цели обычно производится оператором* визуально по экрану индикатора. Для обеспечения работы по большому количеству целей приходится увеличивать число индикаторов и операторов, что не всегда приемлемо.

В связи с тем, что на вход устройства полуавтоматической обработки поступают сигналы в ограниченные интервалы времени, уменьшается число ложных целей и, следовательно, снижаются требования к объему памяти и быстродействию цифровых вычислительных устройств. Поэтому полуавтоматические системы применяются в тех случаях, когда по весовым, габаритным или экономическим соображениям нецелесообразно использовать автоматические системы или когда ожидаемое количество целей ограничено. Полуавтоматические системы могут быть также использованы и как дублирующие при выходе из строя или нарушении работы автоматических систем из-за наличия интенсивных помех.

В РЛС с автоматической обработкой сигналов [9] все операции производятся соответствующими вычислительными устройствами. В этих РЛС различают первичную и вторичную обработку. При первичной обработке производятся обнаружение сигналов целей и определение (оценка) их мгновенных координат. В когерентных РЛС кроме трех координат может оцениваться и четвертый параметр — радиальная составляющая скорости движения цели V_r . В дальнейшем термин «параметры» будет применяться и к координатам.

Мгновенные параметры измеряются за малый интервал времени, в течение которого положение цели практически не изменяется. В качестве мгновенных параметров в РЛС, определяющих координаты цели на

* Для улучшения условий работы оператора на индикатор могут поступать сигналы, прошедшие канал обнаружения, в котором происходит отсеивание ложных выбросов.

проходе, обычно используют координаты центра пачки, вычисленные на основании измерений по всем (или части) импульсам пачки. При больших значениях периода повторения импульсов $T_{\text{п}}$, скорости сканирования ДН в качестве мгновенных параметров могут использоваться параметры, измеренные по одному импульсу.

Совокупность мгновенных параметров (в общем случае дальности $D_{\text{м}}$, азимута $\theta_{\text{ГМ}}$, угла места $\theta_{\text{ВМ}}$ и радиальной скорости $V_{\text{ГМ}}$) будем называть отметкой*. В двухкоординатных РЛС отметка характеризуется лишь дальностью и азимутом. Отметка может быть истинной или ложной (от ложной цели).

Устройство первичной обработки (УПО), называемое иногда устройством предварительной обработки, обычно состоит из обнаружителя (рис. 2), устройства

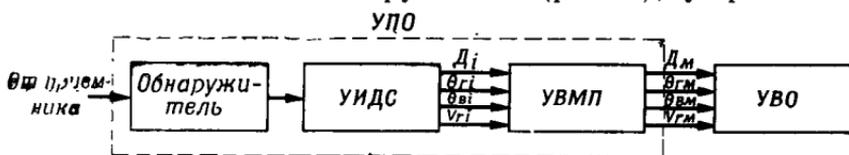


Рис. 2. Автоматическая система обработки

измерения и дискретного съема (УИДС) и устройства вычисления мгновенных параметров (УВМП). При измерении мгновенных параметров по одному импульсу УВМП отсутствует.

С УПО отметки цели через период обзора поступают на вход устройства вторичной обработки (УВО). Часть операций первичной и вторичной обработки может осуществляться с помощью одной ЭЦВМ, поэтому деление системы обработки на УПО и УВО условно и вводится с методологическими целями. При вторичной обработке радиолокационной информации производятся обнаружение (автозахват) траекторий целей, вычисление параметров траекторий (скорости, курса), нахождение сглаженных и упрежденных (экстраполированных) на некоторый отрезок времени координат, распознавание типа цели и т. д.

* Возможно создание и n -мерных РЛС, измеряющих большее число параметров: угловые скорости, радиальные ускорения, поляризацию сигналов и т. д.

Одновременное обнаружение и определение параметров большого числа целей наиболее эффективно решается при автоматической обработке сигналов и информации. В дальнейшем рассматриваются трехкоординатные МРЛС с автоматической и полуавтоматической обработкой, в том числе и многофункциональные РЛС.

1.2. Методы обзора пространства

При использовании узких ДН в МРЛС достигаются точное измерение угловых координат, высокие угловая разрешающая способность и помехозащищенность. При этом вследствие концентрации излучаемой мощности в определенном направлении увеличивается дальность действия РЛС. Однако при применении узких ДН для обнаружения и определения координат всех целей, расположенных в зоне действия РЛС, следует осуществлять обзор пространства.

Различают последовательный, параллельный (одновременный) и смешанный методы обзора пространства [1].

При последовательном обзоре однолучевая ДН последовательно просматривает все направления в пределах заданного сектора обзора. Использование такой ДН обеспечивает уменьшение габаритов аппаратуры РЛС.

При параллельном методе обзора создается большое число лучей, покрывающих весь сектор обзора. Этот метод обеспечивает высокую надежность обнаружения и большую скорость получения информации о большом количестве целей, но при этом значительно возрастают габариты и сложность аппаратуры РЛС. Поэтому параллельный обзор в дальнейшем не рассматривается.

При смешанном методе обзора ДН состоит из нескольких лучей, перекрывающих сравнительно узкую часть сектора обзора, что позволяет иметь меньшие габариты аппаратуры, но приводит к более низкому темпу получения информации, чем при параллельном методе обзора. При смешанном методе обзора часто применяется многолучевая парциальная ДН, перекрывающая заданный сектор в одной плоскости и сканирующая в другой. Плоскость, в которой производится параллельный обзор, называют плоскостью одновременного (мгновен-

ного) обзора, в другой плоскости при этом производится последовательный обзор.

Последовательный обзор может вестись:

— по жесткой программе, когда ДН перемещается по определенному закону в пространстве и времени;

— по гибкой программе, когда закон перемещения ДН зависит от окружающей обстановки.

При жесткой программе ДН обычно перемещают в пространстве по круговому, секторному, винтовому или спиральному закону с постоянной или переменной скоростью. Круговое, секторное перемещение многолепестковой ДН в трехкоординатных РЛС используют при смешанном обзоре, винтовое, кадровое или спиральное перемещение игольчатой ДН — при последовательном обзоре в двух плоскостях. ДН может перемещаться путем механического поворота антенны, изменением фазовой структуры электромагнитного поля в раскрыве антенны, производимого либо за счет электрического управления элементами антенны, изменяющими фазу (электрическое сканирование), либо за счет механического смещения отдельных элементов системы (электромеханическое сканирование).

Электромеханические и особенно электрические методы сканирования обеспечивают большую скорость перемещения ДН. Однако с увеличением сектора сканирования на краях сектора происходит расширение ДН, приводящее к ухудшению точности и разрешающей способности по угловой координате.

Возможно применение комбинированных методов сканирования, когда в одной плоскости сканирование производится механическим (электромеханическим) путем, а в другой — электрическим. Используют также системы, в которых обзор по азимуту осуществляется за счет поворота всей антенны (или облучателя), а по углу места — за счет изменения фазовой структуры поля.

При обзоре по гибкой программе возможно обнаружение всех целей в заданном секторе при низком темпе выдачи и грубой оценке параметров, а также сопровождение ограниченного числа целей при высоком темпе выдачи и точной оценке параметров.

Гибкую программу обзора реализуют при использовании фазированных антенных решеток (ФАР), обес-

печивающих безынерционное сканирование луча, и специализированных ЭЦВМ, обеспечивающих перемещение луча исходя из данных, полученных как при обнаружении, так и при сопровождении целей. При гибкой программе обзора применима процедура последовательного обнаружения (анализа), когда число отраженных импульсов в каждом положении ДН не фиксируется заранее, а определяется в процессе наблюдения. Каждое направление облучается в течение времени, необходимого для вынесения решения о наличии или отсутствии цели с заданной вероятностью, которое принимается на основании сравнения накопленного сигнала с двумя порогами, после чего ДН смещается в следующее угловое положение. Если накопленный сигнал окажется между порогами, продолжается зондирование пространства при том же положении ДН. Подобная процедура обычно приводит к сокращению времени наблюдения по сравнению с другими процедурами обнаружения сигнала.

При гибкой программе обзора перемещение ДН происходит со средней скоростью, являющейся функцией числа обнаруженных целей, уровня помех, вероятностей правильного и ложного обнаружения цели. При этом темп перемещения ДН довольно низкий, поэтому для повышения темпа получения информации о сопровождаемых целях ДН периодически перебрасывается в направления, рассчитанные путем экстраполяции траекторий движения целей. После получения информации о параметрах сигнала продолжается обзор пространства или ДН перебрасывается в экстраполированное направление другой сопровождаемой цели. Очередность выбора сопровождаемых целей определяется специализированной ЭЦВМ и зависит от типа цели, ее координат и скорости, возможностей средств поражения и т. д. Для повышения темпа выдачи информации используют также многолучевые антенные решетки, где создается несколько независимых лучей.

1.3. Антенны МРЛС

При выборе антенной системы исходят из метода обзора, требуемой разрешающей способности, а также необходимой точности измерения угловых координат,

допустимых габаритов, веса и стоимости. Рассмотрим возможные типы антенных систем, обеспечивающих смешанный обзор с помощью парциальной ДН. Подобные антенны с парциальной в вертикальной и сканирующей в горизонтальной плоскостях ДН используют в трехкоординатных МРЛС обнаружения и целеуказания.

Для создания парциальной ДН [2] применяют однозеркальные или многозеркальные антенны, а также антенные решетки. В однозеркальной системе такую ДН можно создать, облучая зеркало системой (рис. 3, а) излучателей (облучателей). В качестве зеркала исполь-

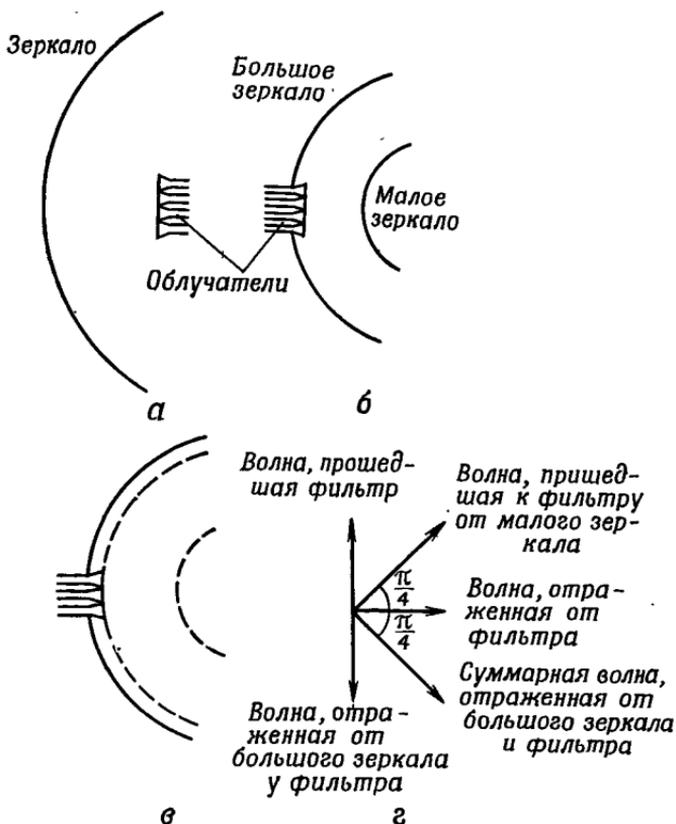


Рис. 3. Схематическое изображение зеркальных антенн: а — однозеркальная антенна с линейной решеткой облучателей; б — двухзеркальная антенна; в — двухзеркальная антенна с поворотом плоскости поляризации; г — векторная диаграмма падающей и отраженной волн от фильтра

зуют параболический цилиндр, сегментно-параболическую антенну, несимметрично-усеченный параболоид вращения и т. д., в качестве облучателей — линейные решетки, состоящие из вибраторов, щелей или рупоров. Возможно создание смешанных решеток, состоящих из элементов различных типов. Каждый элемент решетки вместе с отражателем создает свою парциальную ДН. Путем подбора количества, положения элементов, а также амплитуд и фаз полей формируется ДН, состоящая из нужного количества лучей заданной формы. Количество используемых приемников определяется требуемым числом лучей, что при большом числе лучей приводит к усложнению конструкции РЛС.

Сканирование парциальной ДН может происходить механически, путем поворота всей антенной системы (в пределах 360°), или электромеханически, путем поворота (смещения) системы облучателей (в пределах до $20-30^\circ$).

С помощью однозеркальных антенн трудно обеспечить высокий уровень пересечения отдельных ДН при хорошем использовании поверхности зеркала; в подобных антеннах нужны длинные волноводы, соединяющие излучатели с приемниками, что усложняет конструкцию, вызывает дополнительные шумы и т. д. Поэтому в МРЛС применяют также многозеркальные антенны [2], позволяющие точно реализовать нужную ДН; облучатели в подобных антеннах расположены у вершины большого зеркала, что сокращает длину волноводов. Основными элементами двухзеркальной антенны (рис. 3, б) являются большое зеркало, малое зеркало и система облучателей. Энергия от облучателей при передаче направляется в сторону малого зеркала, которое отражает ее в сторону большого зеркала, формирующего нужную ДН. При приеме направление движения электромагнитного поля обратно. В качестве большого зеркала часто используют параболическое зеркало, а в качестве малого — гиперболическое (система Кассегрена). Электромеханическое сканирование ДН может осуществляться за счет поворота облучателей или малого зеркала, обеспечивая сканирование без искажения формы ДН в пределах угла, в 2—2,5 раза превышающего углы поворота в однозеркальной антенне. Малое зеркало вызывает провал в амплитудном распределении поля по рас-

крыву, что приводит к уменьшению коэффициента усиления по сравнению с эквивалентной зеркальной антенной на 15—20% и повышению уровня боковых лепестков.

Для устранения этого недостатка используют двухзеркальные антенны с поворотом плоскости поляризации на большом зеркале. Малое зеркало в этом случае состоит из проводов (пластин), пропускающих волны одной поляризации и отражающих волны перпендикулярной поляризации (рис. 3, в).

Волны, излучаемые облучателем, имеют такую поляризацию, что отражаются от малого зеркала. При отражении от большого зеркала поляризация волны изменяется на 90° (для этой цели на расстоянии четверти длины волны $\frac{\lambda}{4}$ от большого зеркала располагается проволочный фильтр, ориентированный под углом 45° к направлению проводов на малом зеркале).

Падающую на большое зеркало волну можно разложить на две взаимно перпендикулярные составляющие, одна из которых проходит через фильтр, другая отражается от него (рис. 3, г). Отраженная от большого зеркала волна у поверхности решетчатого фильтра приобретает дополнительный сдвиг на 180° за счет прохождения расстояния в $\frac{\lambda}{2}$ и складывается с составляющей,

отраженной от фильтра. Результирующая волна имеет поляризацию, сдвинутую на 90° относительно поляризации падающей волны. Волна этой поляризации проходит через малое зеркало. При правильном выборе параметров фильтра и малого зеркала суммарные поляризационные потери не превосходят 5%.

Для обеспечения последовательного обзора по жесткой программе могут использоваться как однозеркальные, так и двухзеркальные антенны с одним облучателем или системой их, а также ФАР. Сканирование ДН в зеркальных антеннах может осуществляться механическим, электромеханическим или электронным путем. При применении ФАР используют электронное сканирование ДН. В некоторых РЛС сканирование по одной координате производится механическим (электромеханическим) методом, а по другой — электронным. В подобных случаях применяют одно- или двухзеркальные антенны

с облучателем, выполненным в виде линейной решетки, расстояние между элементами которой выбирается из условия формирования однолучевой ДН. Принимаемая энергия поступает на вход одного приемника.

ФАР можно применять при сканировании как по жесткой, так и по гибкой программе, при смешанном и последовательном обзоре, самостоятельно или как облучатели зеркальных антенн. Основными достоинствами ФАР являются:

- возможность практически безынерционного электронного сканирования в широком секторе углов с постоянной или переменной скоростью;

- возможность формирования нескольких лучей, изменения формы, ширины ДН и количества лучей, что позволяет РЛС выполнять несколько функций — поиск, сопровождение, распознавание;

- распределение излучаемой мощности на большое число излучателей, благодаря чему каждый из них может иметь небольшую электрическую прочность;

- возможность запитывания каждого облучателя (или группы) от отдельного генератора, что позволяет использовать маломощные твердотельные генераторы;

- выход из строя отдельных облучателей мало влияет на работу всей антенны, что повышает надежность;

- возможность размещения облучателей на поверхности любой формы, что облегчает размещение антенны на объектах; при расположении облучателей на криволинейных поверхностях имеются возможности увеличения сектора обзора при неизменной ширине ДН;

- возможность совместной работы с ЭЦВМ, обеспечивающей оптимальное управление ДН, исходя из количества, скоростей и расположения целей.

ФАР обладают следующими недостатками, ограничивающими возможности их применения:

- конструктивная сложность и высокая стоимость;
- необходимость иметь управляющую систему;
- трудности расширения полосы пропускания;
- расширение ДН при больших углах отклонения от нормали к решетке, что ограничивает сектор сканирования.

Применяют линейные и двухкоординатные решетки, которые по своей форме могут быть плоскими, коль-

цевыми, коническими, цилиндрическими или сферическими. Применяют также решетки и более сложной формы.

Решетки могут быть эквидистантными, с одинаковым расстоянием между соседними излучателями, и неэквидистантными, когда расстояние между соседними излучателями в разных местах решетки различно.

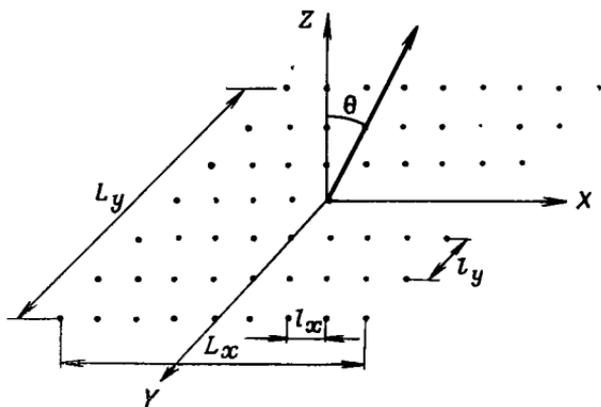


Рис. 4. Схематическое изображение плоской эквидистантной антенной решетки

Ширина ДН излучателей, их число и расположение определяются необходимой шириной ДН ФАР, сектором сканирования, условиями размещения и эксплуатации. Решетки могут использоваться в отдельных приемной, передающей или в общей приемно-передающей антеннах.

Электронное сканирование ДН осуществляется изменением относительных фаз полей, излучаемых различными элементами решетки. Направление максимума ДН перпендикулярно к плоскости равных фаз поля. Если эта плоскость совпадает с поверхностью решетки, луч направлен перпендикулярно к решетке. Для смещения луча необходимо наклонить поверхность равных фаз относительно поверхности ФАР, что достигается изменением фазы поля вдоль взаимно перпендикулярных осей X , Y (рис. 4) плоской решетки. Угол смещения

ДН $\theta_{x, y}$ относительно нормали к плоской решетке в плоскости XOZ или YOZ определяется из уравнения

$$\sin \theta_{x, y} = \frac{c\psi_{x, y}}{l_{x, y}\omega},$$

где ω — циклическая частота, связанная с длиной волны соотношением $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$;

$\psi_{x, y}$ — изменение фазы между соседними излучателями решетки вдоль оси X или Y ;

$l_{x, y}$ — расстояние между соседними излучателями, выбираемое обычно в пределах от λ до $\frac{\lambda}{2}$;

c — скорость света.

Учитывая, что ширина ДН $\theta_{0 x, y}$ по половинной мощности связана с размером антенны $L_{x, y}$ соотношением $\theta_{0 x, y} \approx \frac{\lambda}{L_{x, y}}$, получим требуемое изменение фазы крайних излучателей эквидистантной антенны относительно фазы среднего

$$\Psi_{x, y} \approx \frac{\pi}{\theta_{0 x, y}} \sin \theta_{x, y}.$$

Чем уже ДН и шире сектор сканирования, тем больше требуется изменить фазу. ДН каждого отдельного излучателя выбирается примерно равной сектору сканирования, поэтому минимальное количество излучателей в плоской решетке

$$N \approx \frac{\theta_{\text{ск. г}} \theta_{\text{ск. в}}}{4\theta_{0 x} \theta_{0 y}},$$

где $\theta_{\text{ск. г}}$ — ширина сектора сканирования в горизонтальной плоскости;

$\theta_{\text{ск. в}}$ — ширина сектора сканирования в вертикальной плоскости.

В линейной решетке

$$N \approx \frac{\theta_{\text{ск}}}{2\theta_0}.$$

При отклонении луча от нормали уменьшается эквивалентный (видимый) раскрыв антенны $L_{\text{экр}} = L \cos \theta$, что

приводит к расширению ДН. Так, например, при смещении ДН от нормали на угол 45° ширина ДН

$$\theta_{0 \text{ см}} = \frac{\lambda}{L \cos \theta} = \frac{\theta_0}{\cos \theta} = 1,4\theta_0.$$

Расширение ДН приводит к ограничению сектора сканирования в плоских решетках углами до $100\text{--}120^\circ$.

Изменение фазы может производиться частотным или фазовым методом. Наиболее простым методом сканирования ДН является частотный, при котором управление положением луча производится путем изменения частоты генератора. Оценка угловых координат цели сводится к измерениям частоты излучаемых колебаний в момент прихода отраженного сигнала. Обычно частотный метод используется для электронного сканирования в одной плоскости. Например, антенная система, используемая в корабельных трехкоординатных РЛС *AN/SPS-52*, представляет собой цилиндрическое зеркало, облучаемое вертикально расположенной линейной решеткой излучателей. Движение луча по углу места происходит за счет изменения частоты, а по азимуту — за счет поворота всей антенны.

Частотный метод может использоваться и для двумерного сканирования, когда излучатели, расположенные вдоль одной оси, соединены фидерами с небольшой углочастотной зависимостью, что обеспечивает медленное движение луча в данной плоскости. Излучатели, расположенные вдоль другой оси, возбуждаются от фидеров с большой углочастотной зависимостью, обеспечивая быстрое движение луча во второй плоскости. При изменении частоты происходит кадровое движение ДН в пространстве. Возможен комбинированный метод, когда перемещение ДН в одной плоскости производится частотным методом, в другой — фазовым.

В дальнейшем для упрощения изложения рассматривается линейная решетка излучателей. В антеннах с частотным сканированием используют последовательное или параллельное питание излучателей. При последовательном питании (рис. 5, *a*) в волноводе возбуждается бегущая волна, связь между углом смещения ДН и длиной волны выражается формулой

$$\sin \theta = \frac{l_d}{l} \gamma - n \frac{\lambda}{l},$$

где γ — замедление фазовой скорости бегущей волны в канализирующей системе;
 n — любое целое число (номер луча);
 l_d — разность длин канализирующих систем двух соседних излучателей.

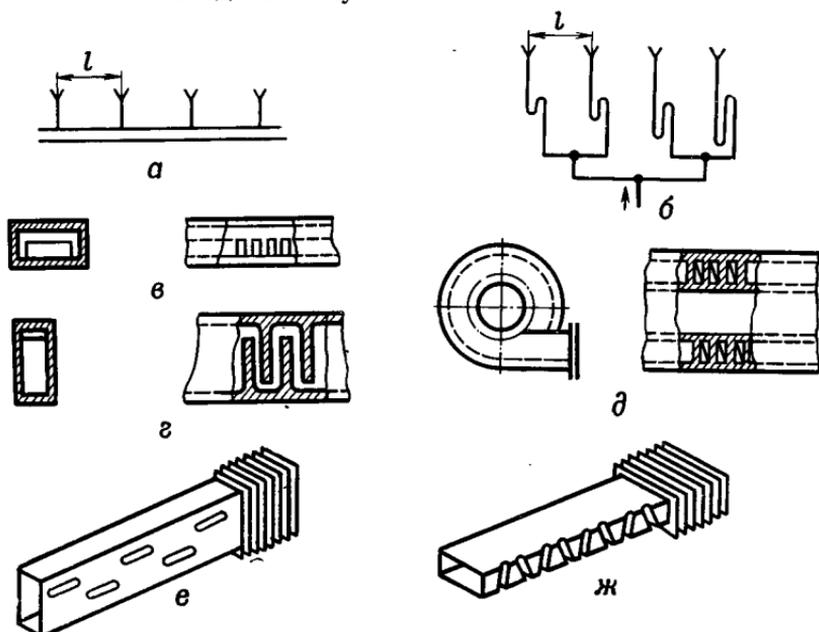


Рис. 5. Питание излучателей в антеннах с частотным сканированием:

a — последовательное питание; *б* — параллельное питание; *в* — ребристый волновод; *г* — спиральный волновод; *д* — змейковый волновод; *е*, *ж* — волноводы со щелевыми излучателями

Для получения широкого сектора обзора необходимо применение замедляющих систем. В качестве замедляющих систем используют ребристые (рис. 5, *в*), спиральные (рис. 5, *г*) или змейковые (рис. 5, *д*) волноводы, обеспечивающие при 4—5% изменении частоты сканирование в секторе до 90°. Недостатками последовательного питания являются: большое затухание, ограниченная пропускаемая мощность, достоинством — простота.

При параллельной схеме питания отдельных излучателей производится через фидеры с линейно увеличивающейся длиной (рис. 5, *б*). Параллельная схема питания сложнее, чем последовательная, и требует диапа-

зѳнных делителей мощности, но позволяет пропускать бѳльшую мощность, чем последовательная.

Антенны с частотным сканированием чаще всего выполняют в виде волноводов со щелевыми излучателями (рис. 5, *е, ж*), образующими самостоятельную решетку или являющимися облучателями одно- или двухзеркальных антенн. Если антенна используется в качестве только приемной, то колебания, принимаемые отдельными элементами решетки, могут усиливаться отдельно и объединяться на промежуточной частоте через элементы задержки. Сканирование луча при этом осуществляется путем изменения частоты гетеродина. Недостатками систем с частотным сканированием являются:

— ограниченная возможность использования широкополосных сигналов из-за узкополосности антенн;

— увеличение ошибок сопровождения целей из-за изменения отражающих свойств объекта при изменении частоты сигнала в широком пределе.

При фазовом методе сканирования фазовый сдвиг между излучателями может быть обеспечен с помощью фазовращателей, включенных в цепи питания или совмещенных с излучателями. Питание излучателей и включение фазовращателей могут производиться последовательным, параллельным или смешанным методами.

При последовательном методе включения фазовращатели (рис. 6, *б*) управляются по одинаковому закону и обеспечивают изменение фазы с частотой, равной частоте сканирования. Недостатками последовательного метода включения являются большие потери в фазовращателях и ограничение пропускаемой мощности.

При параллельном методе включения каждый фазовращатель (рис. 6, *а, в*) должен управляться по своему закону, что приводит к усложнению управляющего устройства. Так как фаза $360^\circ + \varphi$ эквивалентна фазе φ , используются фазовращатели с поворотом фазы до 360° .

Смешанный метод включения (рис. 6, *г*) позволяет уменьшить число последовательно включенных фазовращателей и количество управляющих сигналов, что обеспечивает меньшее затухание и бѳльшую пропускаемую мощность, чем при последовательном методе включения, а также позволяет иметь бѳлее простое, чем при параллельном методе, управляющее устройство. Мощ-

ность распределяется по излучателям с помощью направленных ответвителей, резонансных щелей, коаксиальных тройников, волноводно-вибраторных элементов и т. д.

Для управления фазовращателями используют непрерывный или дискретный способ. Непрерывный способ обеспечивает плавное изменение фазы и, следовательно, смещение ДН, но он сложен.

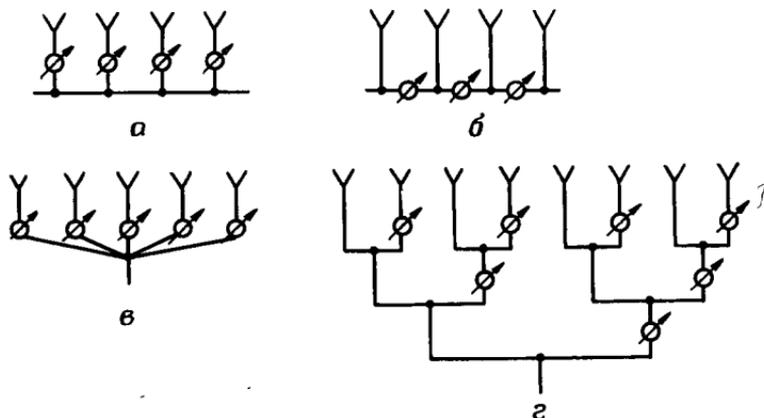


Рис. 6. Питание излучателей в антеннах с фазовым сканированием:

a — последовательное питание и параллельное включение фазовращателей; *б* — последовательные питание и включение фазовращателей; *в* — параллельные питание и включение фазовращателей; *г* — смешанное включение

При дискретном способе фаза и положение луча изменяются скачками. При практически приемлемых значениях коэффициента усиления, уровня боковых лепестков, надежности обзора и точности измерения координат величина скачка не может быть большой, что ограничивает допустимое уменьшение числа фаз. В случае дискретного сканирования часто отказываются от проходных фазовращателей и используют коммутаторы или коммутационные фазовращатели, каждый из которых включает или выключает определенные ветви фидерной системы. В этом случае смещение луча производится путем включения фазовращателя, обеспечивающего прохождение энергии через ветвь фидерной системы с определенным значением фазового сдвига. Преимуществом данного метода, часто называемого коммутационным, является

высокая стабильность, обусловленная тем, что элементы, управляющие фазой, работают в режиме, при котором используются только две крайние области их характеристики. Так как положение ДН определяется не величиной управляющего сигнала, а наличием его на определенных коммутаторах, упрощается схема управляющего устройства.

Применяются обычно ферритовые или полупроводниковые фазовращатели. В ферритовых фазовращателях для поворота фазы используется изменение магнитной проницаемости феррита под воздействием управляющего магнитного поля, что позволяет получить как плавное, так и дискретное изменение фазы в пределах 360° . Постоянная времени ферритовых фазовращателей имеет порядок 10^{-6} — 10^{-7} с. Недостатками таких фазовращателей являются: необходимость большой управляющей мощности, значительная зависимость характеристик от температуры и частоты, а также большие габариты, достигающие нескольких длин волн.

Полупроводниковые фазовращатели используют для плавного или дискретного изменения фазы.

Они получили широкое применение при коммутационном способе сканирования. Коммутация осуществляется с помощью полупроводниковых диодов, проводимость которых изменяется при изменении подводимого напряжения. Используемые диоды обладают быстроедействием до 10^{-10} с, но позволяют коммутировать ограниченную мощность. Для повышения допустимой мощности СВЧ коммутирующих диодов используют *pin*-диоды, содержащие промежуточный нейтральный (*i*) слой. Фазовращатели, основанные на применении *pin*-диодов, обладают малыми размерами, малой постоянной времени (до 10^{-8} с), пропускают среднюю мощность до 10^3 Вт при таких же, как у ферритовых фазовращателей, потерях (до 1 дБ в 3-см диапазоне волн).

В рассмотренных выше схемах питания ФАР все излучатели решетки питаются от одного мощного генератора, поэтому повышаются требования к генератору и волноводной системе. Чаще используют несколько генераторов, энергия от каждого из них по волноводам поступает в группу излучателей. Например, в МРЛС дальнего поиска баллистических целей PAR [3] используется единая приемопередающая решетка с питанием

от нескольких сотен генераторов, энергия от которых поступает в несколько тысяч излучателей решетки.

Применяют также пространственно возбуждаемые решетки, облучаемые первичным источником. Элементами решетки могут быть волноводы с открытыми концами, вибраторы, спирали. Модель пространственно возбуждаемой решетки, использующей волноводы, показана на рис. 7, б. В линию передачи каждого излучателя

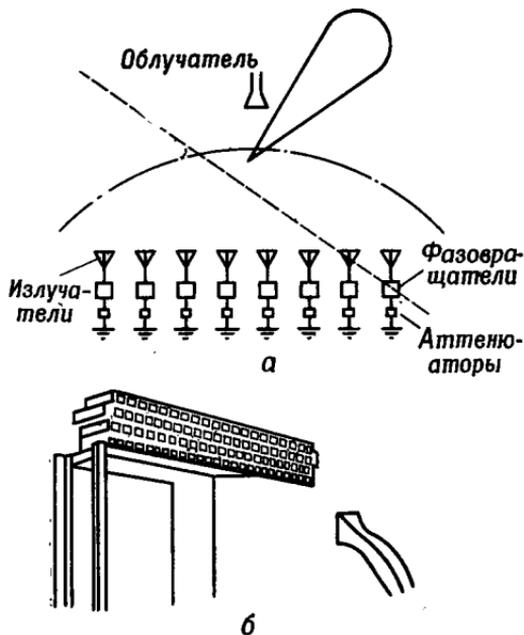


Рис. 7. Пространственно возбуждаемая антенна:

а — схематическое изображение; б — внешний вид

включены фазовращатели и могут включаться (при необходимости) аттенюаторы. Энергия, излучаемая первичным облучателем и возбуждающая излучатели решетки, попадает в линии (рис. 7, а), проходит через фазовращатели и аттенюаторы, отражается от короткозамыкателей и, вновь пройдя через линию передачи, излучается в пространство. Для изменения фазы широко используют коммутационный метод, при котором волноводы закорачиваются при подаче напряжения смещения на один

из полупроводниковых диодов, размещенных через определенные интервалы в линии передачи. Форма фазового фронта поля излучения решетки зависит от электрических длин линий, которые регулируются фазовращателями. Амплитудное распределение поля может изменяться аттенюаторами. Используют амплитудное распределение поля, обеспечивающее при заданной ширине луча минимальный уровень боковых лепестков или наименьшую ширину луча при заданном уровне боковых лепестков. Подобное распределение поля применяется и в других типах антенн.

В пространственно возбуждаемых решетках возможно применение отдельных возбуждаемой и излучающей антенн. Каждый элемент, возбуждаемый первичным источником решетки с помощью линии передачи, в которой располагаются управляемые фазовращатели, соединяется с соответствующим элементом излучающей решетки. Разработаны также антенны с коммутацией луча за счет последовательного включения излучателей, расположенных по экватору сферы и облучающих общий рефлектор. ФАР с перечисленными методами питания часто называют пассивными.

Применяются также и активные ФАР, где каждый излучатель (или группа) содержит генератор с независимым возбуждением, управляющие и усилительные элементы, выполняемые в виде твердотельного модуля. Примером может служить модуль *MERA* [4], включающий приемник, передатчик, схему сдвига фазы, СВЧ биполярные транзисторы, *pin*-диоды, барьерные диоды, СВЧ и ПЧ усилители. Данный модуль имеет размеры $63 \times 25 \times 7$ мм, массу 14 г и работает на частоте 9000 МГц.

В активных ФАР упрощается волноводная система, но для достижения большой общей мощности при применении транзисторных генераторов требуется большое число излучающих элементов, что приводит к увеличению апертуры и усложнению управления. При использовании активных ФАР значительно расширяются возможности по обработке поступающей информации, можно создать адаптирующиеся (самонастраивающиеся) антенны и обеспечить качественное сопряжение элементов антенны с ЭЦВМ, управляющей ФАР и обрабатывающей информацию.

В МРЛС с активными ФАР некоторые основные операции по обработке сигналов могут производиться в элементах решетки, поэтому антенна превращается в сложное устройство.

1.4. Структурные схемы МРЛС

Рассмотреть все многообразие структурных схем МРЛС в данной книге не представляется возможным. Ниже приводится описание структурной схемы и принципа работы МРЛС с парциальной ДН и смешанным методом обзора и МРЛС с гибким методом обзора. Один из возможных вариантов упрощенной структурной схемы некогерентной МРЛС обнаружения и целеуказания с парциальной в вертикальной и сканирующей в горизонтальной плоскости ДН приведен на рис. 8.

Энергия передатчика через распределительное устройство поступает в M вертикально расположенных рупоров двухзеркальной антенны. Количество рупоров, их расположение, а также величина мощности передатчика, подводимой к каждому рупору, определяют форму суммарной ДН, образующейся при излучении. Отраженные от цели сигналы из антенны через распределительное устройство и антенный переключатель поступают в k приемников. В зависимости от направления на цель в вертикальной плоскости отраженный сигнал поступает в соответствующую группу приемников.

Грубое значение угла места цели определяют по приемникам, на выходе которых появились сигналы. Уточнение угла места производят моноимпульсным методом. На рис. 8 приведена амплитудная моноимпульсная система. Угломестные выходные каскады УПЧ приемников стробируются импульсами, вырабатываемыми схемой выбора канала. Сигналы обнаруженной цели с выходов стробируемых каскадов двух соседних приемников поступают на вычитающее устройство (—), амплитуда напряжения на выходе которого характеризует угол θ_{Vi} , а полярность напряжения — направление смещения цели относительно пеленгационного направления (ПН) двух соседних лучей приемной ДН. Напряжение с выхода вычитающего устройства поступает в устройство измерения и дискретного съема угла места (УИДСУМ), вырабатывающее код угла θ_{Vi} каждого

импульса пачки в относительной системе координат и код грубого значения угла места (номера канала).

Видеоимпульсы с выходов соседних приемников поступают в обнаружитель, состоящий из $k-1$ каналов. Каждый канал содержит оптимальный (ОФ) или квазиоптимальный (КОФ) фильтры и пороговое устройство (ПУ). С выхода ПУ сигналы поступают в схему выбора канала, обеспечивающую выбор канала с сигналом максимальной амплитуды. В схеме вырабатываются стробимпульсы, отпирающие соответствующие угломестные каналы.

Сигналы из обнаружителя поступают в устройство измерения и дискретного съема дальности (УИДСД), а также в устройство измерения и дискретного съема азимута (УИДСА), с выхода которых снимаются коды дальности и азимута, измеренные по импульсам пачки (всей или части).

Устройство вычисления мгновенных параметров (УВМП) обеспечивает вычисление усредненных по пачке (мгновенных) координат, которые поступают в УВО, обеспечивающее вторичную обработку и вычисление всех необходимых для потребителей данных. Эти данные с помощью системы передачи данных (СПД) передаются потребителям, а также могут поступать на устройство отображения обстановки РЛС. УВМП и УВО обычно представляют собой единую специализированную ЭЦВМ, на которую могут также возлагаться дополнительные функции: автоматизированное отыскание неисправностей, топопривязка и т. д. Примером станции с парциальной ДН и полуавтоматической обработкой является тактический радиолокатор ВВС США *AN/TPS-43*, обеспечивающий обнаружение и определение координат самолетов на дальностях до 280 км и высотах до 23 км. Луч шириной $1,1^\circ$ в горизонтальной плоскости и перекрывающий сектор в вертикальной плоскости от $0,5$ до 20° создается параболическим рефлектором, облучаемым 15 рупорами. Приемная ДН состоит из шести перекрывающихся лепестков, уточнение угла места в которых производится суммарно-разностным моноимпульсным методом. Боковые лепестки ДН подавляются с помощью дополнительной антенны.

Большинство блоков РЛС *AN/TPS-43* выполнено на монолитных и гибридных интегральных схемах, общее

число которых равно 3000. В этой РЛС используют цифровые методы обнаружения, обработки и селекции. Сигналы с выхода устройства обнаружения поступают на индикаторы пульта управления, расположенного отдельно от РЛС. Дальность, азимут и высота целей измеряются после совмещения на индикаторе строка с отметкой от цели.

Возможная упрощенная структурная схема МРЛС с последовательным обзором по гибкой программе приведена на рис. 9. При обнаружении цели антенная решетка формирует однолучевую ДН, перемещение которой производится с помощью управляющих сигналов, вырабатываемых ЭЦВМ. Для обнаружения обычно используют процедуру усеченного последовательного анализа, при которой время принятия решения ограничено, т. е. если накопленный сигнал находится между порогами, то команда на поворот ДН вырабатывается через определенный временной интервал. При превышении накопленным сигналом верхнего порога фиксируется наличие сигнала цели, производятся измерение, съем параметров сигнала и вырабатывается команда на смещение ДН. Если сигнал меньше нижнего порога, вырабатывается команда на смещение ДН. В процессе сопровождения ДН периодически направляется в экстраполированные точки траекторий целей. При этом для повышения точности измерения угловых координат может формироваться четырехлучевая ДН и использоваться моноимпульсный метод. С выхода УИДСУ снимаются коды, пропорциональные величине смещения цели по азимуту и углу места ($\Delta\theta_r$, $\Delta\theta_v$) относительно ПН, характеризующего величинами управляющих напряжений ($k\theta_v$, $гр$, $k\theta_r$, $гр$).

При использовании сложных импульсных сигналов, обеспечивающих большие дальности действия, высокие точность и разрешающую способность по дальности, является возможность измерения радиальной составляющей скорости V_r по одному или группе импульсов, что обеспечивает повышение точности оценки параметров траектории. Управление ДН, вторичная, первичная (полностью или частично) обработка, формирование сигнала осуществляются специализированной ЭЦВМ.

Примером подобных РЛС [3, 10] могут служить станции *PAR* и *MSR* системы ПРО США «Сейфгард».

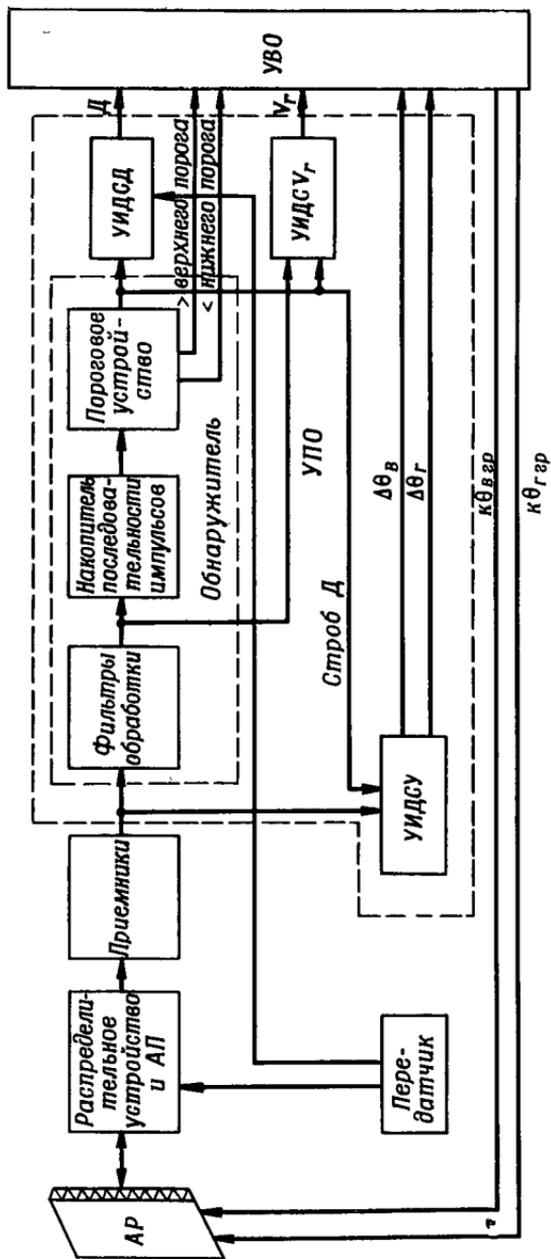


Рис. 9. Упрощенная структурная схема МРЛС с последовательным обзором по гибкой программе

Станция дальнего обнаружения и сопровождения *PAR* с несущей частотой $f_0=442$ МГц имеет ФАР диаметром 35,4 м, состоящую из 6600 полуволновых вибраторов.

Гибкое сканирование осуществляется с помощью диодных фазовращателей в пределах $\pm 60^\circ$ по азимуту и $1-90^\circ$ по углу места. РЛС излучает импульсы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией, длительность которых может изменяться от 5 до 250 мкс. Сжатый импульс имеет длительность 1 мкс. Частота следования импульсов 10—40 Гц. Ширина ДН в режиме обнаружения 3° , прием ведется на парциальные диаграммы с $\theta_0=1,2^\circ$. В режиме сопровождения используется моноимпульсный метод. РЛС работает 85% времени в режиме обнаружения и 15% в режиме сопровождения. Максимальная дальность действия по цели с эффективной отражающей поверхностью $S_e=1$ м² достигает 4300 км. Станция *PAR* обнаруживает, опознает и сопровождает цели, рассчитывает траектории всех объектов, производит их экстраполяцию и распределение целей между РЛС *MSR*.

РЛС *MSR* обеспечивает сопровождение целей в ближней зоне и управление ракетами-перехватчиками, станция работает на частоте $f_0=3000$ МГц и использует пространственно возбуждаемую ФАР диаметром 4,1 м. Управление ДН производится с помощью диодных фазовращателей. РЛС излучает фазоманипулированные импульсы с $\tau_{из}=100$ мкс. Сжатие принятого сигнала производится набором фильтров, рассчитанных на различные доплеровские частоты.

2. СИГНАЛЫ И МЕТОДЫ ИХ ОБНАРУЖЕНИЯ

2.1. Сигналы, используемые в МРЛС

Сигналы, излучаемые МРЛС, должны обеспечивать необходимую дальность действия, высокие точность и разрешающую способность, а также однозначность измерения параметров. Радиолокационные сигналы характеризуются:

- несущей частотой f_0 ;
- энергией сигнала E ; для одиночного импульса прямоугольной формы $E = U_{\text{и}} I_{\text{и}} \tau_{\text{и}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}$, где соответственно $U_{\text{и}}$ — напряжение, $I_{\text{и}}$ — сила тока, $P_{\text{и}}$ — мощность, $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса, для последовательности из N импульсов одинаковой амплитуды $E = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} N$;
- формой сигнала, описываемой законами изменения огибающей и частоты (фазы) несущей;
- длительностью сигнала T ; возможно определение длительности на различном уровне сигнала, например $0,1 U_{\text{макс}}$, $0,64 U_{\text{макс}}$, $0,707 U_{\text{макс}}$ и т. д.; для одиночного импульса $T = \tau_{\text{и}}$, для последовательности импульсов $T = (N-1) T_{\text{п}} + \tau_{\text{и}}$;
- шириной спектра сигнала Δf , определяемой, как и длительность сигнала, на различных уровнях; вводится понятие об эффективной ширине спектра $\Delta f_{\text{э}}$, зависящей от ширины и формы спектра.

При обработке форма сигнала и его спектр искажаются, кроме основного импульса могут возникнуть дополнительные, часто называемые боковыми лепестками.

В импульсных МРЛС могут быть использованы сигналы как простой, так и сложной формы. Широко используют импульсные сигналы простой формы с постоянной несущей частотой и не имеющие скачков фазы.

Схемы формирования и обработки подобных сигналов просты, сигналы имеют малый уровень боковых лепестков. В этих сигналах произведение $\Delta f_0 \tau_{\text{и}} \approx 1$, поэтому они называются узкополосными. К недостаткам узкополосных сигналов следует отнести ухудшение разрешающей способности по дальности при увеличении $\tau_{\text{и}}$, вызываемой необходимостью повышения дальности действия РЛС за счет увеличения энергии импульса при ограниченной импульсной мощности.

РЛС излучает последовательность импульсов. Различают когерентную и некогерентную последовательности радиои импульсов. Последовательность импульсов с закономерной фазовой структурой называют когерентной. Если начальная фаза импульсов изменяется по случайному закону, последовательность импульсов некогерентная. Магнетронные генераторы формируют некогерентную последовательность импульсов. При генерировании импульсов с помощью задающего генератора, работающего в непрерывном режиме, и модулятора образуется когерентная последовательность импульсов. Последовательность импульсов, излучаемых магнетроном и отраженных от нефлуктуирующей цели, можно преобразовать в когерентную, используя импульсно-когерентную технику. Для исключения неоднозначности отсчета дальности и скорости параметры импульсных сигналов выбирают исходя из следующих требований:

$$T_{\text{п}} \geq \frac{2D_{\text{макс}}}{c}; T_{\text{п}} \leq \frac{\lambda}{4V_{\text{г, макс}}}.$$

Удовлетворить оба требования обычно не удается, поэтому в РЛС стремятся устранить неоднозначность по дальности, применяя для измерений скорости косвенные методы, одиночные импульсы или две последовательности импульсов с отличающейся частотой повторения.

В МРЛС используют также сложные (широкополосные) сигналы [8], для которых за счет внутриимпульсной модуляции (манипуляции) произведение $\Delta f_0 \tau_{\text{и}} \gg 1$. При применении широкополосных сигналов возможно значительное увеличение длительности излучаемых импульсов, т. е. средней мощности, без ухудшения разрешающей способности по дальности. При использовании сложных длиною импульсных сигналов можно измерять

радиальную скорость движения цели по одному (нескольким) импульсу. Сложные сигналы обеспечивают также повышение помехозащищенности РЛС, но их использование приводит к усложнению передатчика, устройств обработки и часто к увеличению уровня боковых лепестков. Применяют два типа сложных сигналов:

— импульсы с внутриимпульсной частотной модуляцией (ЧМ);

— фазоманипулированные импульсы (ФМ).

В ЧМ импульсах возможно дискретное или плавное изменение частоты. Шире используют линейное (рис. 10, а) изменение частоты (ЛЧМ сигнал), когда $\omega = \omega_0 + \mu t$, где $\mu = \frac{\Delta\omega}{\tau_{\text{И}}}$ — девиация частоты, отнесенная к длительности импульса.

При этом, если огибающая является прямоугольной функцией (рис. 10, б), сигнал описывается выражением

$$u(t) = \cos\left(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2}\right) \text{ при } -\frac{\tau_{\text{И}}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{\text{И}}}{2}.$$

ЧМ импульс можно сформировать путем изменения частоты генератора (активный метод) или путем использования формирующего фильтра (пассивный метод). В качестве формирующего фильтра (фильтра растяжения) может использоваться линия задержки (ЛЗ) с неравномерно распределенными отводами и сумматором (рис. 10, в). На вход ЛЗ с общим временем задержки, равным $\tau_{\text{И}}$, подается короткий импульс длительностью τ_0 . С выхода сумматора снимается импульс длительностью $\tau_{\text{И}}$ и изменяющейся частотой. При использовании ЧМ импульса [14] можно обеспечить частотное сканирование ДН в течение каждого импульса.

ФМ импульс состоит из определенного числа коротких радиоимпульсов с разными начальными фазами. При многофазовой манипуляции фазовые сдвиги кратны $\frac{2\pi}{p}$, где $p \geq 2$. Часто применяется двухфазовая манипуляция, когда $p=2$ и возможны два значения начальных фаз импульса (0 или π). На рис. 11, а, б представлены форма фазоманипулированного импульса и его условное обозначение, где знак «—» обозначает $\varphi = \pi$, а знак «+» $\varphi = 0$.

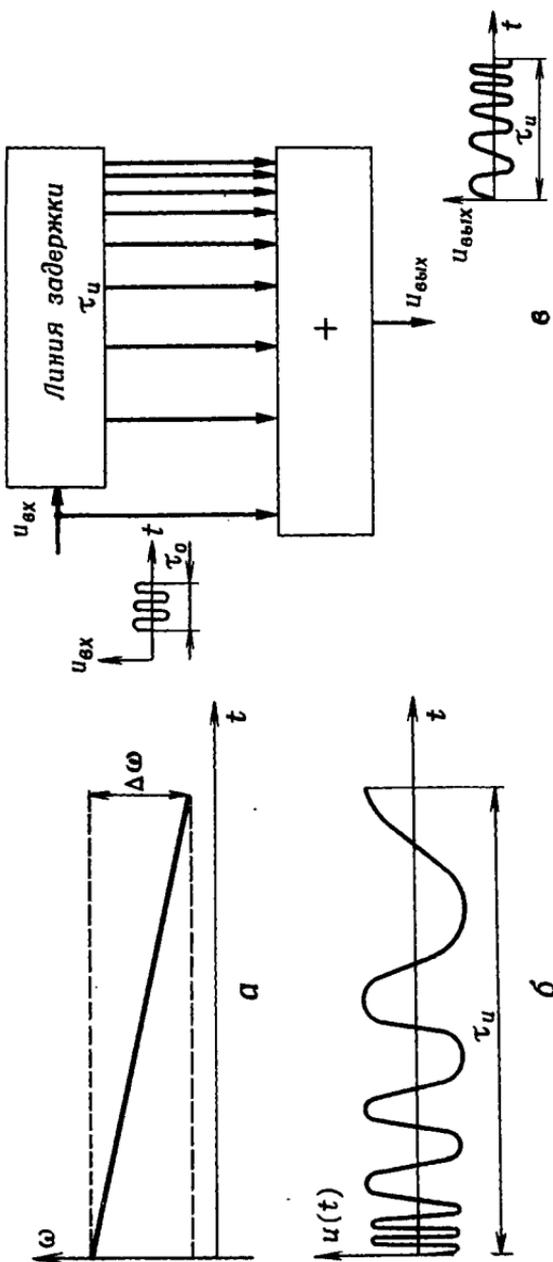


Рис. 10. Импульсы с линейно-частотной модуляцией:

а — закон изменения частоты; б — форма импульса; в — фильтр растяжения

Для получения малого уровня боковых лепестков фазовая манипуляция производится по определенному правилу, обеспечивающему высокую хаотичность следования фаз. С этой целью применяют рекуррентные циф-

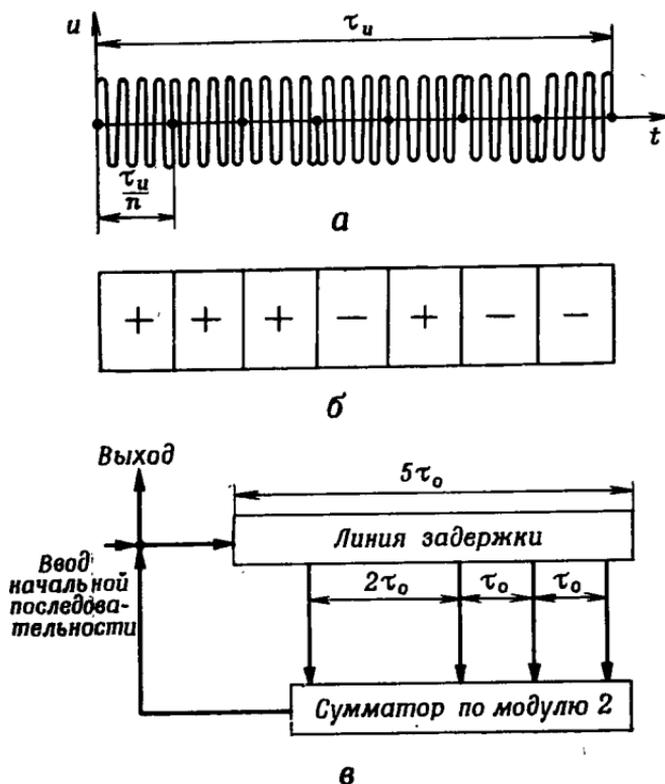


Рис. 11. Фазоманипулированный импульс:
 а — форма; б — условное обозначение; в — схема формирования двоичной рекуррентной последовательности

ровые последовательности, в которых по любым заданным m последовательным элементам можно найти следующий $m+1$ элемент, пользуясь одним и тем же правилом. На рис. 11, в приведена схема формирования двоичной рекуррентной последовательности. Максимальная длина последовательности (М-код) обеспечивается лишь при определенном порядке чередования фаз, что

означает определенный порядок подключения отводов к сумматору.

Для формирования М-кода применяют также цифровые устройства, использующие регистры сдвига. Уровень боковых лепестков манипулированного М-кодом сигнала не превышает $\frac{1}{\sqrt{n}}$, где n — число элементарных импульсов в последовательности. Подавая М-код на фазовый манипулятор, осуществляют ФМ сигнала. Кроме М-кода могут использоваться Д-коды, коды Баркера и т. д.

МРЛС могут работать в режиме непрерывного излучения при ЧМ или ФМ. Возможно создание МРЛС с изменяющимися в зависимости от окружающей обстановки формой и параметрами сигнала.

2.2. Сигналы, отраженные от цели

На вход импульсной РЛС, работающей в режиме обзора с постоянной скоростью сканирования, поступают пачки (пакеты) отраженных от цели импульсов. Если ДН описывается кривой Гаусса, то форма огибающей пачки для отраженного от неподвижной цели (детерминированного) сигнала записывается в виде

$$U(\theta) = e^{-2,8 \left(\frac{\theta}{\theta_0} \right)^2}. \quad (2.1)$$

Число импульсов в пределах ширины ДН по половинной мощности

$$N = \frac{\theta_0}{\Omega T_{\Pi}},$$

где Ω — частота сканирования ДН.

Интервал между пачками равен периоду обзора (рис. 12). Вследствие движения, колебаний цели изменяется величина эффективной отражающей поверхности $S_{\text{э}}$, что приводит к изменениям (флуктуациям) амплитуд отраженных сигналов. Флуктуации $S_{\text{э}}$, а следовательно, и амплитуды сигнала характеризуются корреляционной функцией $\rho(\tau)$ (рис. 12, в). По корреляционной функции определяется время корреляции τ_k , характеризующее скорость флуктуации. В зависимости от соотношения

величин τ_k , T_{Π} , $t_{обл} = NT_{\Pi}$ различают следующие виды флуктуаций:

1. Дружные (медленные) флуктуации, при этом $t_{обл} \ll \tau_k$. За время облучения цели величина S_a практически не изменяется, $\rho(t_{обл}) \approx 1$. Огибающая пачки описывается выражением (2.1). Обычно $T_{обз} \gg t_{обл}$ и $T_{обз} > \tau_k$, при этом амплитуды соседних пачек не коррелированы

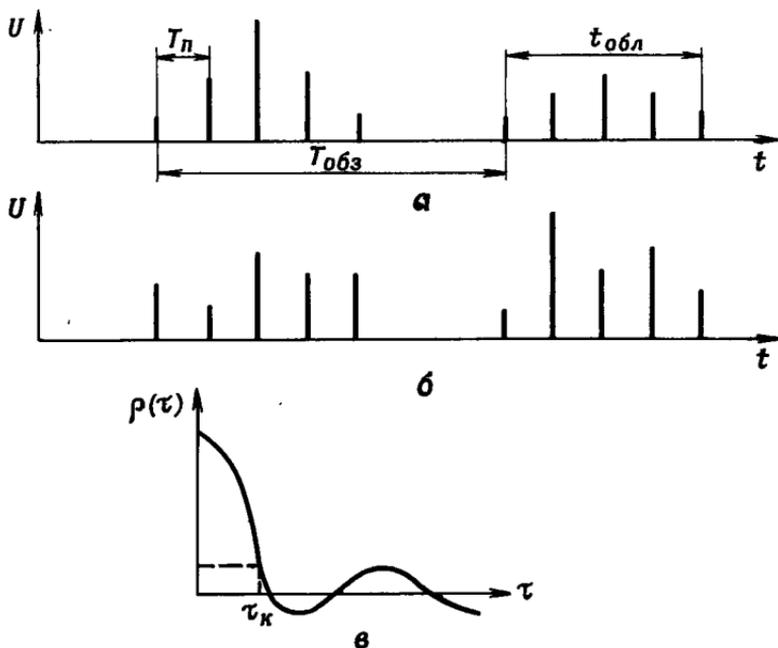


Рис. 12. Форма отраженных сигналов:

а — дружные флуктуации; *б* — независимые флуктуации; *в* — корреляционная функция флуктуаций

лированы и изменяются по случайному закону (рис. 12, *а*).

2. Независимые (быстрые) флуктуации наблюдаются при отсутствии корреляции между соседними импульсами (рис. 12, *б*), при этом $T_{\Pi} > \tau_k$.

Как дружные, так и независимые флуктуации являются идеализацией реального процесса, удобной при математическом описании отраженных сигналов. Часто на практике встречаются промежуточные флуктуации, когда $T_{\Pi} < \tau_k$ и $t_{обл}$ соизмеримо с τ_k .

Вследствие движения цели частота отраженных сигналов получает доплеровское смещение

$$F_{\text{д}} = \pm \frac{2V_r}{\lambda}.$$

Вследствие флуктуаций изменяются не только амплитуды, но и начальные фазы импульсов. Поэтому при быстрых флуктуациях даже в случае облучения цели когерентными колебаниями отражается некогерентная последовательность импульсов. В промежуточных случаях в пачке имеется частичная когерентность.

При процедуре последовательного обнаружения в фиксированном направлении излучается несколько импульсов, их число N зависит от отношения мощностей сигнала и шума. На вход приемника поступает пачка, характер флуктуаций в которой зависит от соотношения величин $\tau_{\text{к}}$, $T_{\text{ц}}$, $t_{\text{обл}}$. В детерминированном случае огибающая пачки имеет прямоугольную форму.

При использовании длинноимпульсных сложных сигналов возможны случаи, когда $\tau_{\text{и}} > \tau_{\text{к}}$, при этом когерентность отраженного сигнала сохраняется лишь в пределах части длительности импульса.

2.3. Обнаружение радиолокационных сигналов

Кроме отраженного от цели полезного сигнала на выходе приемника имеются шумы (помехи): внешние (космические, атмосферные, индустриальные), внутренние (шумы приемника), искусственно создаваемые (активные и пассивные).

В СВЧ диапазоне из естественных помех основными являются внутренние шумы приемника, спектр которых простирается от единиц до 10^{10} — 10^{12} Гц. Интенсивность внутренних шумов в радиодиапазоне изменяется плавно, поэтому в пределах полосы пропускания приемника уровень шумов постояен. Свойства внутренних шумов приемника близки к свойствам идеализированного «белого» шума, т. е. шума с постоянной интенсивностью на всех частотах. «Белый» шум является стационарным случайным процессом, средние статистические характеристики которого не изменяются во времени.

При приеме неизвестно, имеется ли в принимаемом колебании отраженный от цели сигнал. Задачей обнару-

жения является принятие решения о приеме только шума или сигнала и шума. Эта задача носит вероятностный характер и только при значительном превышении сигнала над средним уровнем шума можно считать результат обнаружения достоверным. При обнаружении возможны ошибочные решения:

— шумовой выброс принимается за сигнал (ложная тревога);

— сигнал и шум принимаются за шум (пропуск цели).

Вводятся понятия о вероятности ложной тревоги F (вероятности принятия решения о приеме сигнала при его отсутствии) и вероятности правильного обнаружения D (вероятности принятия решения о приеме сигнала при его наличии).

На рис. 13 для одномерного случая изображены зависимости $P_{ш}(U)$, $P_{сш}(U)$ — законы распределения соответственно шумовых выбросов и выбросов смеси сигнала со средней амплитудой U_0 и шума. Площади, отсекаемые осью U , вертикальной линией, проходящей через $U_{п}$ (пороговый уровень), и кривыми $P_{ш}(U)$, $P_{сш}(U)$, являются соответственно значениями F и D .

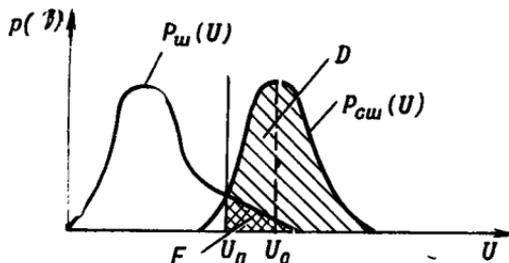


Рис. 13. В выборе порога обнаружения

Качество обнаружения тем выше, чем больше D и меньше F .

Для того чтобы наилучшим образом выделить полезный сигнал на фоне «белого» шума, необходимо использовать коррелятор (оптимальный фильтр) и пороговое устройство, составляющие обнаружитель (преселектор).

В МРЛС с автоматической обработкой сигналов могут быть использованы следующие критерии (процедуры) обнаружения:

— Неймана — Пирсона;

— последовательного наблюдателя (применяемый в РЛС с гибкой программой обнаружения и описанный в подразд. 1.2);

— параметрические процедуры.

В РЛС с полуавтоматической обработкой сигналов обнаружение производится оператором по визуальному индикатору.

При критерии Неймана — Пирсона пороговый уровень U_{Π} выбирается исходя из получения заданной весьма малой величины F . Величина $F(U_{\Pi})$ выбирается такой, чтобы число ложных отметок, поступающих на вторичную обработку, не вызывало перегрузки ЭЦВМ. При увеличении быстродействия и объема памяти ЭЦВМ можно увеличить F (снизить U_{Π}), что при заданном значении D позволяет уменьшить требуемую величину принимаемого сигнала. Таким образом, при использовании лучших по параметрам ЭЦВМ обработки и фиксированных параметрах РЛС увеличивается дальность обнаружения.

Среднее число ложных отметок за период обзора связано с вероятностью ложной тревоги следующим приближенным соотношением:

$$r = F \frac{T_{\text{Обз}}}{\tau_{\text{ш. ср}}}, \quad (2.2)$$

где $\tau_{\text{ш. ср}}$ — средняя длительность шумового выброса, определяемая при малых значениях F из уравнения

$$\tau_{\text{ш. ср}} = \frac{0,66\sigma_{\text{ш}}}{\Delta F (U_{\Pi} - U_{\text{ш. ср}})},$$

где

$\sigma_{\text{ш}}$ и $U_{\text{ш. ср}}$ — соответственно среднее квадратическое и среднее значения шума;

ΔF — полоса пропускания приемника и фильтра обработки.

С уменьшением дальности до цели D значения U_0 в среднем растут, что приводит к увеличению D ; практически на дальностях, меньших $(0,5-0,6) D_{\text{макс}}$, при фиксированном значении U_{Π} значение $D \approx 1$.

Для снижения числа ложных отметок используют переменный порог. Наименьшее значение порога выбирается на $D_{\text{макс}}$ исходя из получения нужного значения

D по определенному типу цели. С уменьшением D порог увеличивается, при этом снижается значение F .

Если задаться требованием $D = \text{const}$ на всех дальностях (по определенному типу цели), то для случая дружных флуктуаций

$$F = e^{-\left[1 + \rho_0^2 \left(\frac{D_{\text{макс}}}{D}\right)^2 \ln D\right]},$$

где $\rho_0 = \frac{U_0}{\sigma_{\text{ш}}}$ на максимальной дальности.

Применение переменного порога позволяет в 10—100 раз уменьшить r .

Для оценки качества обнаружения используют характеристики обнаружения [1], представляющие собой зависимость $D = f\left(\frac{U_0}{\sigma_{\text{ш}}}\right)$ при различных значениях F и видах флуктуаций.

В описанных выше критериях пороги выбирают заранее и они не зависят от входных шумов. При реальных условиях работы РЛС, радиопротиводействию противника уровень и характер входных шумов изменяются, вызывая изменение величины F , что в свою очередь приводит к перегрузке ЭЦВМ обработки. При переменном уровне входных шумов целесообразно иметь фиксированное, не зависящее от этого уровня, значение F , для чего используют автоматическую регулировку усиления (АРУ) приемника или порогового уровня. В этом случае коэффициент усиления или порог изменяются в зависимости от среднего уровня шумов на выходе приемника.

Для получения значения F , не зависящего от закона распределения входных шумов, используют непараметрические процедуры обнаружения, при этом производят оптимальную для «белого» шума фильтрацию, детектирование и дискретизация сигнала по дальности. Дискретные участки выбирают исходя из получения условия некоррелированности отсчетов. В каждом участке дальности отсчеты видеосигнала сравниваются с совокупностью отсчетов в соседних участках дальности. Результаты сравнения в M периодах повторения суммируются.

Если обозначить результат сравнения отсчетов в соседних участках дальности в j -м периоде повторения

через η_{ij} , то критерием присутствия или отсутствия цели в i -м участке являются условия:

$$\sum_{j=1}^M \eta_{ij} > \eta_0 \text{ — цель есть;}$$
$$\sum_{j=1}^M \eta_{ij} < \eta_0 \text{ — цели нет.}$$

Порог η_0 выбирается исходя из нужного значения величины F .

Возможно также применение непараметрических методов обнаружения, использующих явление изменения амплитуды импульсов цели от периода к периоду (тренд). Подобные процедуры называются ранговыми. Характеристики обнаружения в «белых» шумах при непараметрических методах хуже, чем при критерии Неймана — Пирсона. Однако с увеличением M это различие уменьшается. Для реализации непараметрических методов обнаружения используют цифровые устройства.

2.4. Методы фильтрации импульсных сигналов

Задачей оптимальной обработки является повышение отношения сигнал/шум. При визуальном обнаружении сигналов подавление шумов (повышение отношения $\frac{U_0}{\sigma_{ш}}$) происходит за счет интегрирующих свойств экранов индикаторов и физиологических качеств оператора. В РЛС с автоматическим съемом эту функцию выполняет фильтр, входящий в состав УПО.

Амплитудно-частотная характеристика $K(\omega)$ оптимального фильтра (ОФ), обеспечивающего максимально возможное отношение $\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{2E}{G}$, где G — спектральная плотность «белого» шума (мощность шумов в единичной полосе пропускания), должна совпадать по форме со спектром сигнала $K(\omega) = S(\omega)$. Фазочастотная характеристика ОФ равна $\varphi(\omega) = -\theta(\omega) - \omega\tau_k$, где $\theta(\omega)$ — фазовый спектр сигнала, τ_k — момент окончания сигнала. В ОФ форма сигнала зафиксирована в его характеристиках, вследствие чего он инвариантен для сигналов, отличающихся по времени запаздывания.

Операцией, эквивалентной ОФ, является вычисление корреляционного интеграла Z от входного сигнала. Корреляционный приемник, определяющий Z , должен хранить (вырабатывать) копию излучаемого сигнала, быть многоканальным по времени запаздывания и частоте отраженного сигнала, что приводит к его усложнению.

Если ОФ оказывается громоздким, применяют квазиоптимальные фильтры (КОФ), отличающиеся более простым устройством, результаты фильтрации при этом ухудшаются.

При приеме сигналов на фоне «небелого» шума (например, пассивной помехи) используют последовательное включение двух фильтров [1], первый фильтр (режекторный) преобразует «небелый» шум в «белый», второй является ОФ для «белого» шума.

В дальнейшем рассматривается фильтрация на фоне «белого» шума.

Методы фильтрации можно разделить на когерентные и некогерентные. Когерентные методы, обеспечивающие извлечение информации не только из амплитуд, но и из фаз принятых сигналов, позволяют получить лучшие качественные показатели приема (меньший пороговый сигнал, большую точность измерения параметров), измерять V_r . Однако когерентный прием возможен лишь при наличии когерентности в принимаемом сигнале и требует многоканального по частоте устройства обработки.

Фильтровой прием когерентного сигнала заключается в совместной работе n схем фильтрации, каждая из которых обеспечивает обработку сигналов с определенными доплеровскими частотами.

Применяются также [7] корреляционно-фильтровые схемы обработки, где последовательно используются корреляционный и фильтровой методы. При этом создается m временных каналов, в каждом из которых располагается n узкополосных фильтров, настроенных на различные частоты.

При некогерентном приеме, единственно возможном при некогерентном сигнале, достаточен один канал обработки, находящийся за амплитудным детектором. Некогерентный прием может применяться и при когерент-

ном сигнале, когда по экономическим или эксплуатационным соображениям нецелесообразно усложнение РЛС. При этом, однако, теряется информация о скорости движения цели и ухудшаются показатели приема.

Если $\tau_k < t_{обл.}$, то возможно сочетание когерентного и некогерентного приемов. За время корреляции производится когерентная обработка, а затем в течение всей длительности сигнала — некогерентная.

При фильтровом и корреляционно-фильтровом методах обработки сигналов используют фильтры, которые могут быть выполнены в аналоговом (АН) или цифровом виде. Рассмотрим методы обработки последовательности импульсов простой формы.

Фильтровой аналоговый метод обработки. Когерентные аналоговые фильтры для когерентной последовательности импульсов с неизвестной начальной фазой могут быть выполнены на промежуточной частоте $f_{пр}$ или видеочастоте. Структурная схема канала обработки с фильтрацией на $f_{пр}$ показана на рис. 14, а. Вместо ОФ для одиночного радиоимпульса используют УПЧ с полосой пропускания, согласованной с длительностью импульса. Потери по сравнению с ОФ увеличиваются на 17%. ОФ (КОФ) для когерентной последовательности радиоимпульсов должен обладать гребенчатой амплитудно-частотной характеристикой (рис. 14, б) и может быть создан с помощью колебательных (апериодических) цепей или линий задержки (ЛЗ). Фильтры, состоящие из колебательных цепей, в зависимости от используемых в них основных элементов [12] носят соответствующие названия: LC, RC-фильтры, электромеханические, пьезокерамические, кварцевые и др. Число таких фильтров в одном доплеровском канале определяется из соотношения

$$\kappa \approx \frac{(1,4 - 1,8) T_{п}}{\tau_{п}}$$

Полоса пропускания фильтров (рис. 14, б) выбирается из условия $\Delta f_{\phi} \approx \frac{1,4 - 1,8}{N_{э} T_{п}}$, где $N_{э}$ — эквивалентное число импульсов в пачке ($N_{э} \approx 0,7N$). Фильтры устанавливают после УПЧ и настраивают на определенные частоты. Например, в первом доплеровском канале $f_{пр 0}$;

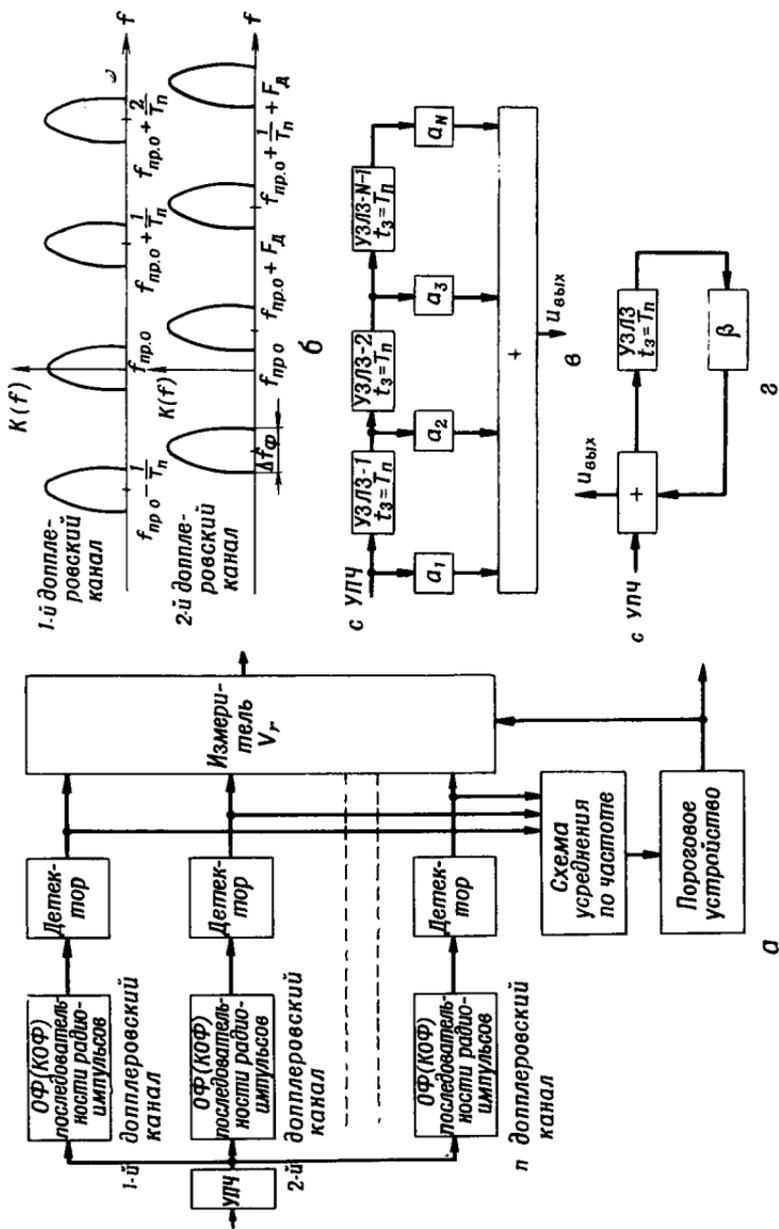


Рис. 14. Фильтровой метод обработки: **а** — устройство обработки с фильтрацией когерентной последовательности импульсов; **б** — амплитудно-частотная характеристика ОФ последовательности; **в** — ОФ последовательности на УЗЛЗ; **г** — синхронный накопитель

$f_{\text{пр}} \pm \frac{1}{T_{\text{п}}}$; $f_{\text{пр}} \pm \frac{2}{T_{\text{п}}}$ и т. д. Требования к точности и стабильности настройки весьма высокие.

Отметим, что LC , RC -фильтры легко перестраиваются, но обладают малой стабильностью ($\frac{\Delta f}{f_{\text{пр}}} \approx 10^{-3}$). Термостабилизация позволяет довести значение $\frac{\Delta f}{f_{\text{пр}}}$ до величины 10^{-4} .

Кварцевые фильтры обладают высокой стабильностью ($\frac{\Delta f}{f_{\text{пр}}}$ достигает 10^{-6}), но трудно перестраиваются и имеют высокую стоимость [12].

Пьезокерамические и электромеханические фильтры весьма компактны, дешевле кварцевых, но также трудно перестраиваются, значение $\frac{\Delta f}{f_{\text{пр}}}$ не превышает 10^{-4} . При высоких значениях частоты $f_{\text{пр}}$, выбираемой из условия $f_{\text{пр}} > (15-20) \frac{1}{\tau_{\text{к}}}$, для получения качественной фильтрации при коротких импульсах следует использовать фильтры, имеющие высокую частотную стабильность.

Применение описанного метода обработки при больших скважностях ($\frac{T_{\text{п}}}{\tau_{\text{к}}}$ велико) ограничено из-за необходимости увеличивать число фильтров.

ОФ для последовательности в схеме (рис. 14, а) можно также создать с помощью многоотводной ЛЗ и весового сумматора. Так как время задержки между отводами $t_3 = T_{\text{п}}$, то приходится использовать $N-1$ ультразвуковых ЛЗ (УЗЛЗ) (рис. 14, в). Коэффициенты усиления выбирают исходя из относительного веса импульсов в пачке. Необходимость иметь большое число УЗЛЗ с весьма жесткими требованиями к t_3 ($\frac{\Delta t_3}{T_{\text{п}}} \approx \approx 10^{-7}-10^{-9}$) затрудняет применение подобного фильтра.

В качестве квазиоптимального фильтра (КОФ) могут быть использованы синхронные накопители, которые называют рециркуляторами (рекурсивными фильтрами). Значение коэффициента усиления в цепи обратной связи синхронного накопителя (СН) β (рис. 14, г) выбирается исходя из условия получения наибольшего

выигрыша в отношении сигнал/шум, зависящего от числа импульсов в пачке N :

$$g = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}}{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}}} = f(N, \beta).$$

При большом N значение β близко к единице, что приводит к возможности самовозбуждения. В реальных амплитудных СН величина β ограничена значениями 0,95—0,96 [7].

Для увеличения выигрыша при $N > 30$ —40 возможно последовательное включение двух одинаковых СН (двукратный накопитель), последовательное включение СН с разными значениями времени задержки (двух-этапный накопитель), использование частотной или фазовой модуляции.

Для поддержания стабильности времени задержки УЗЛЗ используют термостабилизацию, составные ЛЗ

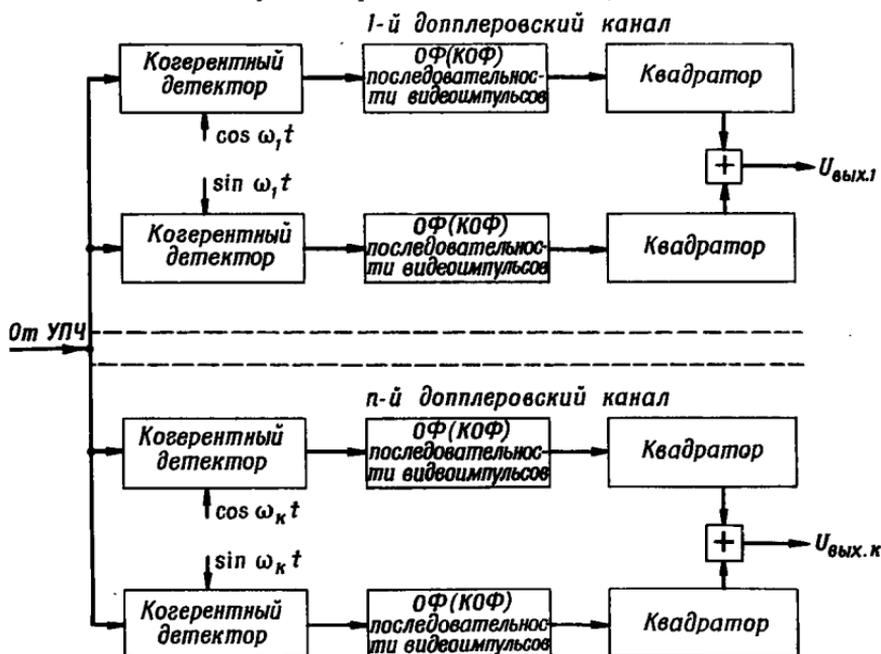


Рис. 15. Устройство обработки с квадратурной схемой фильтрации когерентной последовательности импульсов

и т. д. Высокие требования к стабильности фильтров и времени задержки ЛЗ, работающих на $f_{\text{пр}}$, приводят к сложности их изготовления и эксплуатации, что ограничивает возможности применения этих схем. Поэтому чаще переходят к использованию квадратурных схем накопления (рис. 15), содержащих ОФ (КОФ) для последовательности видеоимпульсов. В качестве ОФ (КОФ) применяют колебательные или апериодические цепи, а также устройства на УЗЛЗ или потенциалоскопах. Для качественного накопления в СН достаточно, например, обеспечить стабильность времени задержки $\Delta t_3 \approx (0,05-0,1) \tau_{\text{н}}$, что на 1—2 порядка меньше, чем в схемах, работающих на частоте $f_{\text{пр}}$ [7].

Потенциалоскопы, представляющие собой специальные электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов на мишени, компактны, но обладают несколько худшими характеристиками, чем СН. Недостатком квадратурных схем является необходимость увеличения габаритов оборудования.

Необходимое число доплеровских каналов в схемах (рис. 14 и 15) может быть определено из приближенных соотношений:

$$n = 4F_{\text{д макс}} T_{\text{п}} N_{\text{в}} \quad \text{при } F_{\text{д макс}} < \frac{1}{T_{\text{п}}};$$

$$n = 4N_{\text{в}} \quad \text{при } F_{\text{д макс}} > \frac{1}{T_{\text{п}}}.$$

При некогерентном фильтровом методе обработки последовательности импульсов достаточен один канал накопления, состоящий из согласованного УПЧ, амплитудного детектора и ОФ (КОФ) для последовательности видеоимпульсов.

Корреляционно-фильтровой аналоговый метод обработки. Структурная схема устройства с корреляционно-фильтровой обработкой импульсной когерентной последовательности на частоте $f_{\text{пр}}$ приведена на рис. 16. Каждый из m временных каналов (дискретных участков по дальности) строится во времени импульсами, поступающими на умножитель совместно с колебаниями частоты $f_{\text{пр}}$. Во временном канале имеется n узкополосных фильтров, настроенных на различные доплеровские частоты. Каждый фильтр накапливает энергию

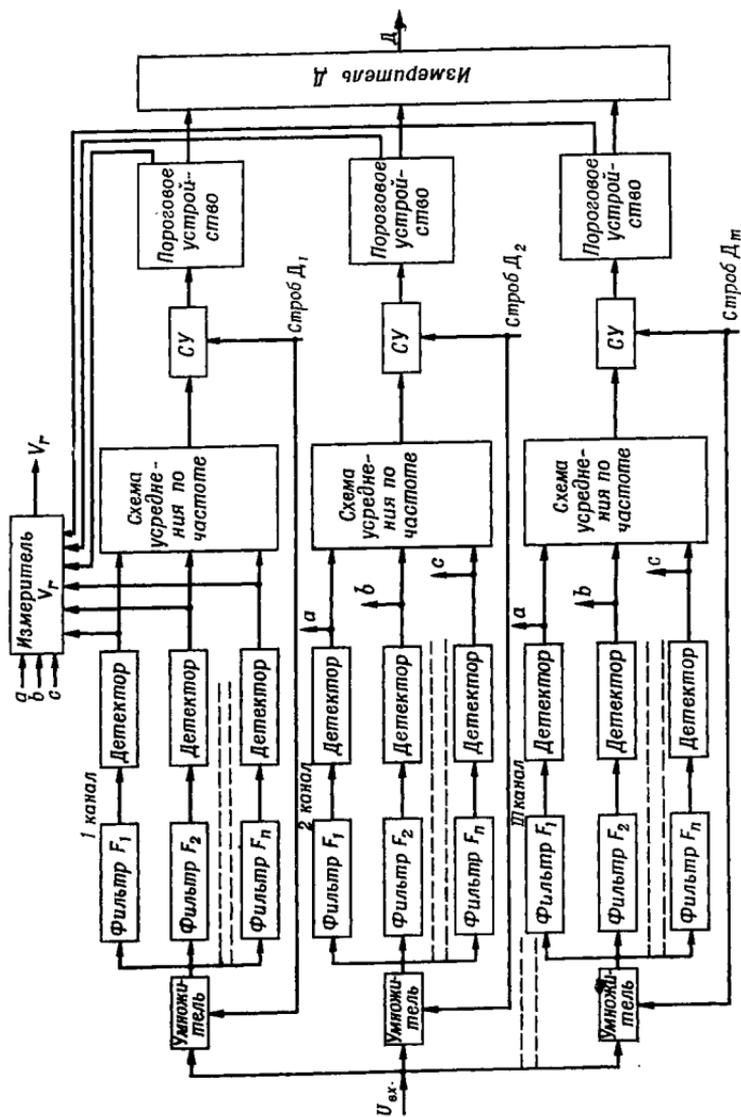


Рис. 16. Корреляционно-фильтровое аналоговое устройство обработки когерентной последовательности импульсов

последовательности импульсов от цели, находящейся на фиксированной дальности и движущейся с определенной скоростью. По номерам фильтров, на выходе которых имеется сигнал, определяется частота F_d . Усредненные по частоте сигналы в каждом временном канале поступают совместно со строб-импульсами на стробируемые усилители (СУ), обеспечивая выработку импульса дальности. Пороговые устройства (ПУ) в схеме находятся в каждом временном канале. Может использоваться одно ПУ, находящееся за схемой объединения каналов. Сигналы с выхода ПУ поступают на измеритель Д, а также обеспечивают стробирование каналов измерителя V_r .

Так как на выходе фильтра практически выделяется непрерывный сигнал, то путем преобразования частоты можно значительно снизить значение частоты $f_{пр}$ и использовать более простые фильтры, чем в схеме рис. 14, а. При корреляционно-фильтровом методе, однако, увеличивается длительность пачки, что приводит к ухудшению разрешающей способности и точности измерения угла в плоскости сканирования. Сложность устройства (рис. 16) зависит от числа дискретных участков по дальности и доплеровских каналов. Для уменьшения числа каналов можно исходя из тактического назначения РЛС и формы ДН в вертикальной плоскости исключать из обработки участки с малыми дальностями.

К основным недостаткам аналоговых схем обработки относят:

- сложность перестройки при изменении параметров РЛС (T_n , τ_n);
- необходимость тщательной настройки, трудность поддержания заданных режимов;
- использование сложных дорогостоящих элементов.

Цифровые методы обработки. Указанных выше недостатков лишены цифровые схемы обработки. Вследствие отсутствия инвариантности по отношению к дальности устройства цифровой обработки должны быть многоканальными по дальности, что приводит к увеличению количества используемой аппаратуры. Однако благодаря тому, что цифровые фильтры (ЦФ) состоят из однотипных элементов, они легко выполнимы в виде

больших интегральных схем, применение которых уменьшает габариты и стоимость аппаратуры. ЦФ легко перестраиваются при изменении параметров РЛС, что обеспечивает оптимизацию структуры накопителя в процессе работы. Недостатком ЦФ являются несколько худшие, чем у аналоговых накопителей, результаты накопления.

Цифровые устройства обработки так же, как и аналоговые, могут быть когерентными и некогерентными. Применяются когерентные устройства обработки (рис. 15) с n частотными каналами, где ОФ для последовательности импульсов выполняется в виде ЦФ. При некогерентной обработке ОФ (КОФ) для последовательности видеоимпульсов, расположенный после амплитудного детектора, заменяется ЦФ.

В ЦФ производится дискретизация сигнала по дальности и квантование по уровню. В каждом участке дальности вырабатывается код амплитуды сигнала.

С уменьшением числа уровней квантования снижаются требования к объему памяти и быстродействию ЦФ. Наиболее распространены схемы с квантованием сигнала на два уровня (бинарные схемы). Переход к бинарным схемам приводит к потерям ≈ 2 дБ по сравнению с аналоговой обработкой.

В бинарных накопителях производится подсчет числа импульсов, превысивших порог. Для этого используют устройство, работающее по логике l из k . Цель считается обнаруженной, если в k последовательных периодах повторения на определенном дискретном участке дальности будет не менее l импульсов, превысивших пороговый уровень квантователя.

Подсчет числа импульсов в каждом дискретном участке (рис. 17) производится счетчиками импульсов с объемом памяти не менее k . Для каждого значения k имеется оптимальное значение $l \approx 1,5\sqrt{k}$, обеспечивающее минимальный пороговый сигнал. Наилучшее накопление получается при $k=N$.

С помощью регистра сдвига синхронизирующие импульсы последовательно поступают на различные вентили совпадения (ВС), отпираемые при одновременном приходе этих импульсов и квантованного сигнала. С ВС сигналы поступают на счетчики, соединенные с логической схемой обнаружения. Каждый счетчик подсчитыва-

ет число импульсов, прошедших квантователь, на определенном участке дальности.

Упрощение дискретного накопителя получается при использовании части импульсов пачки $k < N$. Подобные схемы [9] применяются также для выделения импульсов начала и конца пачки. Началом пачки (фактом обна-

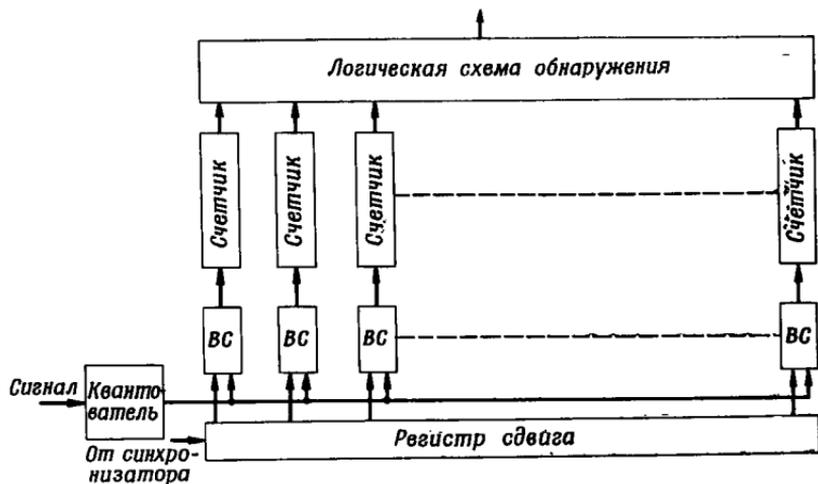


Рис. 17. Бинарный накопитель с параллельным включением счетчиков

ружения цели) считается выполнение критерия, состоящего в фиксации l импульсов на k смежных позициях. Критерием конца пачки является появление серии из нескольких (0, 00, 000) нулей, следующих подряд после выполнения критерия обнаружения. На рис. 18 приведена схема одного канала с логикой 2/3-00. Эта схема обеспечивает обнаружение при наличии двух импульсов, превысивших порог, на трех соседних позициях, а также фиксацию конца пачки при наличии двух нулей подряд. Триггер управления (ТрУ) отпирает схему И4 лишь после его опрокидывания импульсом начала пачки. Импульс конца пачки возвращает ТрУ в исходное состояние.

Оптимальная фильтрация сложных импульсов заключается в обработке одиночного импульса и, если есть возможность, накоплении нескольких импульсов. Рассмотрим обработку одиночных сложных импульсов.

Фильтрация частотно-модулированного импульса.
 Для фильтрации (сжатия) ЧМ импульса могут использоваться:

— электрические линии задержки с неравномерно распределенными отводами (рис. 10, в);

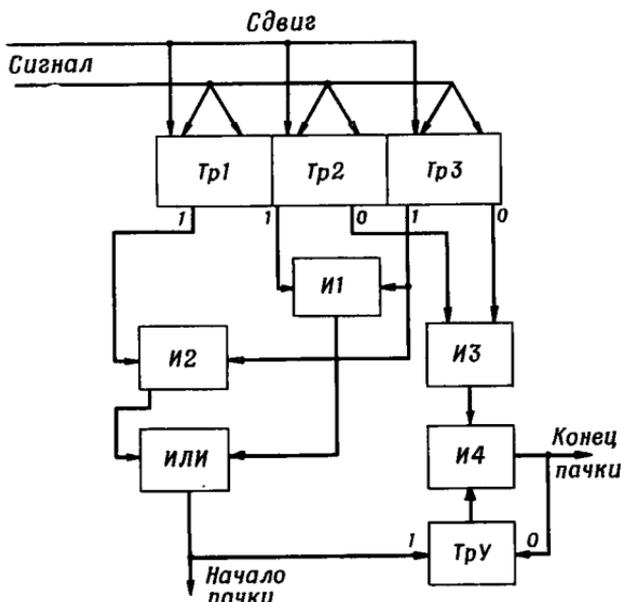


Рис. 18. Логическая схема 2/3-00

— УЗЛЗ, работающие в дисперсионном режиме (ДУЛЗ);

— устройства оптической обработки сигналов.

Для получения дисперсионных свойств (время задержки зависит от частоты) УЗЛЗ [1] изготовляют из лент или цилиндрических проводов, толщина которых равна длине ультразвуковой волны в материале звукопровода для средней частоты спектра обрабатываемого сигнала. В качестве материала применяют алюминий, железо-иттриевый гранат (ЖИГ) и т. д.

Используют решетчатые ДУЛЗ (рис. 19, а) поверхностных волн, в которых дисперсия создается с помощью сложных передающего и приемного преобразователей, а также УЗЛЗ с клиновым звукопроводом и неравномерно распределенными отводами (рис. 19, б).

Пропуская принятый сигнал через смеситель, в котором выходная цепь настроена на разностную боковую полосу, можно обеспечить инверсию модуляции и использовать один фильтр для растяжения и сжатия импульса. На выходе фильтра получается сжатый импульс

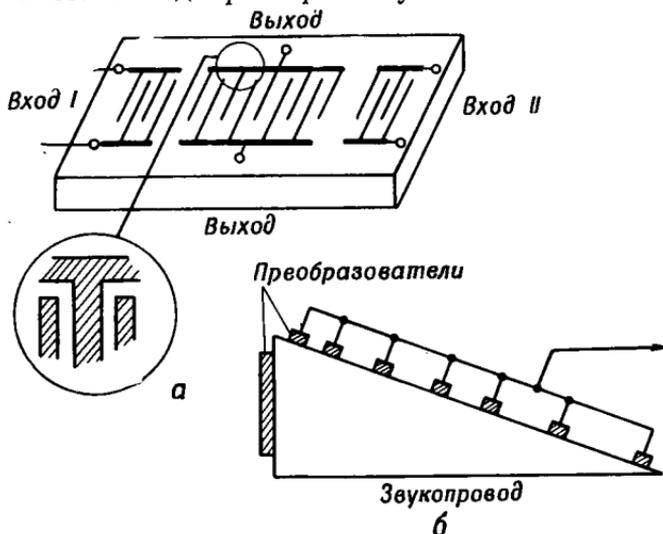


Рис. 19. Фильтры для ЧМ импульса:
 а — решетчатые ДУЛЗ поверхностных волн; б — УЗЛЗ с клиновым звукопроводом и неравномерно распределенными отводами

с огибающей вида $\frac{\sin x}{x}$. Уровень наибольших боковых лепестков такого импульса 22%. Для их уменьшения используют дополнительный фильтр, обеспечивающий весовую обработку (трансверсальный фильтр), нелинейную ЧМ; при этом, однако, происходит растяжение импульса и уменьшение отношения $\frac{P_0}{P_{ш}}$. С помощью весовой обработки удастся достичь уровня боковых лепестков до $-(25-27)$ дБ [22].

Фильтры сжатия ЧМ импульсов при обычных значениях $\Delta f_s \tau_{и}$ инвариантны к доплеровской частоте принимаемого сигнала. Доплеровский сдвиг вызывает лишь изменение временного положения импульса. При $\Delta f_s \tau_{и} > 10^4 \div 10^5$ и больших значениях V_r значительно изменяется и длительность импульса.

Для обработки непрерывного ЧМ колебания в МРЛС применяется корреляционно-фильтровой метод

(рис. 20). В качестве гетеродинного напряжения используют зондирующее колебание, при этом по номеру фильтра, на входе которого имеется сигнал, определяется грубая дальность до цели. Дальность может уточняться путем измерения частоты сигнала.

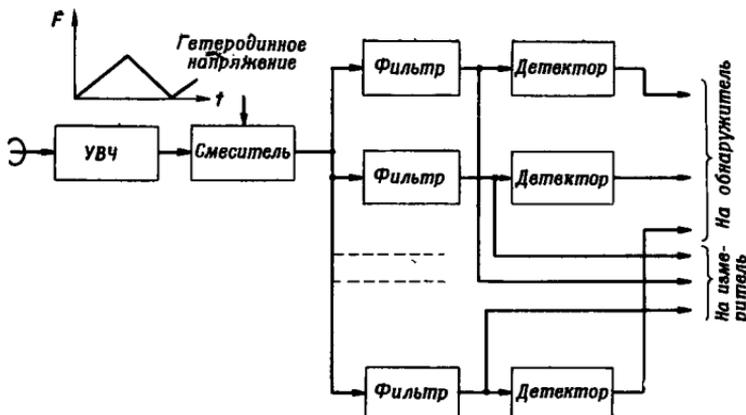


Рис. 20. Корреляционно-фильтровая схема обработки ЧМ непрерывного колебания

Фильтрация фазо-манипулированных импульсов (ФМ). Для фильтрации ФМ импульсов используют схемы, основанные на применении многоотводных ЛЗ или цифровых устройств. При $p=2$ каждый отвод ЛЗ соединяется с сумматором. В некоторые отводы ЛЗ включены инверторы (рис. 21, а), обеспечивающие фазовый сдвиг на 180° . В качестве инверторов используют нониусные ЛЗ, фазовращатели. В момент $\tau_{\text{и}}$ фазы элементарных импульсов на входе сумматора оказываются одинаковыми и при суммировании образуется сжатый импульс длительностью $\frac{\tau_{\text{и}}}{n}$, где n — коэффициент сжа-

тия. Для обеспечения многоканальности по доплеровской частоте может использоваться набор ЛЗ или одна ЛЗ с отводами, подсоединенными к нескольким сумматорам через различные фазовращатели или нониусные ЛЗ. На рис. 21, б показана схема, имеющая три доплеровских канала для семиэлементного сигнала.

ОФ при большом числе элементов М-кода конструктивно весьма сложен. Более простые фильтры [1] полу-

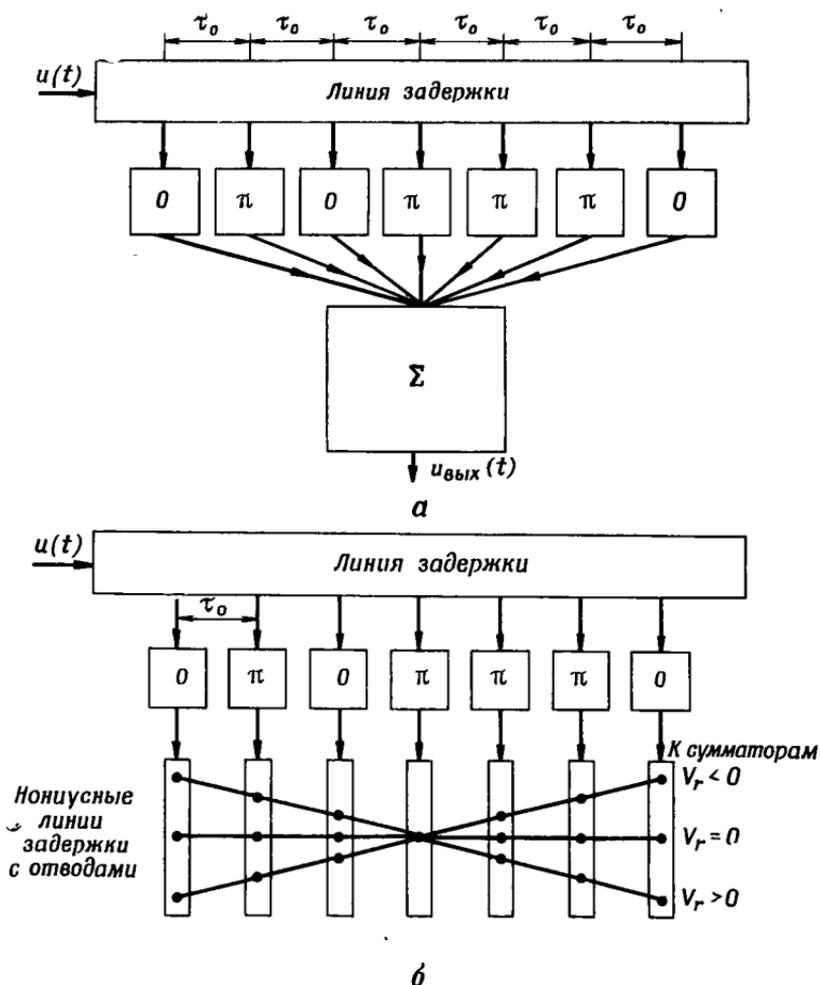


Рис. 21. Фильтрация ФМ сигналов:

а — аналоговый фильтр; б — многоканальный по доплеровской частоте фильтр

чаются при использовании видоизмененных псевдослучайных кодов (Д-кодов).

Д-коды обладают меньшей хаотичностью, чем М-коды, что приводит к увеличению боковых лепестков.

Вместо фильтрации на частоте $f_{\text{пр}}$ возможно использование квадратурных схем и фильтров, работающих на видеочастоте. Аналогичные методы используют и при применении ФМ непрерывного колебания.

3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

3.1. Измерение, дискретный съём дальности и радиальной скорости

Определение дальности D до цели в РЛС производят путем измерения времени запаздывания t_3 отраженного от цели сигнала относительно зондирующего ($D = \frac{ct_3}{2}$).

Время запаздывания измеряется по максимальному значению сигнала, который может поступать на измеритель времени запаздывания с выхода обнаружителя или непосредственно с выхода ОФ (КОФ). В последнем случае канал формирования импульсов дальности строится сигналами с выхода обнаружителя. При многоканальной по частоте схеме обработки сигналы всех доплеровских каналов объединяются (рис. 14, а) и поступают на измеритель времени запаздывания t_3^* . Максимум сигнала на выходе ОФ возникает в момент окончания входного сигнала, поэтому в измеренное значение времени t_m вносится поправка $\tau_{и}$ и тогда $t_3 = t_m - \tau_{и}$, где t_m — запаздывание максимального значения сигнала на выходе ОФ относительно зондирующего импульса.

Для выработки импульса дальности, по которому производится измерение t_m , могут использоваться схемы, приведенные на рис. 22. Сигнал с выхода обнаружителя (рис. 22, а) дифференцируется и подается на схему сравнения с нулевым уровнем. На выходе схемы сравнения вырабатывается импульс в момент нулевого значения дифференцированного сигнала, совпадающего с максимумом сигнала. В схеме (рис. 22, б) дифферен-

* Для повышения разрешающей способности выделение максимума и обнаружение сигнала могут производиться в каждом частотном канале, с выхода которых сигнал поступает на измеритель t_3 и V_r .

цируется сигнал с выхода ОФ (КОФ). На измеритель временного интервала поступает импульс лишь при поступлении на ВС сигнала с канала обнаружителя.

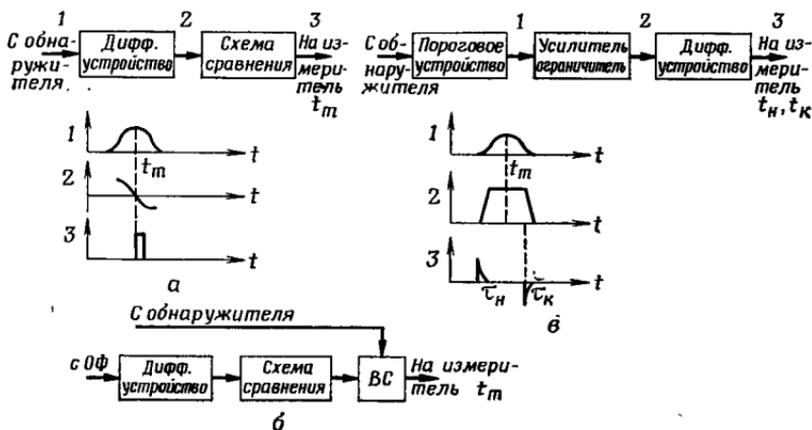


Рис. 22. Схемы выработки импульса дальности

В схеме (рис. 22, в) сигнал поступает на пороговое устройство, усилитель-ограничитель и дифференцирующую цепь. Импульсы с выхода дифференцирующей цепи, соответствующие началу t_n и концу t_k сигнала, поступают на измеритель времени запаздывания. Вычисление t_m производится УВМП:

$$t_m = \frac{t_n + t_k}{2}.$$

Для уменьшения количества вычислений иногда производят измерение только t_n и считают $t_m = t_n + \Delta\tau$. В этом случае даже при качественной АРУ вследствие изменения амплитуды входного сигнала возникает ошибка измерения t_m , соизмеримая с $\frac{\tau_{\text{н}}}{2}$.

Если используются ЛЧМ импульсы, временное положение сжатого импульса зависит не только от дальности, но и от скорости движения цели, при этом возникает скоростная ошибка измерения t_3 :

$$\Delta\tau = \frac{\tau_{\text{н}}}{\Delta f} F_{\text{д}},$$

где $\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$ — девиация частоты.

Скомпенсировать скоростную ошибку можно измерением скорости цели косвенным методом (по приращению дальности за определенный временной интервал) и введением соответствующей поправки в измеренную дальность, а также использованием несимметричного, двунаправленного закона модуляции.

При использовании ЧМ непрерывного колебания [1] частота колебаний на выходе фильтров корреляционно-фильтровой схемы обработки (рис. 20) зависит от D и V_r цели. При несимметричном пилообразном законе модуляции определение V_r производится косвенным методом, а в измеренное значение D вносится соответствующая поправка.

При симметричном пилообразном законе модуляции частоты биений F_{61} и F_{62} измеряются при положительном и отрицательном законах изменения частоты, тогда

$$D = \frac{c(F_{61} + F_{62})T_m}{8\Delta f}; \quad V_r = \frac{\lambda(F_{61} - F_{62})}{4},$$

где Δf , T_m — соответственно девиация и период модуляции ЧМ колебания. Для измерения F_{61} и F_{62} используют счетчики числа импульсов за полпериода модуляций.

В МРЛС находит применение счетный метод измерения времени t_3 [6], при котором величина D непосредственно преобразуется в цифровой код. Импульс синхронизации (рис. 23) запускает генератор строба, который вырабатывает импульс, длительностью несколько меньшей T_n . Этот импульс отпирает ВС1, через который на счетчик проходят импульсы счета от ГСИ.

Сигналы от целей поступают на генератор импульсов считывания, формирующий импульс стандартной длительности и амплитуды. Этот импульс отпирает вентили считывания (ВС), через которые на распределитель-сдвигатель поступают потенциалы каскадов счетчика, характеризующие дальность до цели. Данные с распределителя поступают в блок памяти ЭЦВМ для дальнейшей обработки. Аналогично производится съем кода дальности D и для других целей. По окончании строба вырабатывается импульс сброса, возвращающий все каскады счетчика в исходное состояние.

Для получения высокой точности и разрешающей способности по дальности необходимо иметь высокую частоту импульсов счета и быстродействующий счетчик.

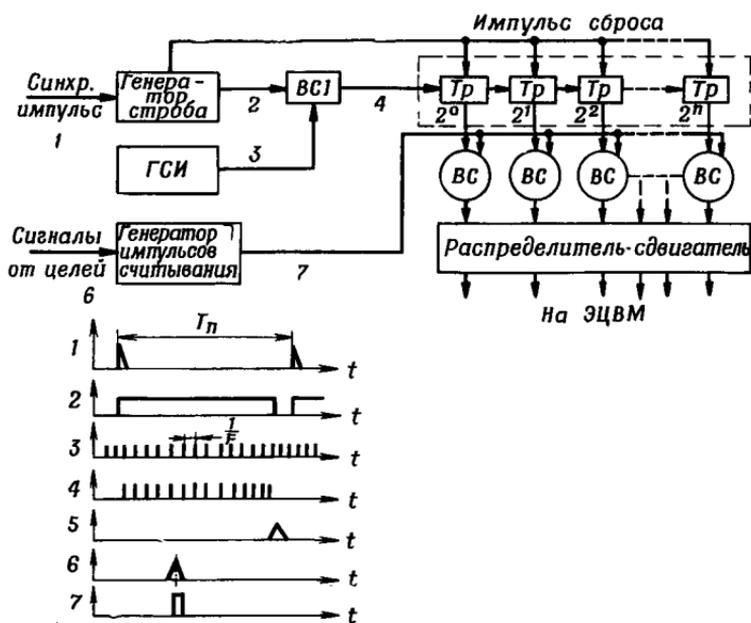


Рис. 23. Устройство измерения и дискретного съема дальности

Частота импульсов счета и быстродействие первого каскада счетчика зависят от интервала дискретности ΔD следующим образом:

$$F = \frac{c}{2\Delta D}.$$

Число каскадов счетчика n определяется как ближайшее целое число из неравенства $2^n \geq \frac{D_{\max}}{\Delta D}$.

Считывание импульсов должно производиться по окончании переходных процессов в каскадах счетчика, для этой цели первые каскады счетчика дублируют, а также применяют дополнительные счетчики или усложняют схему генератора импульсов считывания. Для повышения точности съема используют метод «нониуса» или двухэтапное измерение дальности. При сравнительно простых схемных решениях достигается быстродействие счетчика до величины 5—10 МГц, что обеспечивает ошибку измерения дальности за счет дискретности 4—8 м и разрешающую способность 15—30 м [6].

При использовании ЦФ и малом числе дискрет дальности съем может производиться с помощью матричных схем. Каждый канал дальности связан с определенной матричной схемой, вырабатывающей при появлении сигнала цели код дальности данного канала.

В МРЛС с многоканальной по частоте схемой фильтрации грубая оценка величины V_r производится по номеру доплеровского канала с максимальным значением амплитуды сигнала. Выходы всех каналов (рис. 14, а) соединяются с устройством измерения V_r , отбирающим канал с максимальной амплитудой при выполнении критерия обнаружения. При наличии выходного эффекта в нескольких соседних каналах точность оценки частоты сигнала V_r может быть повышена. Для этого используют дискриминатор, обеспечивающий оценку отклонения частоты от фиксированного среднего значения K -го канала. Дискриминатор измеряет величины сигналов в двух каналах с максимальными значениями амплитуд U_{\max} и $U_{\max-1}$ (каналы K ; $K_1 = K \pm 1$). Уточненное значение V_r вычисляют по соотношению

$$V_r = V_{r_{\max}} + \Delta V_{r_2}(K - K_1) \frac{U_{\max}}{|U_{\max}| + |U_{\max-1}|},$$

где ΔV_r — диапазон скоростей, соответствующих частотам, пропускаемым одним каналом.

Аналогично в многоканальных по дальности аналоговых фильтрах может уточняться дальность.

Значения $D_m(V_{r_m})$ при наличии последовательности импульсов могут измеряться либо по всем импульсам пачки, либо по начальному и конечному импульсам ($N=2$). Вычисление мгновенного значения производится в УВМП по формуле

$$D_m(V_{r_m}) = \frac{\sum_{i=1}^N D_i(V_{ri})}{N}.$$

Если измерение производится по ненакопленным импульсам, то усреднение обеспечивает повышение точности в \sqrt{N} раз. Вследствие коррелированности импульсов на выходе ОФ (КОФ) усреднение значений параметра по всем (или части) импульсам накопленной пачки при-

водит к меньшему, чем в \sqrt{N} раз, повышению точности оценки мгновенного значения параметра.

3.2. Измерение и дискретный съем угла в плоскости сканирования

На выходе ОФ для последовательности импульсов образуется пачка с максимумом, совпадающим с моментом окончания входной пачки. При наличии непрямоугольной огибающей пачки на выходе КОФ максимум смещен относительно момента окончания пачки. Для определения центра входной пачки, совпадающего с направлением на цель, находят максимум огибающей пачки на выходе фильтра и вносят поправки.

Угол цели равен

$$\theta = \theta_{\text{макс}} - \Delta\theta,$$

где $\Delta\theta = \frac{\Omega T_{\Pi} N}{2}$ для ОФ и $\Delta\theta < \frac{\Omega T_{\Pi} N}{2}$ для КОФ.

Для определения угла цели $\theta_{\text{макс}}$ могут использоваться схемы, приведенные на рис. 22. Применяется также метод деления огибающей пачки (рис. 22, в), когда вырабатываются импульсы начала и конца пачки, обеспечивающие съем значений углов $\theta_{\text{н}}$ и $\theta_{\text{к}}$, по которым в УВМП производится вычисление значений

$$\theta_{\text{макс}} = \frac{|\theta_{\text{н}} + \theta_{\text{к}}|}{2} - \gamma,$$

где γ — поправка на асимметрию огибающей пачки.

При оптимальной фильтрации $\gamma = 0$, при квазиоптимальной фильтрации величина γ зависит от амплитуды входного сигнала. Возможная схема выработки импульсов $\theta_{\text{н}}$ и $\theta_{\text{к}}$ при использовании логических ЦН приведена на рис. 18.

В РЛС с механическим (электромеханическим) сканированием импульсы $\theta_{\text{н}}$, $\theta_{\text{к}}$ поступают на устройство преобразования, обеспечивающее выработку кода угла. В качестве подобных преобразователей применяют преобразователи последовательного счета с промежуточным преобразованием угла во временной интервал и преобразователи считывания на кодирующих дисках. Преобразователи считывания на кодирующих дисках состоят из диска, связанного с входным валом, чувстви-

тельных элементов и устройств, обеспечивающих съем кода при приходе сигнала.

Применяют трансформаторные и фотоэлектрические преобразователи считывания. В трансформаторных преобразователях (рис. 24, а) кодирующий диск представляет собой пластину с нанесенным кодом; кодовому участку 1 соответствует отверстие, а кодовому участ-

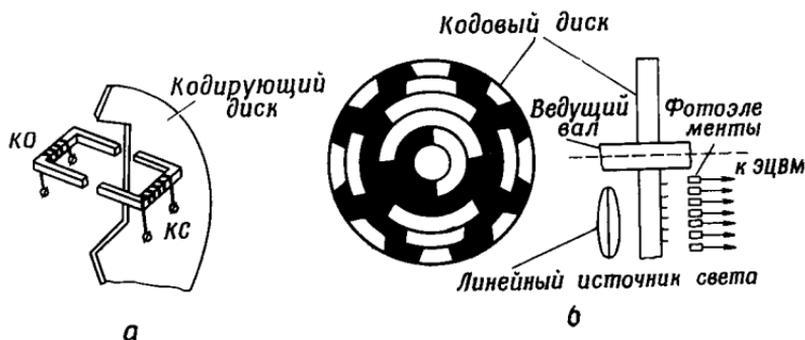


Рис. 24. Преобразователи на кодирующих дисках:
а — с трансформаторным съемом; б — с фотоэлементами

ку 0 — материал пластины. Чувствительными элементами являются сердечники с катушками. Съем данных производится с помощью катушки опроса (КО). При подаче сигнала на КО в катушках считывания (КС) наводится ЭДС, если между катушками находится окно, что соответствует съему единицы соответствующего разряда. Трансформаторные преобразователи надежны и обеспечивают высокое быстродействие, дискретность достигает 8 разрядов. При применении двухканальных систем удается довести дискретность до 13—14 разрядов.

Фотоэлектрические преобразователи (рис. 24, б) основаны на использовании токов, возникающих в фотоэлементах при их освещении. Свет от источника через щелевую диафрагму проходит сквозь прозрачные участки кодирующего диска и попадает на соответствующие фотоэлементы. Подобные преобразователи даже в одноканальном исполнении обеспечивают дискретность до 18 разрядов, однако они сложны и обладают низкими эксплуатационными характеристиками.

Для устранения ошибок, вызванных неоднозначностью, при считывании используют специальные коды: циклический код (код Грея), V-код, которые в дальнейшем преобразуются в двоичный код.

В РЛС с частотным методом сканирования для измерения угла обычно используется напряжение, обеспечивающее изменение частоты генератора. В этих случаях могут применяться преобразователи время — код или напряжение — код. Угловое положение цели при частотном сканировании и непрерывном излучении может определяться и по средней частоте отраженного сигнала. Если применяется корреляционно-фильтровая обработка (рис. 20), где в качестве гетеродинного напряжения используется зондирующий сигнал, то номер фильтра дает информацию о дальности до цели. Угловая координата определяется по времени запаздывания отраженного сигнала относительно начала очередного цикла сканирования.

Если применяется корреляционно-фильтровая обработка с фиксированной частотой гетеродина, угловая координата определяется по номеру фильтра, на выходе которого имеется сигнал, а дальность — по времени запаздывания отраженного сигнала относительно момента появления в данном фильтре зондирующего сигнала. Аналогичные методы измерения используют при излучении длинных ЧМ импульсов и частотном сканировании.

При применении ФАР, управляемой с помощью ЭЦВМ, в момент прихода отраженного сигнала может подаваться команда на запись в соответствующие ячейки памяти цифр, характеризующих угловое положение ДН; при скачкообразном перемещении ДН для уточнения углового положения цели в режиме обзора могут измеряться и сравниваться амплитуды отраженных сигналов в соседних положениях ДН.

3.3. Измерение и дискретный съем угла в плоскости мгновенного обзора

Для измерения угла в плоскости мгновенного обзора приемлемы моноимпульсные методы. Если применяют смешанный метод обзора, грубое значение угла в плоскости мгновенного обзора определяют номером лепест-

ка. Уточнение угла в пределах отдельных ДН производят путем сравнения сигналов, одновременно принятых двумя облучателями (антеннами). Если используют гибкий метод обзора, то в процессе обнаружения с помощью однолучевой ДН производится грубая оценка угловых координат. Для сопровождения целей луч периодически перебрасывается в экстраполированные точки траектории. При этом создается четырехлучевая ДН, обеспечивающая измерение угла смещения цели в обеих плоскостях относительно пеленгационного направления, характеризуемого величинами управляющих положением луча сигналов (команд), вырабатываемых ЭЦВМ при экстраполяции траекторий цели. Четыре луча ДН создают путем соответствующего соединения отдельных элементов решетки. Для измерения угла в плоскости мгновенного обзора могут применяться фазовые, амплитудные и суммарно-разностные моноимпульсные системы [5].

При фазовой пеленгации (ФП) направление на цель определяется по разности фаз напряжений, принятых разнесенными в пространстве антеннами. В дальнейшем для упрощения рассматривается пеленгация только в одной плоскости.

Если расстояние между антеннами равно d , то разность фаз сигналов, отраженных от цели, смещенной относительно пеленгационного направления (ПН) на угол θ , равна

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta.$$

Стробируя приемники импульсами дальности обнаруженных целей, обеспечивают выдачу на фазовый детектор (ФД) сигналов от определенной цели. Точность измерения угла в обзорных РЛС в значительной мере зависит от линейности и стабильности пеленгационной характеристики (ПХ), представляющей собой зависимость выходного напряжения системы от угла смещения цели. Изменение фазы в одном из каналов на 90° позволяет получить удобную ПХ:

$$U_{\text{вых}} = k \sin \varphi,$$

при этом полярность выходного напряжения характеризует направление, а величина — угол смещения цели

относительно ПН. Напряжение с выхода ФД с помощью преобразователя амплитуда — код преобразуется в код угла смещения цели.

Точность пеленгации тем выше, чем больше отношение $\frac{d}{\lambda}$, однако с увеличением $\frac{d}{\lambda}$ возникает многолепестковость, приводящая к неоднозначности определения угла. Для получения высокой точности и однозначности используют три антенны. Антенны, смещенные на $d_1 < d_2$, обеспечивают однозначность отсчета. Третья антенна, смещенная относительно первой на d_2 , обеспечивает высокую точность.

Стабильность ПН и ПХ в значительной степени зависит от идентичности и стабильности фазовых характеристик и коэффициентов усиления приемников. Для получения независимости ПХ от амплитуды принимаемого сигнала используют АРУ, ограничение сигналов, подаваемых на ФД. Недостатком ФП является увеличение габаритов антенной системы.

При амплитудной пеленгации (АП) направление на цель определяют по соотношению амплитуд сигналов, принятых смещенными облучателями антенны. Сигналы, принятые облучателями (рис. 8), усиливаются в логарифмических приемниках и подаются на схему вычитания, где образуется напряжение $Z_m = \lg \frac{U_1}{U_2}$, не зависящее от амплитуды входящего сигнала. Напряжение преобразуется в код угла. При гауссовой аппроксимации ДН

$$Z_m = \frac{5,6\gamma\theta}{\theta_0^2},$$

где γ — угол смещения ДН.

Для получения ПХ, не зависящей от усиления приемников, используют один приемник при временном или частотном разделении сигналов. Достоинством амплитудной системы является линейность ПХ, что повышает точность измерения угла.

При суммарно-разностной пеленгации (СРП) для определения угла цели используется отношение разности и суммы сигналов, принятых облучателями. Разность U_p и сумма U_c сигналов, образующихся в волноводном мосту, усиливаются отдельными приемниками.

Для получения отношения $\frac{U_p}{U_0}$ напряжение АРУ с выхода стробированного приемника суммарного сигнала поступает в разностный приемник. Сигнал частотой $f_{\text{стр}}$ с разностного приемника поступает на ФД, где в качестве опорного напряжения используется напряжение суммарного канала. На выходе ФД образуется отношение сигналов

$$Z_a = \frac{U_p(\theta)}{U_0(\theta)}.$$

При гауссовой аппроксимации ДН $Z_a = \text{th} \frac{2,8\gamma\theta}{\theta_0^2}$.

В этом случае пеленгационная характеристика получается нелинейной, ее крутизна максимальна в ПН (но вдвое меньше, чем в амплитудной системе) и уменьшается с увеличением θ .

Если $\frac{\gamma}{\theta_0} < 0,3$, нелинейность ПХ при $\frac{\theta}{\theta_0} < 0,5$ не превышает 5%. Если $\frac{\gamma}{\theta_0} > 0,4$, то с увеличением угла γ нелинейность ПХ быстро растет, достигая 40% при $\frac{\gamma}{\theta_0} = 1$.

При использовании парциальных ДН в фокусе антенны располагается лишь один облучатель, что приводит к плохому использованию площади рефлектора и изменению формы приемных ДН различных каналов. Путем регулирования расположения облучателей и изменения величины излучаемой (принимаемой) мощности при суммарно-разностном методе пеленгации можно получить линейную ПХ. Достоинствами СРП являются удобство переключения с приема на передачу, эффективное использование антенн, стабильность ПН.

Для дискретного сема угла используют преобразователи напряжение — код с промежуточным преобразованием во временной интервал, преобразователи считывания на специальных электронно-лучевых трубках, а также преобразователи вычитания и сравнения.

Простейшая схема преобразователя напряжение — код с промежуточным преобразованием во временной интервал приведена на рис. 25. Пришедший импульс передним фронтом запускает ГПН и триггер. Напряжение с выхода измерителя $U_{\text{вых}}$ совместно с пилообраз-

ным напряжением $U_{\text{п}}$ с ГПН поступает на схему сравнения, вырабатывающую импульс в момент равенства $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{п}}$. Этот импульс опрокидывает триггер, формирующий импульс длительностью, пропорциональной величине измеряемого напряжения. В дальнейшем временной интервал преобразуется в код. Подобные преобра-

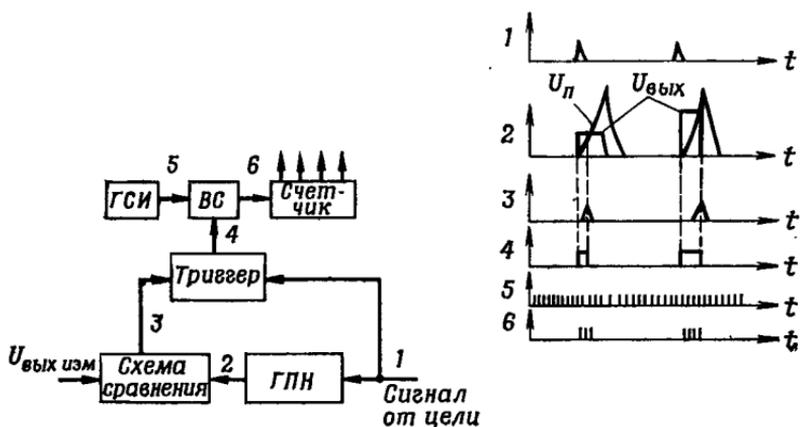


Рис. 25. Преобразователь напряжение—код с промежуточным преобразованием во временной интервал

зователи обеспечивают дискретность до 10—12 разрядов, но обладают ограниченным быстродействием.

При измерении угла по каждому импульсу пачки схема измерения и дискретного съема должна обеспечить съем данных за время, не намного превышающее $\tau_{\text{н}}$. Снижение требований к быстродействию возможно при разделении каналов отдельных целей с помощью стробируемых каскадов и использовании многоканальных устройств съема.

При корреляционной обработке сигналов происходит разделение целей по дальности и частоте. Анализатор производит последовательное подключение к схемам съема каналов, в которых обнаружены сигналы от цели. Возможно непосредственное измерение и преобразование в код амплитуд сигналов с выходов приемников. Вычисление значений Z_a (Z_m) производится ЭЦВМ. УВМП производит вычисление усредненного значения угла, измеренного по всем или по части импульсов пачки.

3.4. Точность измерения параметров

Различают следующие ошибки измерения параметров сигнала:

— шумовые, вызванные воздействием естественных или искусственных помех, флуктуациями сигнала;

— инструментальные, вызванные нестабильностью, неточной настройкой или дискретностью устройств РЛС;

— внешние, вызванные воздействием окружающей среды.

Вводится понятие о потенциальной точности измерения параметра $\sigma_n^2(\alpha)$, характеризующее минимально достижимой дисперсией ошибки измерения параметра α . Под минимально достижимой дисперсией понимают дисперсию шумовой составляющей ошибки при оптимальной обработке сигнала. Если обработка не оптимальна, шумовая составляющая ошибки возрастает:

$$\sigma^2(\alpha) = k\sigma_n^2(\alpha),$$

где $k > 1$. Чем хуже обработка, тем больше k .

При измерении времени запаздывания когерентного сигнала со случайной начальной фазой и некогерентного сигнала при больших значениях отношения $\frac{P_c}{P_{ш}}$

$$\sigma_n^2(t_s) = \frac{1}{\frac{2E}{G} \Delta f_s^2}.$$

При приеме некогерентного сигнала и малых значениях $\frac{P_c}{P_{ш}}$ $\sigma_n^2(t_s)$ увеличивается. Для одиночного колокольного импульса

$$\sigma_n^2(t_s) = \frac{\tau_n^2}{\frac{2E}{G} \pi},$$

где τ_n — длительность сигнала, отсчитываемая на уровне 0,46.

Для последовательности из N импульсов одинаковой амплитуды

$$\sigma_n^2(t_s) = \frac{\tau_n^2}{\frac{2E}{G} N\pi}.$$

При измерении доплеровской частоты и известной дальности до цели

$$\sigma_n^2(F_d) = \frac{1}{\frac{2E}{G} T_s^2},$$

где T_s — эффективная длительность сигнала.

Для одиночного прямоугольного радиоимпульса

$$\sigma_n^2(F_d) = \frac{3}{\frac{2E}{G} \pi^2 \tau_n^2}.$$

При измерении угловой координаты и детерминированном сигнале

$$\sigma_n^2(\theta) = \frac{\theta_0^2}{\frac{2E_c}{G} \pi},$$

где θ_0 — ширина ДН на уровне 0,46 по мощности;

E_c — энергия всех импульсов пачки.

В случае независимых флуктуаций в одноканальных системах $\sigma_n^2(\theta)$ увеличивается, с ростом $\frac{E}{G}$ значение $\sigma_n^2(\theta)$ стремится к определенному уровню, зависящему от характера флуктуаций. В моноимпульсных системах ошибка за счет флуктуаций отраженного сигнала практически отсутствует и $\sigma_n^2(\theta) \rightarrow 0$ при $\frac{E}{G} \rightarrow \infty$.

Инструментальные ошибки при автоматическом измерении дальности возникают по следующим причинам:

- дискретности отсчета;
- нестабильности работы отдельных элементов (например, ГСИ, передатчика);
- изменения времени задержки в приемнике и др.

При работе РЛС на большие дальности на точность измерения величины D влияет непостоянство скорости распространения радиоволн.

Ошибки измерения угловой координаты в плоскости сканирования возникают вследствие воздействия шумов, а также из-за следующих причин:

- перемещения цели и антенны за время облучения;
- дискретности при импульсном облучении;
- искажения формы огибающей при квазиоптимальной обработке;
- дискретности при съеме координат;
- нестабильности работы отдельных элементов;
- непараллельности электрической и механической осей антенны;
- неточного ориентирования (горизонтирования);
- неоднородности среды, переотражений от земной поверхности;
- флуктуаций угла прихода сигнала из-за несферичности фазового фронта отраженной волны (угловой шум) и др.

При измерении угла в плоскости мгновенного обзора отсутствуют одна — три из перечисленных выше ошибок, но возникают ошибки из-за нелинейности и нестабильности ПХ.

Дисперсия суммарной ошибки определяется как сумма дисперсий всех составляющих ошибок.

4. ВТОРИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В МРЛС

4.1. Общие сведения

В РЛС различают два вида обработки информации:
— первичную обработку, связанную с решением задачи обнаружения и оценки параметров сигнала;
— вторичную обработку, связанную с обработкой информации, получаемой из принятых сигналов при первичной обработке.

Если при первичной обработке [9] используют статистические отличия полезных сигналов от помех, то при вторичной обработке в основном используют статистические характеристики траекторий целей, вырабатываемые на основе информации, полученной из УПО в течение некоторого интервала времени.

В одноцелевых РЛС для вторичной обработки могут использоваться как аналоговые, так и цифровые устройства, в МРЛС для этой цели используют ЭЦВМ. В дальнейшем считается, что вторичная обработка производится с помощью специализированной ЭЦВМ, на вход которой с УПО поступают в цифровом виде отметки мгновенного положения как истинных, так и ложных целей.

Вторичная обработка проводится с целью извлечения из совокупности отметок необходимой информации и выработки на ее основе определенных решений (команд), содержание которых зависит от назначения РЛС. Основной информацией, извлекаемой при вторичной обработке, являются параметры траекторий движения цели (направление, скорость, ускорение и т. д.), а

также сглаженные и упрежденные на некоторый отрезок времени координаты траектории.

На основе полученной информации о параметрах траектории может производиться определение типа цели (дешифрирование), разделение истинных и ложных целей. Для дешифрирования используют также дополнительную информацию: спектры, поляризационные характеристики отраженных сигналов, поступающие с соответствующих измерительных устройств на вход УВО.

Вторичная обработка информации включает:

— обнаружение (автозахват) траектории (принятие по нескольким отметкам решения о наличии или отсутствии цели);

— сопровождение, сглаживание параметров траектории (оценка координат и параметров движения цели);

— дешифрирование; данные, полученные в результате дешифрирования (распознавания), позволяют изъять из дальнейшей обработки ненужные и ложные цели;

— экстраполяцию траектории (вычисление параметров траектории на ненаблюдаемом участке), следует отметить, что при обнаружении и сопровождении траектории в некоторых случаях экстраполируется (упреждается) траектория на один (несколько) циклов обзора; такая экстраполяция является этапом процесса сопровождения цели и рассматривается в подразд. 4.4.

На основе полученных данных могут вырабатываться команды на управление объектами (например, в РЛС наведения), целераспределение (в РЛС целеуказания), управление формой и перемещением ДН (в РЛС с ФАР) и т. д. Для управления перемещением ДН при последовательной процедуре обнаружения используются также данные, полученные в результате первичной обработки.

В случаях когда имеется система РЛС (например, в ПВО), данные о параметрах траектории, типе цели, полученные при вторичной обработке информации, могут поступать в устройство третичной обработки, производящее выработку решений, команд на основании информации, получаемой от нескольких РЛС. При третичной обработке вырабатываются решения о включении тех или иных РЛС, об изменении их режимов работы, использовании различных средств уничтожения

и т. д. На ЭЦВМ третичной обработки, устанавливаемой на пункте управления системой РЛС, могут возлагаться некоторые (или все) функции вторичной обработки.

Вторичная обработка может производиться либо с помощью ЭЦВМ, устанавливаемой в РЛС, либо с помощью ЭЦВМ пункта управления. На ЭЦВМ вторичной (третичной) обработки информации могут возлагаться и операции первичной обработки.

В УВО МРЛС с автоматической обработкой поступает большое число ложных и истинных отметок, что вызывает необходимость использования ЭЦВМ с большими объемами памяти и быстродействием, позволяющими параллельно или последовательно производить обработку данных в реальном масштабе времени.

4.2. Обнаружение траекторий

Первым этапом вторичной обработки информации является автоматическое обнаружение (автозахват) траекторий.

При поступлении в УВО МРЛС очередной отметки от цели производится идентификация, заключающаяся в определении принадлежности отметки либо к находящимся на сопровождении траекториям, либо к отметкам, по которым производится проверка выполнения алгоритма (критерия) обнаружения траектории. Если в результате идентификации окажется, что поступившая отметка не относится к сопровождаемой или проверяемой на выполнение критерия обнаружения траектории, отметка считается принадлежащей к новой траектории.

Процесс обнаружения новой траектории начинается с образования вокруг одиночной отметки зоны первичного захвата, представляющей собой обычно математический строб в виде некоторой совокупности чисел (границ строба). По мере получения очередных отметок вычисляются направление и скорость движения цели, что позволяет формировать строб обнаружения в упрежденных точках.

Алгоритмы обнаружения траектории могут быть основаны на использовании всех возможных отметок траектории или части их. Использование всех отметок приводит к значительному увеличению требуемого объема памяти и быстродействия УВО. На практике используют более простые алгоритмы, которые хотя и обладают худ-

шими качественными показателями, но технически выполненными проще. В качестве подобных алгоритмов обнаружения используют логики k/k или l/k , при этом по каждой из обнаруживаемых траекторий используется всего $k(l)$ отметок.

Качественные показатели алгоритмов [9] характеризуются:

— надежностью обнаружения траектории, количественно измеряемой вероятностью обнаружения траектории на различных дальностях;

— средним числом ложных траекторий, передаваемых на сопровождение за период обзора.

Вероятность обнаружения траектории $P_{\text{обн. тр}}$ зависит от многих факторов: критерия обнаружения траектории; вероятности обнаружения сигнала, зависящей от числа импульсов в пачке, типа флуктуаций, метода обработки сигналов в УПО; вероятности ложной тревоги F ; направления и скорости движения цели; периода обзора РЛС. На рис. 26 приведена зависимость $D_{\text{обн. тр}} = f\left(\frac{D}{D_{\text{макс}}}\right)$

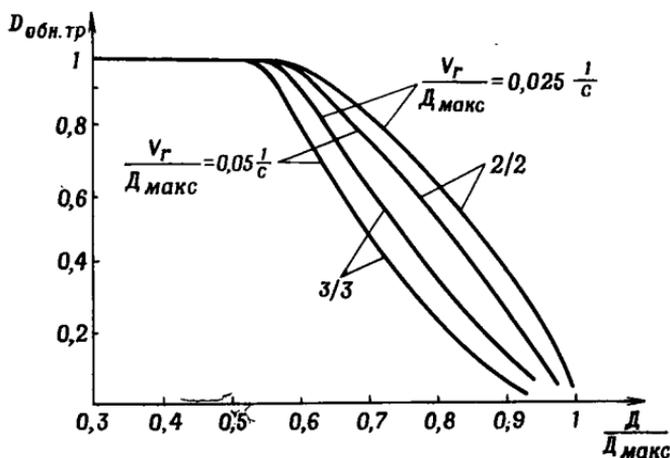


Рис. 26. Зависимость $D_{\text{обн. тр}} = f\left(\frac{D}{D_{\text{макс}}}\right)$

для нефлуктуирующего сигнала при логиках $3/3$ и $2/2$ для разных значений $\frac{V_r}{D_{\text{макс}}}$, $N = 14$, $F = 10^{-4}$ и $\frac{U_0}{\sigma_{\text{ш}}} = 1$ на максимальной дальности.

Вероятность возникновения в стробе одной ложной отметки и более определяется из выражения

$$p_a = 1 - e^{-a},$$

где a — среднее число ложных отметок, попадающих в элементарный участок за один период обзора:

$$a = \frac{r}{N_a},$$

где r — среднее число ложных отметок за период обзора, определяемое из соотношения (2.2); N_a — число элементарных участков в зоне обзора РЛС, равных по размеру стробу обнаружения:

$$N_a = \frac{D_{\max}}{\Delta D_{\text{стр}}} \cdot \frac{\Delta \theta_{\text{г}}}{\Delta \theta_{\text{г. стр}}} \cdot \frac{\Delta \theta_{\text{в}}}{\Delta \theta_{\text{в. стр}}},$$

где $\Delta \theta_{\text{г}}$, $\Delta \theta_{\text{в}}$ — соответственно ширина сектора обзора по азимуту и углу места;

$\Delta D_{\text{стр}}$, $\Delta \theta_{\text{г. стр}}$, $\Delta \theta_{\text{в. стр}}$ — размеры строба по дальности, азимуту, углу места.

Вероятность формирования одной ложной траектории за период обзора $P_{\text{л. тр}}$ вычисляется как вероятность выполнения логики обнаружения по ложным отметкам и при $a \ll 1$ определяется из выражений:

$$\text{при логике } 2/2 \quad P_{\text{л. тр}} = p_a^2;$$

$$\text{при логике } 3/3 \quad P_{\text{л. тр}} = p_a^3;$$

$$\text{при логике } 2/3 \quad P_{\text{л. тр}} = 2 p^3;$$

$$\text{при логике } 3/4 \quad P_{\text{л. тр}} = 4 p^3 - 3 p^4.$$

Зная величину $P_{\text{л. тр}}$ можно вычислить среднее число ложных траекторий, возникающих в одном периоде обзора:

$$N_{\text{ср. л. тр}} = N_a P_{\text{л. тр}}.$$

В устройстве автосопровождения устанавливается критерий окончания траектории (сброса траектории с сопровождения). Сброс траектории с сопровождения производится при появлении определенной серии z пропусков отметок в стробах сопровождения, формируемых аналогично стробам обнаружения. Увеличение числа пропусков z в критерии сброса приводит к увеличению длины и количества ложных траекторий, а умень-

шение — к преждевременному сбросу истинной траектории, поэтому часто используют $z = 2; 3$.

При малой плотности ложных отметок a среднее число находящихся на сопровождении ложных траекторий равно

$$N_{\text{ср. л. тр. сопр}} \approx zN_{\text{ср. л. тр.}}$$

Выбор значений $N_{\text{э}}$ и $r=f(F)$ следует производить исходя из возможностей ЭЦВМ по обработке ложных отметок и траекторий.

4.3. Процедура идентификации отметок

В условиях большой интенсивности помеховых и сигнальных потоков значительная доля машинного времени, затрачиваемого на решение задач вторичной обработки информации, расходуется на идентификацию отметок, поступающих из УПО.

Для каждой цели, находящейся на сопровождении или обнаружении в УВО, имеются данные о координатах (границах) центров стробов сопровождения (обнаружения). В качестве координат центров стробов в данном периоде обзора могут использоваться координаты цели, полученные в предыдущем цикле обзора, или координаты, экстраполированные по результатам нескольких предыдущих циклов обзора, на данный период обзора.

Если обозначить координаты отметки от цели, поступившей в УВО в текущем периоде обзора, в прямоугольной системе координат через $x_{\text{T}}, y_{\text{T}}, z_{\text{T}}$, а координаты центра строба i -й цели через $x_{\text{э}i}, y_{\text{э}i}, z_{\text{э}i}$, то идентификация отметки сводится к определению принадлежности координат $x_{\text{T}}, y_{\text{T}}, z_{\text{T}}$ к соответствующим координатам $x_{\text{э}i}, y_{\text{э}i}, z_{\text{э}i}$ по некоторому критерию. Например, в качестве критерия принадлежности Δ_i может быть использована сумма квадратов отклонений одноименных координат [9]:

$$\Delta_i = (x_{\text{э}i} - x_{\text{T}})^2 + (y_{\text{э}i} - y_{\text{T}})^2 + (z_{\text{э}i} - z_{\text{T}})^2.$$

Если для некоторой цели вычисленное значение Δ_i будет меньше или равно величине $\Delta_{\text{сгр}}$, принимается, что отметка с координатами $x_{\text{T}}, y_{\text{T}}, z_{\text{T}}$ принадлежит данной цели.

В качестве критерия принадлежности применяются также неравенства:

$$|x_T - x_{\partial i}| \leq \Delta x_{\text{стр}};$$

$$|y_T - y_{\partial i}| \leq \Delta y_{\text{стр}};$$

$$|z_T - z_{\partial i}| \leq \Delta z_{\text{стр}}.$$

Отметки, удовлетворяющие этому неравенству, могут являться продолжением траектории.

Размеры строга, т. е. величины $\Delta_{\text{стр}}$ или $\Delta x_{\text{стр}}$, $\Delta y_{\text{стр}}$, $\Delta z_{\text{стр}}$, выбираются из условия обеспечения заданной вероятности принадлежности отметки к истинной цели и зависят от вида маневра цели и ошибок измерения координат.

Может случиться, что в строб кроме отметки от цели попадает и ложная отметка, которая создает в нем неопределенную ситуацию, требующую дальнейшего анализа. Поэтому для селекции отметок внутри строга используется статистическое различие отклонений истинных и ложных отметок, состоящее в том, что закон распределения вероятностей отклонения истинных отметок от центра строга является нормальным, а закон распределения вероятностей отклонения ложных отметок — равномерным.

Из отметок, попавших в строб, выбирается одна, вероятность принадлежности которой к сопровождаемой траектории наибольшая, остальные отметки при этом отбрасываются как ложные.

Из вышеизложенного следует, что решение задачи по идентификации отметок связано с накоплением, хранением и обработкой массивов в памяти ЭЦВМ. Снижение времени идентификации достигается выбором рациональных методов информационного поиска.

В памяти ЭЦВМ хранятся координаты $x_{\partial i}$, $y_{\partial i}$, $z_{\partial i}$, определяющие массивы обнаружения или сопровождения. Признаком привязки полученной отметки к одной из целей (к одному из массивов обнаружения или сопровождения) являются координаты x_T , y_T , z_T . В дальнейшем множество последовательностей $x_{\partial i}$, $y_{\partial i}$, $z_{\partial i}$, принадлежащих целям, находящимся в некоторой части пространства, просматриваемого МРЛС, будет называться фразой. Задачу нахождения фразы по заданному признаку называют информационным поиском, сущ-

ность которого состоит в упорядоченном просмотре информационного массива и сравнении просматриваемых фраз с координатами целей. Логические возможности современных ЭЦВМ позволяют строить разнообразные методы информационного поиска.

Известны следующие методы информационного поиска:

— метод, при котором числовые значения признаков используются в качестве адресов;

— метод простого перебора фраз;

— метод двоичного поиска в упорядоченном массиве;

— метод, использующий поиск по направленному графу.

Под направленным графом понимается сеть, в которой есть начальный узел и от него имеется единственный путь к любому другому узлу (рис. 27).

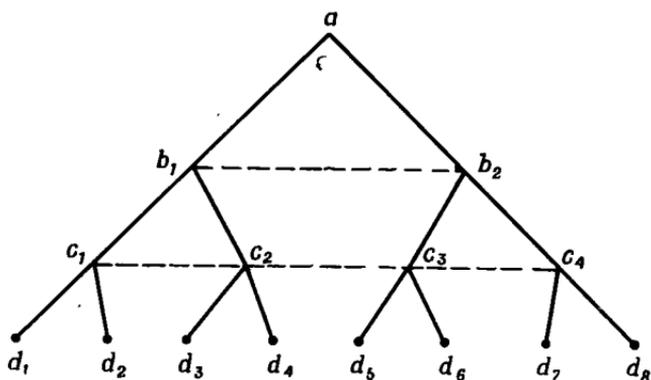


Рис. 27. Граф поиска массива обнаружения или сопровождения

Метод, использующий поиск по направленному графу, отличается простотой реализации и требует меньшего количества операций. При этом методе в оперативном запоминающем устройстве формируются массив данных и рабочий массив. В массиве данных записаны фразы обнаруживаемых и сопровождаемых целей.

В рабочем массиве каждому узлу графа отводится группа ячеек, в которых записаны код некоторого значения одного из признаков и два адреса, являющиеся

начальными адресами групп ячеек, соответствующих узлам, примыкающим к данному. Например, узлу b_1 соответствуют три ячейки: в первой записаны код признака K_{y_T} , а во второй и третьей — адреса первых ячеек узлов c_1 и c_2 .

Во второй и третьей ячейках последнего узла графа записываются начальные адреса массивов данных.

Процедура поиска массива данных иллюстрируется схемой, приведенной на рис. 28. Первый признак, посту-

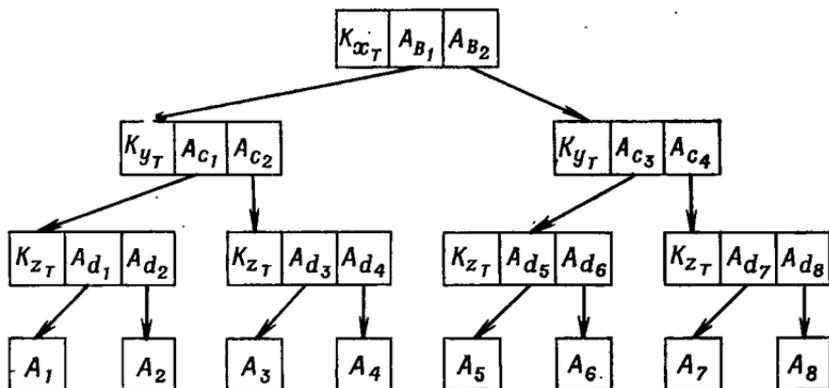


Рис. 28. Структурная схема связей рабочего массива при поиске начального адреса массива данных

пившей из УПО отметки x_T , сравнивается с признаком K_{x_T} , адрес которого заранее известен.

В зависимости от результата сравнения выбирается адрес A_{b_1} или A_{b_2} , далее сравнивается второй признак y_T с его кодом K_{y_T} и в зависимости от результата сравнения находится один из адресов A_{c_1} , A_{c_2} , A_{c_3} , A_{c_4} . Движение по графу происходит до тех пор, пока не будет найден один из начальных адресов массива данных.

Такое последовательное сравнение признаков x_T , y_T , z_T с кодами K_{x_T} , K_{y_T} , K_{z_T} позволяет отнести полученную отметку к определенной области пространства. Координаты целей, находящихся в каждой из этих областей, записаны в соответствующие массивы данных с начальными адресами A_γ ($\gamma=1, 2, \dots, 8$).

Внутри указанных массивов поиск принадлежности признаков x_T , y_T , z_T к одной из целей производится ме-

тодом перебора с использованием того или иного критерия идентификации и селекции в стробе. При более сложном графе информационный поиск может быть организован до уровня элементарного строба. В результате идентификации отметка с координатами x_t, y_t, z_t будет отнесена к сопровождаемой или обнаруживаемой траектории или явится начальной отметкой для последующего обнаружения.

4.4. Оценка параметров траекторий

Траектория цели, зависящая от типа цели, характеризуется координатами и составляющими скорости, ускорения. На траекторию цели оказывают влияние факторы, обусловленные случайными изменениями плотности атмосферы, ветра, неточностью управления и т. д.

Устройство вторичной обработки информации по дискретным отметкам, полученным с ошибками за несколько периодов обзоров, должно выполнять следующее:

- определять параметры движения цели (оценки координат, скорости, ускорения);
- экстраполировать параметры движения цели на один или несколько периодов обзора.

Для определения параметров движения цели выбирают сглаживающую функцию $u(b, t)$, описывающую изменение одной из координат во времени, а затем находят оценки параметров этой функции.

Выбор сглаживающей функции зависит от типа цели. Например, для обработки траекторий баллистических ракет и искусственных спутников Земли в качестве моделей их движения могут быть выбраны кривые второго порядка (эллипс, парабола). Для оценки параметров траекторий аэродинамических и баллистических (снаряды, мины) целей может быть взята полиномиальная модель движения:

$$u(b, t) = \sum_{i=0}^s b_i t^i = b_0 t^0 + b_1 t + b_2 t^2 + \dots + b_s t^s,$$

где b_i — коэффициент, определяющий параметр траектории.

Полиномиальная модель движения основана на представлении изменения координат цели на ограниченном участке наблюдения в виде полинома степени s относительно времени. Для правильного выбора степени полинома исходят из правдоподобных физических соображений о характере движения цели, а также из маневренных возможностей и тактики действия цели.

Весь маршрут полета аэродинамических целей можно разделить на участки с качественно различными режимами полета: участки прямолинейного полета и участки маневра.

На участках прямолинейного полета изменение координат цели во времени (в дальнейшем рассматривается одна координата u) описывается полиномом первой степени:

$$u(b, t) = b_0 + b_1 t.$$

На участках маневра самолетов и ограниченных участках баллистических целей изменение координат во времени можно описать полиномами степени выше первой (второй, третьей и т. д.).

Известно, что для аэродинамических целей представление координат полиномом степени выше второй существенных преимуществ в точности определения параметров не дает [9]. В дальнейшем будем описывать траектории полиномом второй степени:

$$u(b, t) = b_0 + b_1 t + b_2 t^2. \quad (4.1)$$

Задача обработки результатов траекторных измерений сводится к следующей: при заданной реализации случайной функции $U(b, t) = u(b, t) + N(t)$, представляющей сумму полезного сигнала и помехи $N(t)$, в дискретном ряде точек t_1, t_2, \dots, t_n требуется найти наилучшую оценку параметров b_0, b_1, b_2 .

Определение параметров b_0, b_1, b_2 при использовании метода наименьших квадратов основывается на следующих допущениях:

- реализация представляет собой последовательность некоррелированных результатов измерений u_i ;
- результаты наблюдений поступают через равные промежутки времени, совпадающие с периодом сканирования антенны РЛС T_0 ;

— случайная функция $U(b, t)$ распределена нормально и каждая выборка из этой случайной функции представляет случайную величину, подчиненную нормальному закону распределения.

Система уравнений для определения параметров b_0, b_1, b_2 имеет вид

$$\begin{aligned} nb_0 + b_1 \sum_{i=1}^n a_i T_0 + b_2 \sum_{i=1}^n a_i^2 T_0^2 &= \sum_{i=1}^n u_i; \\ b_0 \sum_{i=1}^n a_i T_0 + b_1 \sum_{i=1}^n a_i^2 T_0^2 + b_2 \sum_{i=1}^n a_i^3 T_0^3 &= \sum_{i=1}^n u_i T_0 a_i; \quad (4.2) \\ b_0 \sum_{i=1}^n a_i^2 T_0^2 + b_1 \sum_{i=1}^n a_i^3 T_0^3 + b_2 \sum_{i=1}^n a_i^4 T_0^4 &= \sum_{i=1}^n u_i T_0^2 a_i^2. \end{aligned}$$

В системе линейных нормальных уравнений коэффициент a_i зависит от порядкового номера точки наблюдения, для которой находятся оценки параметров движения цели.

Действительно, скорость \dot{V} и ускорение \ddot{V}_T цели определяются из выражений:

$$\begin{aligned} V_i &= b_1 + 2b_2 t_i; \\ \dot{V}_i &= 2b_2. \end{aligned}$$

Из выражения для скорости и зависимости (4.1) видно, что оценки координат, скорости при $t=0$ совпадают с параметрами b_0, b_1 . Очевидно, что $t=0$ может быть принято для любого из моментов наблюдения

$$t_i = a_i T_0 = (i - r) T_0,$$

где r — порядковый номер точки наблюдения, в которой определяются оценки координат, скорости и ускорения.

Так, если $r=n$, то параметры b_0, b_1, b_2 , найденные в результате решения системы уравнений (4.2), совпадают с оценками координат, скорости и ускорения в последней точке наблюдения. При $r=1$ коэффициенты b_0, b_1, b_2 совпадают с оценками координат, скорости и ускорения в первой точке наблюдения.

Рассмотренному методу определения параметров движения цели присущи следующие недостатки:

— необходимость запоминания всех значений координат, что при большом n может привести к «перегрузке» памяти ЭЦВМ;

— ограниченность разрядной сетки ЭЦВМ приводит к тому, что при большом объеме полученных измерений возникают значительные ошибки вычислений параметров движения цели;

— возможность вычисления коэффициентов a_i предоставляется только после получения выборки определенного объема;

— необходимость большого объема вычислений при экстраполяции после каждого периода сканирования.

Поэтому на практике часто используют видоизмененные уравнения (4.2), более удобные с точки зрения их реализации на ЭЦВМ [9], а также рекуррентные методы сглаживания [18].

Для вычисления параметров b_0 , b_1 , b_2 могут быть использованы выражения, полученные в результате предварительного упрощения системы уравнений (4.2) и являющиеся более простыми для реализации на ЭЦВМ:

$$b_0 = \frac{1}{|M|} \left\{ \zeta_1 \sum_{i=1}^n u_i + \zeta_2 \sum_{i=1}^n u_i a_i + \zeta_3 \sum_{i=1}^n u_i a_i^2 \right\};$$

$$b_1 = \frac{1}{T_0 |M|} \left\{ \xi_1 \sum_{i=1}^n u_i + \xi_2 \sum_{i=1}^n u_i a_i + \xi_3 \sum_{i=1}^n u_i a_i^2 \right\};$$

$$b_2 = \frac{1}{T_0^2 |M|} \left\{ \chi_1 \sum_{i=1}^n u_i + \chi_2 \sum_{i=1}^n u_i a_i + \chi_3 \sum_{i=1}^n u_i a_i^2 \right\},$$

где ζ_i , ξ_i , χ_i — коэффициенты, определяемые видом a_i .

При нахождении оценок координат, скорости и ускорения в последней точке наблюдения, т. е. при $a_i = (i-n)$:

$$\zeta_1 = \frac{n^2 (n-1)^2 (n-2) (3n^3 - n + 2)}{720};$$

$$\zeta_2 = \frac{n^2 (n-1)^2 (n+1) (2n^2 - 5n + 2)}{120};$$

$$\zeta_3 = \frac{n^2 (n-1)^2 (n^2 - n - 2)}{72};$$

$$\xi_1 = \frac{n^2 (n-1)^2 (2n-1) (n^2 - n - 2)}{120};$$

$$\xi_2 = \frac{n^2 (n-1) (2n-1) (8n^2 - 3n - 11)}{180};$$

$$\begin{aligned} \xi_3 &= \frac{n^2 (n-1)^2 (n+1)}{12}; \\ \gamma_1 &= \frac{n^2 (n-1)^2 (n^2 - n - 2)}{72}; \\ \gamma_2 &= \frac{n^2 (n-1)^2 (n+1)}{12}; \\ \gamma_3 &= \frac{n^2 (n-1) (n+1)}{12}; \\ |M| &= \frac{n^3 (n-1)^2}{72} \left\{ \frac{(2n-1) (3n^3 - 4n - 1)}{5} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{(n-1) (-7n^3 - 3n^2 + 6n + 2)}{6} \right\}. \end{aligned}$$

Величина ошибки при нахождении оценок параметров траектории зависит от периода обзора и количества измерений, ошибки измерения координаты и порядкового номера точки, в которой определяются оценки параметров. Относительное значение средней квадратической ошибки сглаженной координаты σ_u^* в случае полинома второй степени при $r = n$ определяется выражением

$$\frac{\sigma_u^*}{\sigma_u} = \sqrt{\frac{2(2n-1)}{n(n+1)}}.$$

Средняя квадратическая ошибка оценки скорости определяется по формуле

$$\frac{\sigma_{\dot{u}}}{\sigma_u} T_0 = 2 \sqrt{3 \frac{(2n-1)(8n-11)}{n(n^2-1)(n^2-4)}}.$$

Средняя квадратическая ошибка оценки ускорения цели определяется по формуле

$$\frac{\sigma_{\ddot{u}}}{\sigma_u} \cdot \frac{T_0^2}{2} = \frac{6\sqrt{5}}{\sqrt{n(n^2-1)(n^2-4)}}.$$

На рис. 29 приведены графики зависимости относительных значений средних квадратических ошибок оценок параметров траектории от количества точек измерений.

Анализ этих графиков показывает, что для получения высокой точности оценки параметров и координат не-

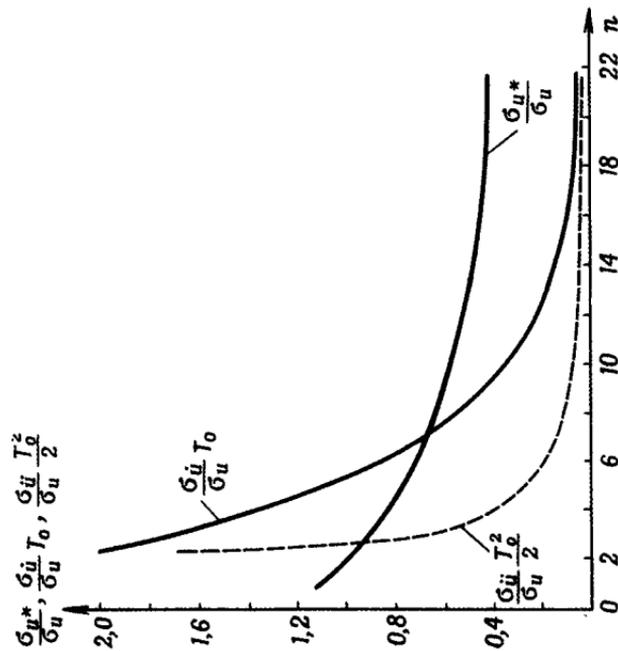


Рис. 29. Графики зависимости относительных значений средних квадратических ошибок параметров траектории от количества точек измерений

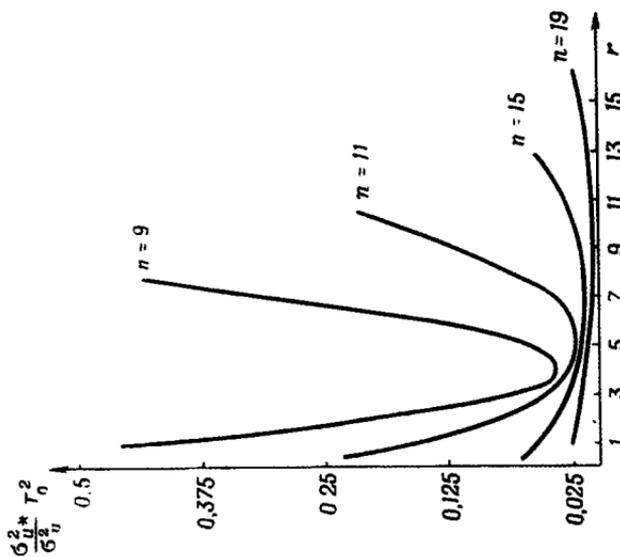


Рис. 30. Графики зависимости относительных значений средних квадратических ошибок оценки скорости от r

обходим одновременный учет значительного числа наблюдений.

На рис. 30 приведены графики зависимости относительных значений средних квадратических ошибок оценки скорости от r при различных объемах выборки. Из графиков видно, что минимальное значение ошибки в определении скорости соответствует середине интервала наблюдения.

Рекуррентные методы сглаживания (фильтрации) позволяют после измерения значения координаты найти ее оценку и оценки производных, при этом нет необходимости запоминать результаты измерений в предыдущих точках.

Структурная схема одного из рекуррентных алгоритмов при фильтрации параметров полинома второй степени приведена на рис. 31.

Фильтр начинает работу при получении трех координат, так как для оценки ускорения необходимо не меньше чем три замера. По результатам трех измерений определяются величины $M_1^{(3)}, M_2^{(3)}, M_3^{(3)}$ и их экстраполированные значения $\overline{M}_1^{(3)}, \overline{M}_2^{(3)}, \overline{M}_3^{(3)}$ (левая ветвь структурной схемы алгоритма).

По каждой отметке, порядковый номер которой превышает 3 (правая ветвь структурной схемы алгоритма), первоначально производится вычисление величин $x_{11}^{(n)}, x_{12}^{(n)}, x_{13}^{(n)}$, называемых коэффициентами усиления по зависимостям, представленным на структурной схеме. При больших n можно пользоваться зависимостями:

$$x_{11}^{(n)} \approx \frac{9}{n}; \quad x_{12}^{(n)} \approx \frac{36}{n^2}; \quad x_{13}^{(n)} \approx \frac{60}{n^3}.$$

В дальнейшем с учетом зависимостей, указанных на структурной схеме, полученного значения координаты u_n , коэффициентов усиления и экстраполированных значений по результатам $n-1$ измерений находятся оценки величин $M_1^{(n)}, M_2^{(n)}, M_3^{(n)}$, которые служат исходными для определения экстраполированных значений по результатам n измерений величин $\overline{M}_1^{(n)}, \overline{M}_2^{(n)}, \overline{M}_3^{(n)}$, которые используются в $n+1$ обзоре.

При получении достаточного количества отметок вычисляются оценки координаты, скорости и ускорения для

последней точки наблюдения и оценки их экстраполированных значений:

$$u^*(n) = M_1^{(n)}; \quad \dot{u}^*(n) = \frac{M_2^{(n)}}{T_0}; \quad \ddot{u}^*(n) = \frac{M_3^{(n)}}{T_0^2};$$

$$u^{\text{э}}(n) = \overline{M}_1^{(n)}; \quad \dot{u}^{\text{э}}(n) = \frac{\overline{M}_2^n}{T_0}; \quad \ddot{u}^{\text{э}}(n) = \frac{\overline{M}_3^n}{T_0^2}.$$

В настоящее время для сглаживания параметров траекторий целей, сопровождаемых в реальном масштабе времени, применяются фильтр Калмэна и его модификации.

Эти фильтры могут быть одномерными и многомерными. В случае многомерного фильтра сглаживаются одновременно все измеряемые координаты с учетом корреляционных связей между ними.

Однако реализация многомерного фильтра Калмэна на ЭЦВМ связана с большими затратами машинного времени. Кроме того, из-за ограниченности разрядной сетки ЭЦВМ возникают значительные ошибки в определении параметров траектории.

Одна из модификаций одномерного фильтра Калмэна для сглаживания координаты $u(n)$ имеет вид

$$u^*(n) = u_{\text{э}}(n) + [1 - a(n)][u(n) - u_{\text{э}}(n)],$$

где $u^*(n)$ — сглаженная координата по результатам n измерений;

$u_{\text{э}}(n)$ — экстраполированная координата на n -й момент наблюдения;

$$a(n) \text{ — параметр сглаживания, } a(n) = 1 - \frac{2(2n-1)}{n(n+1)};$$

$[u(n) - u_{\text{э}}(n)]$ — рассогласование между измеренным и экстраполированными значениями, равное $\varepsilon(n)$.

Для модели движения, соответствующей полиному первой степени:

$$u_{\text{э}}(n) = u^*(n-1) + V^*(n-1)T_0,$$

где $V^*(n-1)$ — сглаженное значение скорости по результатам $n-1$ измерений.

Сглаженная скорость равна $V^*(n) = V^*(n-1) + [1 - b(n)] \frac{\epsilon(n)}{T_0}$, где $b(n) = 1 - \frac{6}{n(n+1)}$.

Выбор метода оценки параметров траектории зависит от характера движения цели, требуемой точности определения параметров и от возможностей ЭЦВМ по быстродействию и объему памяти. В ЭЦВМ вторичной обработки может быть заложено и несколько алгоритмов сглаживания, выбираемых в зависимости от характера движения цели.

4.5. Экстраполяция траекторий

Для определения точек падения (вылета) баллистических целей (ракет, снарядов, мин) и для прогнозирования положения аэродинамических целей используют методы экстраполяции траекторий.

Сущность методов экстраполяции траекторий аэродинамических целей заключается в том, что по найденным оценкам параметров траектории и заданному времени прогнозирования $t_{\text{пр}}$ определяется значение координаты цели u_s^* на время $t_{\text{пр}}$. Например, если в качестве модели движения выбран полином второй степени, то

$$u_s^* = u^*(n) + \dot{u}^*(n) t_{\text{пр}} + \frac{\ddot{u}^*(n)}{2} t_{\text{пр}}^2.$$

Сущность экстраполяции траекторий баллистических целей заключается в построении недостающего участка траектории по значениям ее параметров, найденным в результате сглаживания. По своей постановке задача экстраполяции траекторий баллистических целей совпадает с задачей расчета конечного (начального) участка траектории.

Недостающий участок траектории [16, 20] строится решением системы дифференциальных уравнений или методом, основанным на использовании эллиптической или параболической теории полета снаряда.

При сопровождении баллистических целей в качестве модели их движения могут быть использованы уравнения их траектории.

Движение баллистического снаряда в прямоугольной системе координат X, Y, Z с началом в центре тяжести Земли можно определить на основе закона Ньютона. Если не учитывать вращение Земли, то математически этот закон может быть выражен с помощью трех независимых дифференциальных уравнений второго порядка:

$$ma_x = F_x(X, Y, Z, V_x, V_y, V_z, t);$$

$$ma_y = F_y(X, Y, Z, V_x, V_y, V_z, t);$$

$$ma_z = F_z(X, Y, Z, V_x, V_y, V_z, t),$$

где m — масса снаряда;
 a_x, a_y, a_z — составляющие ускорения вдоль осей X, Y, Z ;
 V_x, V_y, V_z — составляющие скорости снаряда по осям X, Y, Z ;
 t — текущее время;
 F_x, F_y, F_z — функции, характеризующие силы, действующие на снаряд и зависящие от типа, положения, скорости движения снаряда и плотности атмосферы.

Для решения системы дифференциальных уравнений (для экстраполяции траектории к точке падения или вылета) должны быть заданы начальные условия интегрирования: $x_0, y_0, z_0, V_{x_0}, V_{y_0}, V_{z_0}$, которые определяются в результате сглаживания. Значения массы снаряда и вид функций F_x, F_y, F_z определяют в результате распознавания типа цели.

При использовании параболической теории исходят из предпосылки, что снаряд движется в пустоте и постоянном гравитационном поле.

Координата точки падения x_n в плоскости стрельбы определяется из выражения

$$x_n = \frac{2y_a}{\operatorname{tg} \theta_1 + \operatorname{tg} \theta_0},$$

где θ_1 — угол наклона вектора скорости в точке A (рис. 32), для которой найдены сглаженные параметры траектории (y_a, V_x, V_y) , угол определяется из выражения $\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{V_y}{V_x}$;

θ_c — угол наклона вектора скорости в точке падения, определяемый из выражения $\operatorname{tg}^2 \theta_c = \operatorname{tg}^2 \theta_1 + \frac{2g}{V_x^2} y_a$, где $g=9,81$ м/с² — ускорение земного тяготения.

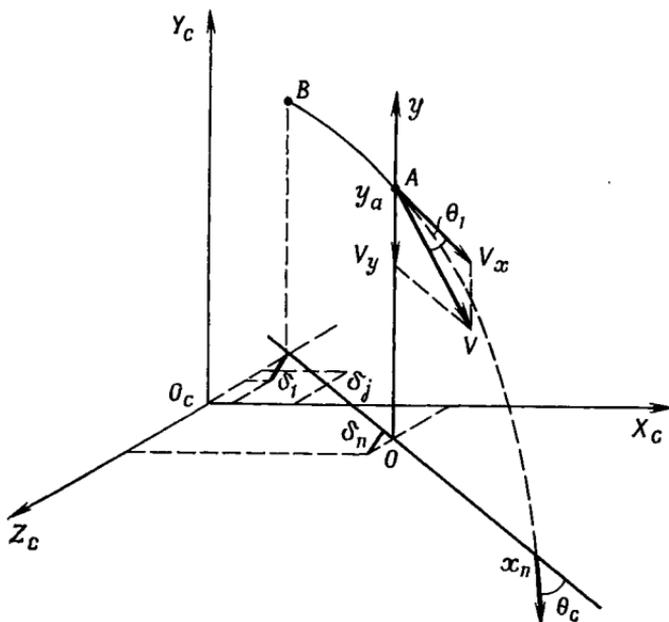


Рис. 32. Принцип экстраполяции траектории баллистической цели

Из приведенных выше зависимостей видно, что для определения x_n необходимо предварительно вычислить положение плоскости стрельбы и составляющие скорости V_x , V_y в этой плоскости.

МРЛС с точкой стояния O_c определяет полярные координаты цели (наклонную дальность D_i , азимут θ_{r_i} и угол места θ_{v_i}), которые преобразуются в прямоугольные координаты x_{ci} , y_{ci} , z_{ci} по зависимостям:

$$\begin{aligned} y_{ci} &= D_i \sin \theta_{v_i}; \\ x_{ci} &= D_i \cos \theta_{v_i} \cos \theta_{r_i}; \\ z_{ci} &= D_i \cos \theta_{v_i} \sin \theta_{r_i}. \end{aligned}$$

След плоскости стрельбы находится после сглаживания координат x_{ci} , z_{ci} и является, например, такой прямой OX , для которой сумма квадратов отклонений δ_j будет минимальной величиной.

Затем точки с координатами x_{ci} , z_{ci} проектируются на след плоскости стрельбы и полученная последовательность используется для нахождения V_x . V_y определяется в результате сглаживания последовательности y_{ci} .

Если сопротивление воздуха не учитывается, координата точки падения x_n определяется с ошибкой Δx , зависящей от формы снаряда, составляющих скорости, высоты y_a и функции плотности атмосферы H_3 .

Учет сопротивления воздуха может производиться по формуле

$$\Delta x = - \frac{2gc}{V_x^2 \operatorname{tg}^3 \theta_{cp}} H_3,$$

где $\theta_{cp} = \frac{\theta_1 + \theta_n}{2}$;

c — баллистический коэффициент, равный $\frac{id^2}{Q_k} \cdot 10^3$, где i — коэффициент формы; d — диаметр наибольшего сечения снаряда; Q_k — вес снаряда.

Для повышения точности экстраполяции учитывают также направление и величину ветра, вращение и форму Земли, отклонение действительных параметров атмосферы от нормальных (табличных).

4.6. Распознавание типа цели

Для селекции целей, а также для получения данных для экстраполяции траекторий производят дешифрирование (распознавание) типа цели. Распознавание типа цели связано с большим объемом вычислений и поэтому производится с помощью ЭЦВМ вторичной (третичной) обработки.

При радиолокационном распознавании могут использоваться следующие признаки объектов:

- амплитудные и фазовые спектры отраженных от цели сигналов;
- поляризационные свойства отраженных сигналов;

— величины эффективной отражающей поверхности объектов S_3 ;

— баллистические и тактические свойства объектов.

С увеличением числа используемых при распознавании признаков увеличивается достоверность распознавания, но также увеличивается и объем вычислений.

Распознавание делится на детерминированное, использующее абсолютно различные признаки, т. е. признаки, принимающие для различных классов целей значения на полностью различных интервалах, и вероятностное. Детерминированное распознавание надежней, его алгоритмы проще. Однако при радиолокационном распознавании детерминированные случаи встречаются весьма редко. Обычно значения признаков перекрываются, при этом приходится использовать вероятностное распознавание.

Для разработки алгоритмов распознавания приходится проводить большую работу по снятиям распределений признаков различных целей. Признаки различных целей заносятся в память ЭЦВМ. В процессе распознавания измеренные признаки сравниваются с записанными и принимается решение в пользу наиболее вероятной гипотезы.

Весьма сложной задачей является измерение признаков целей. Если баллистические свойства объектов (составляющие скорости, ускорения, направление движения, баллистический коэффициент) могут быть получены при сглаживании траектории, то для получения спектров, поляризационных характеристик или значений S_3 приходится использовать специальные датчики. Спектры сигналов могут быть получены с помощью спектрометров, коррелометров, которые выполняются как в аналоговом, так и в цифровом виде. В первом случае производится преобразование полученных значений спектральной плотности $S(\omega)$ или корреляционной функции $\rho(\tau)$ принятого сигнала в цифровой вид и введение его в ЭЦВМ. Во втором случае входной сигнал преобразуется в последовательность цифровых кодов, характеризующих амплитуды (фазы) сигнала в дискретные моменты времени. Вычисление $S(\omega)$ или $\rho(\tau)$ при этом может производиться ЭЦВМ. Для измерения поляризационных характеристик отраженных сигналов используют антенны с различной поляризацией.

4.7. Структурные схемы устройств вторичной обработки

Для вторичной обработки информации используются специализированные ЭЦВМ, на которые может также возлагаться решение части задач первичной обработки.

Структура ЭЦВМ вторичной обработки может обеспечить либо последовательную, либо параллельную обработку информации. При последовательной обработке последовательно решается весь комплекс задач по каждой из целей. После полной обработки информации по данной цели переходят к решению задач по другой цели. При параллельной обработке используют несколько одновременно работающих процессоров, причем каждый процессор обеспечивает решение отдельных задач обработки или решает весь комплекс задач для каждой цели.

На рис. 33 показана упрощенная структурная схема ЭЦВМ при последовательной обработке информации. В оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) записаны программы идентификации, сглаживания, экстраполяции и дешифрирования. С началом каждого цикла обзора из буферного запоминающего устройства в ОЗУ

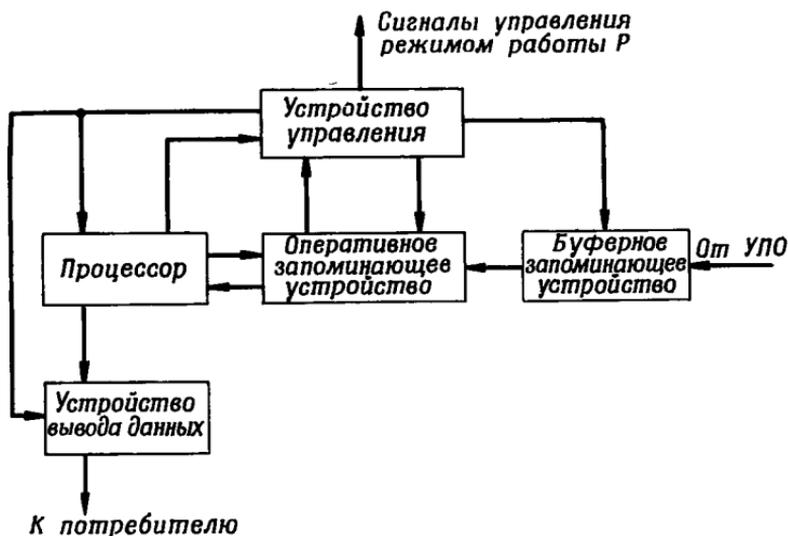


Рис. 33. Структурная схема ЭЦВМ последовательной обработки информации

переписываются данные о целях, поступившие от УПО в предыдущем обзоре.

Устройство управления обеспечивает взаимодействие всех частей машины и выполнение операций по программам, записанным в ОЗУ. Программа представляет собой последовательность команд, каждая из которых содержит код операции и адрес (или несколько адресов). Устройство управления подает сигнал на процессор, выполняющий арифметическую или логическую операцию над числами, адрес которых указан. Вид операции определен ее кодом.

На устройстве управления возлагается также функция выработки сигналов управления режимом работы МРЛС.

По окончании решения задачи результаты через устройство вывода данных поступают к потребителю.

Для того чтобы не было перегрузки ОЗУ, ЭЦВМ должна работать в реальном масштабе времени, т. е. обработка данных о всех целях должна производиться за время, равное периоду обзора. При такой структуре и большом числе целей ЭЦВМ должна обладать большим быстродействием.

При параллельном решении отдельных задач может использоваться схема, приведенная на рис. 34. При этом ЭЦВМ состоит из соответствующего процессора, оперативного запоминающего устройства, буферного ЗУ, устройства управления и устройства вывода данных. Каждый процессор содержит местное устройство управления и ОЗУ.

Устройство управления ЭЦВМ осуществляет управление работой ЭЦВМ. По окончании того или иного этапа обработки в процессорах вырабатывается сигнал, под воздействием которого устройство управления ЭЦВМ записывает полученный результат в ОЗУ и выбирает из ОЗУ исходные данные для очередной цели, для этого же процессора. Задачи решаются по программам, записанным в ОЗУ процессора.

Для сопровождения радиолокационных целей в реальном масштабе времени также используют ЭЦВМ с параллельной обработкой информации от всех целей. Примером подобной ЭЦВМ является ИЛЛИАК-4 (рис. 35).

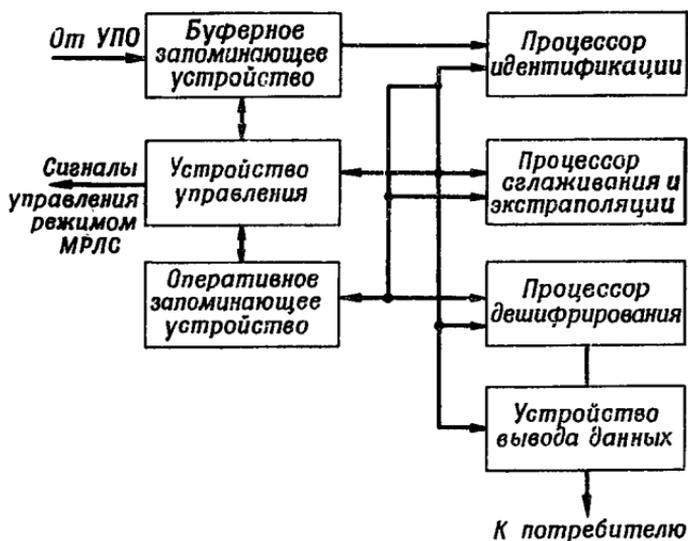


Рис. 34. Структурная схема ЭЦВМ при параллельном решении задач вторичной обработки

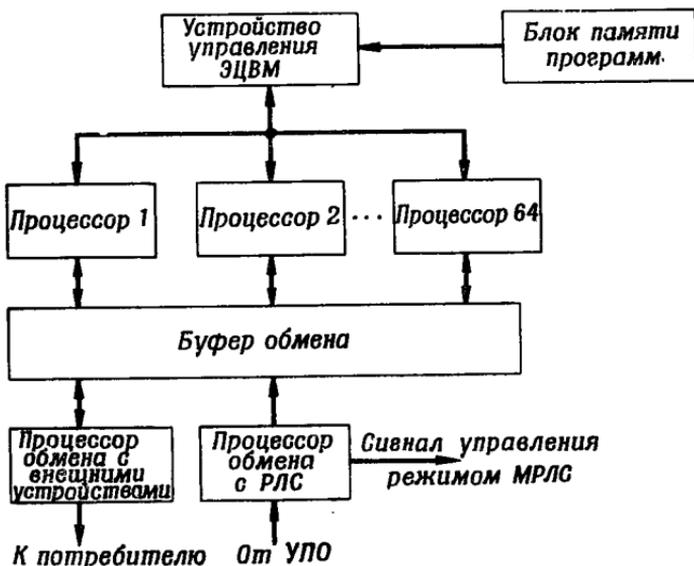


Рис. 35. Структурная схема многопроцессорной ЭЦВМ

Система ИЛЛИАК-4 содержит 64 процессора, каждый из которых состоит из полупроводникового запоминающего устройства (ПЗУ) и местного устройства управления, и может одновременно обрабатывать информацию от 64 целей.

В результате идентификации данные для i -й цели направляются в соответствующий процессор. Если число целей больше 64, предусматривается многократная реализация алгоритмов.

Программы вторичной обработки хранятся в блоке памяти программ. Дешифрирование и подготовка всех команд производятся в устройстве управления ЭЦВМ. Когда команда подготовлена, из устройства управления ЭЦВМ во все процессоры посылаются соответствующие синхронизирующие импульсы, обеспечивающие параллельное решение задач всеми процессорами. Логика работы каждого процессора предусматривает возможность его отключения, запрещения исполнения определенных команд.

Для обмена с внешними устройствами ЭЦВМ используют процессор обмена с внешними устройствами и процессор обмена с РЛС.

Процессор обмена с внешними устройствами обеспечивает пересылку данных в ЭЦВМ, ведущую третичную обработку. Процессор обмена с РЛС выполняет две функции: служит буферным устройством между ЭЦВМ и РЛС и является специализированным процессором, выполняющим операции по управлению РЛС.

Число целей, сопровождаемых в реальном масштабе времени, зависит от быстродействия и емкости ЭЦВМ обработки. При использовании интегральных схем в системах с параллельной обработкой может быть реализовано быстродействие порядка 10^9 операций в секунду.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации. «Сов радио», 1970.
2. Сканирующие антенные системы СВЧ, ч. I и II. Пер. с англ. Под ред. Маркова Г. Т., Чаплина А. Ф. «Сов. радио», 1966—1971.
3. Ловенар. РЛС противоракетной обороны: миф или реальность. «Зарубежная радиоэлектроника», № 10, 1970.
4. «Зарубежная радиоэлектроника», № 4, 1969.
5. Родс. Введение в моноимпульсную радиолокацию. «Сов. радио», 1960.
6. Коростелев А. А. Автоматическое измерение координат. Воениздат, 1961.
7. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. «Сов. радио», 1969.
8. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. «Сов. радио», 1965.
9. Кузьмин С. З. Цифровая обработка радиолокационной информации. «Сов. радио», 1967.
10. Джонсон С. М. Радиолокационные станции противоракетной обороны. Экспресс-информация «Радиолокация, телевидение, радиосвязь», № 29, 1970.
11. Леонов А. И. Радиолокация в противоракетной обороне. Воениздат, 1967.
12. Слока В. К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. «Сов. радио», 1970.
13. Самсоненко С. В. Цифровые методы оптимальной обработки радиолокационных сигналов. Воениздат, 1968.
14. Милли. Трехкоординатные РЛС со сжатием импульсов и частотным управлением лучом. «Зарубежная радиоэлектроника», № 5, 1965.
15. Фролов А. Н., Романов Г. А. Основы автоматизации систем управления. Воениздат, 1971.
16. Шапиро Я. М. и др. Основы проектирования ракет на твердом топливе. Воениздат, 1968.
17. Пашкевич С. Д. Основы мультипрограммирования для специализированных вычислительных систем. «Сов. радио», 1972.
18. Р. Ли. Оптимальные оценки, определение характеристик и управление. «Наука», 1966.

19. Сильвестов С. Д. и др. Точность измерения параметров движения космических аппаратов радиотехническими методами. «Сов. радио», 1970.
20. Шапиро И. И. Расчет траекторий баллистических снарядов по данным радиолокационных наблюдений. Изд-во иностр. лит., 1961.
21. Великанов В. Д. и другие. Радиотехнические системы в ракетной технике. Воениздат, 1974.
22. Кук К. Е., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. «Сов. радио», 1971

СОДЕРЖАНИЕ

	<i>Стр.</i>
Введение	3
1. Принципы работы многоцелевых РЛС	5
1.1. Общие сведения	—
1.2. Методы обзора пространства	11
1.3. Антенны МРЛС	13
1.4. Структурные схемы МРЛС	27
2. Сигналы и методы их обнаружения	33
2.1. Сигналы, используемые в МРЛС	—
2.2. Сигналы, отраженные от цели	38
2.3. Обнаружение радиолокационных сигналов	40
2.4. Методы фильтрации импульсных сигналов	44
3. Измерение параметров сигналов	59
3.1. Измерение дискретный съем дальности и радиальной скорости	—
3.2. Измерение и дискретный съем угла в плоскости сканирования	64
3.3. Измерение и дискретный съем угла в плоскости мгновенного обзора	66
3.4. Точность измерения параметров	71
4. Вторичная обработка информации в МРЛС	74
4.1. Общие сведения	—
4.2. Обнаружение траекторий	76
4.3. Процедура идентификации огметок	79
4.4. Оценка параметров траекторий	83
4.5. Экстраполяция траекторий	92
4.6. Распознавание типа цели	95
4.7. Структурные схемы устройств вторичной обработки	97
Литература	101

*Владимир Николаевич Ветлинский,
Геннадий Николаевич Ульянов*

МНОГОЦЕЛЕВЫЕ РЛС

Редактор *О. Ю. Бриллиантов*
Технический редактор *Л. С. Афанасьева*
Корректор *Л. Д. Сысова*

Г-70612.	Сдано в набор 10.9.74	Подписано в печать 11.2.75
Изд. № 6/6592.	Формат 84×108/32. Печ. 3 ¹ / ₄ л. Усл. печ. л. 5,46. Уч.-изд. л. 4,967	Цена 25 коп. Тираж 8000 Зак. 962

Воениздат
103160, Москва, К-160
1-я типография Воениздата
103006, Москва, К-6, проезд Скворцова-Степанова, дом 3

Цена 25 коп.

